

Entwurf, Entwicklung und Optimierung von kompakten HF-Mikrostreifen-Filtern mittels “Defected Ground Structure”-Technik (DGS)



Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades

Doktoringenieur

(Dr.-Ing.)

von **Dipl.-Ing. Ahmed Boutejdar**

geb. in Souk El Arbaa Du Gharb, Marokko

genehmigt durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Otto-von-Guericke Universität Magdeburg

Promotionskommission:

Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. habil. Achim Kienle

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Abbas Omar

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Edmund Burte

Mitglied: Prof. Dr.-Ing. habil. Frank Palis

Promotionskolloquium am: 02. November 2010.

Widmung



Die Phantasie ist wichtiger als das Wissen, denn Wissen ist begrenzt,
Phantasie umspannt die Welt.

Albert Einstein

Meinen Eltern, meinen Brüdern, meiner Frau Sonja, meinem Sohn Mehdi
und meiner Tochter Amina in Denkbareit gewidmet

Ahmed Boutejdar

Danksagung

Zuallererst danke ich Gott, dass es mir möglich war, diese Dissertation zu schreiben. Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektronik, Signalverarbeitung und Kommunikationstechnik im Bereich Hochfrequenztechnik der Otto-von-Guericke-Universität in Magdeburg.

Diese Arbeit ist nicht das Produkt eines Einzelnen, sondern entstand durch die Anregung, Unterstützung, Begleitung und Mithilfe einer Reihe von Personen, bei denen ich mich im Folgenden bedanken möchte.

Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Abbas Omar. Als Doktorvater meiner Dissertation stand er mir mit seinem Wissen und seiner Erfahrung jederzeit zur Seite und begleitete die Planung und Durchführung der experimentellen Arbeit mit herausragendem Engagement. Ich danke ihm für die Betreuung der Arbeit sowie für die wertvollen fachlichen Hinweise und Anregungen, insbesondere für seine stets offene Tür und die genommene Zeit, aufkommende Fragen oder Probleme schnell und unkompliziert diskutieren zu können. Außerdem danke ich ihm für die Gelegenheit, die er mir gegeben hat, um zahlreiche Konferenzen und Workshops zu besuchen, mit dem Ziel, Ideen mit anderen Akademikern auszutauschen, Vorträge über unsere Arbeit zu halten und vor allem in Kontakt mit die neuen Technologien und Forschungen zu bleiben.

Mein Dank geht an dieser Stelle auch an Herrn Prof. Dr.-Ing. Edmund P. Burte, dem Leiter des Lehrstuhls für Halbleitertechnologie, der diese Arbeit betreut und nach Fertigstellung begutachtet hat. Die Anregungen, Hinweise und Ideen, die ich von ihm bekam, haben diese Arbeit erst ermöglicht und sehr zu deren Gelingen beigetragen. Ebenso gilt mein Dank der Prof. Dr. Smain Amari vom “Department of Electrical and Computer Engineering, Royal Military College of Canada”, der mir oft und unter allen Umständen bei allen fachlichen Fragen half. Ein besonderer Dank geht auch an Herrn Dr.-Ing. Reinhard Mikuta für die wertvollen Ratschläge, fachlichen Hinweise und Diskussionen im Bereich CMOS-Technologie während der Ausarbeitung des DFG-Projekts, das auf dieser Arbeit basiert.

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Achim Kienle, Fachgruppenleiter der Gruppe Prozesssynthese und Prozessdynamik am Max-Planck-Institut für Dynamik komplexer technischer Systeme Magdeburg und Leiter des Lehrstuhls für Automatisierungstechnik/Modellbildung an der Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, danke ich für die Übernahme des Vorsitzes des Promotionskommission und die sympathische Art, mit der er das Promotionskolloquium moderierte.

Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. habil. Dr. h.c. Frank Palis, Leiter des Instituts für Elektrische Energiesysteme (IESY), Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Elektrische Aktorik an der Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, danke ich für seine Mitarbeit in der Promotionskommission und sein dieser Arbeit entgegengebrachtes Interesse.

Mein ganz besonderer Dank und meine Anerkennung gilt nicht zuletzt meiner Ehefrau Dipl.-Ing. Sonja Boutejdar. Sie hat mein Studium und die Dissertation durch vielfältige Unterstützung ermöglicht und mir während dieser Zeit mit großer Anteilnahme beigestanden.

Herrn Dr. M.Sc. Adel Abdel-Rahman, meinem guten Freund und früheren Arbeitskollegen, mit dem ich während meiner Diplomarbeit und Doktorandenzeit gern zusammengearbeitet habe, danke ich sehr. In diesem Zusammenhang blicke ich auch auf die vielen fruchtbaren Diskussionen zurück.

Des Weiteren gehört mein großer Dank meinem Freund M.Sc. Adel Elsherbini vom “Electrical Engineering and Computer Science Department, University of Michigan” für seine Hilfe bei Microwave Studio und für die wertvollen Diskussionen und die produktive wissenschaftliche Zusammenarbeit.

Bedanken möchte ich mich auch bei Herrn Dipl.-Wirt.-Inform. Dennis Winkler, unserem Administrator, für seine Hilfe bei der Software-Installation und seinen methodischen Rat und vor allem für sein stets freundliche und hilfreiche Unterstützung beim Korrekturlesen dieser Arbeit, ebenso Herrn Harald Dempewolf und Herrn Dipl.-Ing. Hans-Wolfgang Rodiek für ihre freundliche Zusammenarbeit bei der Anfertigung der verschiedensten HF-Komponenten und Strukturen.

In weiterer Schuld stehe ich bei den zahlreichen Kolleginnen und Kollegen für ihre Hilfsbereitschaft und Gesprächsbereitschaft. Nennen möchte ich in alphabetischer Reihenfolge: Dr. M.Sc. Ali Ramadan Ali, M.Sc. Mohamed Awida, Dr. M.Sc. Fawzy Abujarad, Dr. M.Sc. Anatoliy Batmanov, Dr.-Ing Helmut Bresch, M.Sc. Ahmed Hassan, Dr. M.Sc. Ehab Hamad, Dr. M.Sc. Tariq Khazada, Astrid Schwenke und Dipl.-Ing. Nikolaos Spiliotis.

Auch bei allen nicht namentlich erwähnten Mitgliedern des Instituts für Hochfrequenztechnik möchte ich mich ganz herzlich für die außerordentlich gute Zusammenarbeit bedanken.

Die Forschungen wurden von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) im Rahmen des Schwerpunktprogramms “Entwurf, Optimierung, CMOS-kompatible Herstellung und Charakterisierung von abstimmbaren planaren/koplanaren DGS-Filtern” gefördert. Dem DFG gebührt mein Dank für die finanzielle Unterstützung.

Schließlich danke ich von ganzem Herzen meiner Familie, hier besonders meinem Vater Ibrahim, meiner Mutter Fatima, meiner Frau Sonja, meinem Sohn Mehdi, meiner Tochter Amina, meinen Brüdern Mohamed, Lahcen, Larbi und Karim sowie meinen Schwiegereltern Friedrich und Hiltrud, die mich während dieser Arbeit durch alle Höhen und Tiefen liebevoll und geduldig begleitet, moralisch unterstützt und ermutigt haben.

Magdeburg, November 2009.
Ahmed Boutejdar

Zusammenfassung

Diese Dissertation beschäftigt sich mit der Entwicklung und Optimierung von hochfrequenten planaren Mikrostreifenfilterstrukturen, wobei parallel Defected Ground Structure (abgekürzt: DGS)-Technik, Kaskadierungs-, Quasi-Fraktal- und Multilayer-Methoden verwendet wurden. Kompakte und einstellbare Strukturdimensionen als technologische Größe ermöglichen einen neuen Freiheitsgrad für den Entwurf einer neuen Art DGS-Filter und Mikrowellenschaltungen.

Mithilfe der vorher genannten Techniken ist es möglich, für kritische Problemstellungen, welche bisher nur unzureichend oder gar nicht gelöst werden konnten, neuartige Lösungen zu finden. Dabei werden analytische Verfahren wie Tschebyscheff-Butterworth-Ansätze, Reihenentwicklungen und Kopplungsmatrixmethode angewendet. Die erste Anwendung befasst sich mit der Modellierung und Analysis eines DGS-Resonators, der ein wichtiges Bauelement des DGS-Mikrostreifenfilters ist. Zur Bestimmung der Parameter, welche die Eigenschaften dieses DGS-Elements beeinflussen, werden verschiedene DGS-Formen untersucht, modelliert und analysiert. Unter Verwendung der Ergebnisse der Analyse ist es möglich, Resonatoren mit geringen Verlusten und größeren Gütefaktor-Eigenschaften zu entwerfen. Die Ersatzschaltbildelemente des vorgeschlagenen DGS-Elements werden durch Kombination der Leitungstheorie und EM-Simulationen berechnet und schließlich mit der kommerziellen Microwave Office Software (MWO) optimiert. Diese Dissertation umfasst auch die Entwurfs-, Optimierungs- und Realisierungsaspekte von DGS-Mikrostreifenfiltern mit Hilfe von MWO- und TEX-Line-Software.

In Kapitel über Tiefpassfilter sind drei Algorithmen für den Filterentwurf und für die Verbesserung ihrer Eigenschaften vorgeschlagen worden. Die Unterdrückung der unerwünschten harmonischen Anteile wurde mittels Kaskadierungsverfahren durchgeführt. Mit dem ersten Kaskadierungsverfahren werden die kaskadierten Resonatoren verwendet, die aus frei geätzten Flächen in der Grundmetallisierung (DGS) bestehen. Das zweite Verfahren zur Verbesserung der Sperrbereicheigenschaften des Filters, das hier vorgeschlagen und getestet wurde, ist die sogenannte Quasi-Fraktal-Methode. Die Effektivität der Methode beruht auf der Änderungskapazität der geometrischen Fläche der Struktur.

Die Multilayertechnik wurde verwendet, indem man die geätzten bzw. gefrästen Resonatoren übereinander statt nebeneinander aufreht, was schließlich zu einem sehr kompakten Filter führt. Die Effektivität der beiden Algorithmen wurde überprüft, indem die tatsächlichen Ergebnisse mit den berechneten und simulierten verglichen wurden. Die Idee wurde theoretisch und experimentell erfolgreich getestet.

Der letzte Schwerpunkt ist das Design von DGS-Bandpassfiltern mit Hairpin- bzw. Open-Loop-DGS-Resonatoren unter Verwendung der Kopplungsmatrixmethode. Diese führen zu einer gewünschten exakten und kontrollierbaren Filterantwort mit der die genauen Abstände zwischen benachbarten DGS-Resonatoren bestimmt werden. Die durchgeführten Experimente zeigten die hohe Wirksamkeit und die Genauigkeit dieser angewendeten Verfahren. Das entsprechende Ersatzschaltbild-Modell und seine zugehörigen konzentrierten Bauelementwerte werden durch Ein-Pol-Butterworth-Filter-Gleichungen und den MWO-Simulator entworfen bzw. extrahiert.

Schließlich wurde ein neues Bandsperfilter, das sogenannte oktagonale Bandsperfilter, entwickelt mit dem Ziel die Verluste im Durchlass- sowie im Sperrbereich zu beseitigen und gleichzeitig die Filtereigenschaften, wie Symmetrie, Kompaktheit und Abstimbarkeit zu verbessern. Zusätzlich wurde eine Interdigital-Mikrostreifenkapazität entworfen, optimiert und in Kombination mit dem Oktagon-Ring-Resonator eingesetzt. Das neue oktagonale Interdigital-DGS-Bandsperfilter wurde simuliert, optimiert und erfolgreich für die gewünschten Zwecke realisiert.

Abstract

In this dissertation, the design and analysis of high frequency microstrip filters using defected ground structure (DGS), quasi-fractal and multilayer techniques has been addressed from design, modelling, optimization, and implementation points-of-view. Analytical design methods such as Tschebyscheff, Butterworth, geometric series and coupling matrix techniques have been used. Equivalent circuits of the proposed structures have been extracted using hybrid electromagnetic and numerical simulation techniques. Using the aforementioned techniques, novel compact structures have been proposed, implemented and tested demonstrating superior performance compared to traditional filter structures in the literature.

Modeling and analysis of different DGS resonator geometries namely; rectangular slot, dumb-bell slot, square head slot, p-Arrow head, and fractal head has been thoroughly investigated, which have been then utilized in developing high performance DGS microstrip filters. For each DGS resonator, an extensive study has been carried out to determine the sensitive dimensions that have an influence on the frequency response. Using the results of the analysis, it is possible to design a one-pole Butterworth filter with low-loss and high quality factor properties. The corresponding equivalent circuit of each proposed DGS elements has been extracted as well. This thesis covers also the design, optimization, and implementation aspects of DGS microstrip filter using electromagnetic (EM) 2D numerical simulators.

In the section of LPF, three algorithms have been proposed for filter design and for improving their properties. The suppression of the unwanted harmonics has been investigated using the cascaded combined with the geometric series method. In the first technique, identical cascaded DGS resonators will be used which are etched in the ground plan (DGS). The second procedure, known as quasi-fractal method, has been proposed and tested to improve the restricted area width of the filter. The effectiveness of the method is based on modifying the capacitance of the structure surface geometry and on the slow-wave effect. Due to the space-filling property of the fractal geometry, this structure can adjust the location of the transmission zeros. This will improve the selectivity of the filter and suppresses any undesired harmonics. The last proposed technique proposes using a multilayer technology, in which one places the etched resonators on each other instead of placing them side by side. This new structure topology with its effective electromagnetic coupling leads finally to a very

compact filter with a good response. This method has been applied to low-pass and bandpass filters. The idea has been successfully tested theoretically and experimentally.

Moreover, the design of DGS bandpass filter with open-loop or hairpin DGS ring resonators based on the coupling matrix method has been carried out. This leads to a desired, precise and controllable filter response and hence the exact distances between neighbouring DGS resonators can be determined. The different filter structures have been implemented and tested and the experimental results have shown high efficiency and accuracy of the proposed procedures.

Finally an interdigital capacitor (ID) is designed and included in the DGS ring element. Better compactness of the structure and symmetry of the frequency response are achieved as well as two reflection zeros closed to the stopband are obtained which improved the selectivity of the proposed filter. In order to validate the feasibility of the proposed design method, both band-stop filters are designed, fabricated, and measured.

Inhaltsverzeichnis

Widmung	i
Danksagung	ii
Zusammenfassung	v
Abstract	vii
Inhaltsverzeichnis	vi
Abbildungsverzeichnis	ix
Tabellenverzeichnis	xviii
Symbolverzeichnis	xix
1 Einleitung	1
1.1 Stand der Forschung	4
1.1.1 Filtertechnologie	5
1.1.2 Defected-Ground-Structure-Filter (DGS-Filter)	12
1.2 Problemstellung	14
1.2.1 Zielsetzung	15
1.2.2 Gliederung der Arbeit	16
2 Filterentwurfsverfahren	18
2.1 Passive elektrische Filter	18
2.1.1 Filterentwurf mit Butterworth- und Tschebyscheff-Tief-pässen	20
2.1.2 Transformation des Tiefpasses in ein Bandpassfilter	22
2.2 Leitungstheorie	24
2.2.1 Grundbegriff der Maxwell-Gleichungen	24
2.2.2 Wellenlänge und Phasengeschwindigkeit	27
2.3 Richards- und Kuroda-Transformation	28
2.4 Stufenimpedanz- oder High-Low-Tiefpassfilter	32
2.5 Mikrostreifenleitungstechnik	35
2.5.1 TEM-Wellen und Quasi-TEM-Wellen	36
2.5.2 Dämpfung auf der Mikrostreifenleitung	39

2.6	Theorie der Gekoppelten Resonatorfilter	40
2.6.1	Optimierungstechnik	46
2.6.2	Bestimmung des Kopplungskoeffizients und Gütefaktors	47
2.7	Defected Ground Structure(DGS)-Filter	49
3	Defected Ground Structure(DGS)-Element	52
3.1	DGS-Element: Idee, Entwurf und Verwendung	52
3.1.1	Frequenzabhängige Eigenschaften des DGS-Elements	54
3.1.2	Frequenzeigenschaften des DGS-Elements	54
3.1.3	Ermittlung der Äquivalent-Schaltung der DGS	56
3.1.4	Untersuchung der Eigenschaften der verschiedenen DGS-Elemente	58
3.2	Experimentelle Ergebnisse und Diskussion	71
4	DGS-Technik zur Realisierung von Tiefpassfiltern	74
4.1	Umwandlung des klassischen zum Mikrostreifenfilter	75
4.1.1	Entwurf und Verbesserung des High-Low-Tiefpassfilter	81
4.1.2	Realisierung und experimentelle Ergebnisse	83
4.2	Hight-Low-Tiefpassfilter mittels konventionellen DGS-Resonatoren . .	85
4.2.1	Entwurf und Realisierung der DGS-Hi-Lo-Tiefpassfilter	86
4.2.2	Design und Entwicklung der DGS-TPF mittels der Kaskadierungsmethode	95
4.2.3	Realisierung und Messergebnisse	100
4.3	Eine Filtertopologie durch Schlitzverformung “U,, des DGS-Resonators	101
4.3.1	Äquivalentmodell des neuen DGS-Elements	101
4.3.2	Tiefpassfilter mittels des neuen DGS-Resonators	102
4.3.3	Realisierung und Messung des Tiefpassfilters	104
4.4	Abweichungen zwischen Mess- und Simulationsergebnissen	105
4.5	Quasi-Fraktal und Kreuz-Technik	109
4.5.1	Design des Quasi-Fraktal-H-DGS-Tiefpassfilters	109
4.5.2	Entwurf, Fertigung und Messergebnisse	113
4.5.3	Kreuz-DGS-Tiefpassfilter	115
4.5.4	Entwurf des Kreuz-DGS-TPFs	117
4.5.5	Simulation- und Messergebnisse	118
4.6	Kompakt-TPF mittels Halb-DGS-Technik	119
4.6.1	Untersuchung der Eigenschaften des Halb-DGS-Elements	120
4.6.2	Experimentelle Untersuchungen	124
4.7	Die neue Multischicht-Methode	125
4.8	Filtersdesign mittels Ring-DGS-Resonatoren	130
4.8.1	Aufbau und Simulation des Ring-DGS-Tiefpassfilters	134
4.8.2	Experimenteller Aufbau und Messergebnisse	136
4.9	Zusammenfassung	137

5	Bandpass- und Bandsperrfilter mittels DGS-Technik	139
5.1	Dual-Mode-Ring-Bandsperrfilter	140
5.1.1	Entwurf des neuen Ring-Bandsperrfilters	140
5.1.2	Realisierung und Messergebnisse	144
5.2	Multi-Bandpassfilter	145
5.2.1	Entwurf der Multi-Arm-Ring-Filterstruktur	148
5.2.2	Herstellung und experimentelle Ergebnisse	149
5.3	Tiefpass-Bandpass-Transformation mit Hilfe der Quasi-Fraktal-DGS .	151
5.3.1	Entwurf des Quasi-Fraktal-H-DGS-Bandpassfilters	152
5.3.2	Realisierung und Messergebnisse	155
5.4	DGS-Hairpin-BPF mittels Kopplungsmatrix-Methode	156
5.4.1	Filterentwurf mit Hilfe der Kopplungsmatrix-Methode	159
5.4.2	Realisierung und Messergebnisse	163
5.5	Entwurf der U-DGS-Bandpassfilter mit Hilfe der Multischicht-Technik	165
5.5.1	Seitlich-gekoppelte Streifenleitungsfilter	168
5.5.2	Entwurf des optimalen DGS-Bandpassfilters	169
5.5.3	Realisierung und experimentelle Ergebnisse	172
5.6	Oktagonales DGS-Interdigital-Bandsperrfilter	174
5.6.1	Frequenzverhalten der oktagonalen DGS-Struktur	175
5.6.2	Entwurf des oktagonalen DGS-Bandsperrfilters	177
5.6.3	Realisierung und Messergebnisse des oktagonalen Bandsperrfilters	178
5.6.4	Realisierung und Messergebnisse des Interdigital-Band-sperrfilters	180
5.7	Zusammenfassung	182
6	Schlussfolgerung	183
6.1	Zusammenfassung	183
6.2	Ausblick und Perspektive	187
	Literaturverzeichnis	189
	Lebenslauf	204
	Liste meiner Publikationen	209

Abbildungsverzeichnis

1.1	Schema einer Nachrichtenübertragungskette	1
1.2	Unterstützung einer weltweiten Erreichbarkeit durch Satellitenkommunikations-, Mobilfunk- und Radarsysteme [1]	2
1.3	Frequenzbereich und Wellenlängen [2]	3
1.4	Übertragungsstrecke zwischen Sender und Empfänger	3
1.5	(a) Ersatzschaltbild eines TPFs, (b) Frequenzgang eines TPFs	5
1.6	Typische Übertragungsfunktion: (a) Butterworth, (b) Tschebyscheff und (c) Cauer	6
1.7	Stichleitungen: (a) leerlaufende, geerdete Leitung, (b) kurzgeschlossene, erdfreie Leitung	7
1.8	Stichleitungsmodell eines Tiefpassfilters 3. Grades	7
1.9	Typische Zweidrahtleitungen: (a) Quasi-TEM-Mikrostreifenleitung, (b) TEM-Koaxialleitung	8
1.10	Mikrostreifenleitung: (a) Aufbau einer offenen Mikrostreifenleitung; (b) Feldverteilung an einer Mikrostreifenleitung mit E-Feldlinien.	9
1.11	Gekoppeltes Ring-Resonatoren-Filter	10
1.12	Gekoppelter Ring-Resonatoren-Filter: (a) gekoppelte Resonatoren-Schaltung, (b) Kopplungsmodell	12
1.13	DGS-Struktur: (a) Drei verschiedene DGS-Elemente, (b) 3D-Ansicht von Kreuz-DGS-Element	13
1.14	DGS-Struktur: DGS-Struktur: (a) 3D-Ansicht der drei gleichen kaskadierten DGS-Elemente, (b) 3D-Ansicht einer Multischichtstruktur (zwei Metallisierungsebenen)	14
1.15	DGS-Struktur: Die 3D-Ansicht des Bandpassfilters mit Hilfe der DGS-Technik und der Interdigital-Kapazität	16
2.1	Blockschaltbild eines Vierpols	19
2.2	Betragsfrequenzgang für den Tiefpassentwurf: (a) lineare Darstellung, (b) logarithmische Darstellung	19
2.3	Toleranzschema eines Butterworth-Tiefpassfilters	20
2.4	Toleranzschema eines Tschebyscheff-Tiefpassfilters	21
2.5	Standardisierte LC-TPF zum normierten Quellenwiderstand	22
2.6	Transformation des Tiefpasses zum Bandpass.	23

2.7	(a) Impedanzinverter, (b) Admittanzinverter	23
2.8	Impedanz- und Admittanzinverterschaltungen	24
2.9	(a) Koaxialleitung, (b) Ersatzschaltbild	25
2.10	Leitung mit Impedanzabschluss Z_L	28
2.11	Richards-Transformation	29
2.12	Umsetzung einer Induktivität mit einer kurzgeschlossenen Leitung . .	30
2.13	Umsetzung einer Kapazität mit einer offenen Leitung	31
2.14	Realisierung des Leitungstiefpassfilters mit Hilfe von R.T.	31
2.15	Kuroda Identitäten mit $n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$	32
2.16	Darstellung des realisierbaren Leitungstiefpassfilters mittels K.I. . . .	32
2.17	Leitung	33
2.18	T-Schaltung	33
2.19	T-Netzwerk	33
2.20	Ersatzschaltbild der kurzen und hochohmigen Leitung	34
2.21	Ersatzschaltbild der kurzen und niederohmigen Leitung	34
2.22	Hi-Lo-Filter: (a) Ersatzschaltbild, (b) die gefertigte Filterstruktur . .	35
2.23	Verschiedene Leitungsarten: (a) Koaxialleitung, (b) planare Mikrostreifenleitung, (c) planare gekoppelte Mikrostreifenleitungen	36
2.24	Querschnitt einer ungeschirmten Mikrostreifenleitung: (a) Originalstruktur, (b) äquivalente Anordnung mit homogener Materialfüllung	36
2.25	(a) Elektrisches Feld, (b) magnetisches Feld einer	37
2.26	In Abhängigkeit von der normierten Leiterbreite w/h numerisch berechnet: (a) Wellenwiderstand Z_W , (b) effektive Permittivität $\varepsilon_{r,eff}$.	39
2.27	Äquivalent Schaltung der n-gekoppelten Resonatoren.	42
2.28	Äquivalent Netzwerk zu Abb. 27.	44
2.29	Kopplung zwischen zwei benachbarten Resonatoren.	45
2.30	Vereinfachtes Ablaufschema des Optimierungsverfahrens für die Extraktion der Koppelfaktoren.	46
2.31	Bestimmung der charakteristischen Frequenzen.	47
2.32	(a) Ermittelter Koppelfaktor (M_{ij}) in Abhängigkeit zum Koppelungsabstand s), (b) ermittelter externe Gütefaktor (Q_{ei}) in Abhängigkeit zum Ankoppelungsabstand h)	48
2.33	Phasengang S_{11} zur Bestimmung des externen Gütefaktors Q_{ei}	49
2.34	DGS-Ersatzschaltbild.	49
2.35	Einpoliges Butterworth-Filter.	50
2.36	Aufbau einer DGS-Struktur: (a) 3D-Ansicht des Octagonal-Resonators, (b) die entsprechenden Simulationsergebnisse.	51
3.1	Verschiedene DGS-Strukturen.	53
3.2	(a) Bandstop-DGS, (b) Bandpass-DGS.	54

3.3	(a) 3D-Ansicht des simulierten DGS-Elements, (b) Ersatzschaltbild des DGS-Elements.	55
3.4	(a) Mikrostreifen-Fräser-Maschine, (b) Einige frästechnisch (ätztechnisch) hergestellte Filterstrukturen.	55
3.5	Verschiedene DGS-Elemente.	58
3.6	Vergleich der S -Parameter der verschiedenen DGS-Strukture	59
3.7	(a) Vergleich zwischen π -Pfeilkopf-DGS und rechteckiger DGS, (b) Vergleich der entsprechenden S -Parameter	59
3.8	Aufbau einer rechteckigen DGS	60
3.9	(a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds	60
3.10	(a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds	61
3.11	Aufbau einer Halbrundkopf-DGS: (a) 3D-Ansicht des DGS-Resonators, (b) 2D-Ansicht des DGS-Resonators	62
3.12	EM-Simulationsergebnisse des Halbrundkopf-DGS-Elements für verschiedene Radien r	63
3.13	(a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds	63
3.14	(a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds	64
3.15	Aufbau der Quadratkopf-DGS: (a) 3D-Ansicht, (b) 2D-Ansicht	65
3.16	EM-Simulationsergebnisse der Quadratkopf-DGS für verschiedene Seitenlängen a : (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe	65
3.17	EM-Simulationsergebnisse des Quadratkopf-DGS-Elements für verschiedene Schlitzbreiten s : (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe	67
3.18	EM-Simulationsergebnisse der Quadratkopf-DGS für verschiedene Schlitzbreiten s : (a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Bauelementwerte und Frequenzen des Ersatzschaltbildes	67
3.19	Aufbau der π -Pfeilkopf-DGS: (a) 3D-Ansicht, (b) 2D-Ansicht	68
3.20	(a) Vergleich der Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Bauelementwerte und Frequenzen des Ersatzschaltbildes	69
3.21	EM-Simulationsergebnisse der Pfeilkopf-DGS für verschiedene Schlitzbreiten s : (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe	70
3.22	(a) Vergleich der Transmissionsverläufe für verschiedene Schlitzlängen d , (b) aus Transmissionskurven extrahierte Bauelementwerte und Frequenzen des Ersatzschaltbildes	70
3.23	Vereinfachtes Ablaufschema eines Optimierungsalgorithmus eines beliebigen DGS-Elements.	72
4.1	Tschebyscheff-Tiefpassfilter 5. Ordnung	76

4.2	Tschebyscheff-Tiefpassfilter 5. Ordnung nach Richards-Transformation	76
4.3	Entworfenes Tiefpassfilter nach Kuroda-Transformation	77
4.4	Entworfenes TPF nach Kuroda-Identität	78
4.5	Entworfenes TPF nach Kuroda-Identität	78
4.6	Entworfenes TPF nach Kuroda-Identität	79
4.7	Layout des entworfenen TPF	79
4.8	(a) 3D-AnSicht des Filters. (b) der hergestellte TPF	80
4.9	Vergleich der S -Prameter der Filterstruktur: (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe	80
4.10	(a) Layout-Struktur des Hi-Lo-TPF.(b) Äquival. Ersatzschaltbild	82
4.11	(a) Hergestelltes Hi-Lo-TPF, (b) Vergleich der Transmissionsverläufe des Filters	84
4.12	Hergestelltes leerlaufendes Mikrostreifenleitungsfilters. (b) Vergleich der S -Parameter des Filters	84
4.13	(a) 3D-Ansicht des simulierten Pfeilkopf-DGS-LPFs. (b) 2D-Ansicht des Filters	87
4.14	Ersatzschaltbild des Pfeilkopf-DGS-LPF	87
4.15	Elektromagnetische Feldlinienverteilung: (a) $f = 1$ GHz, (b) $f = f_0 = 2,5$ GHz	88
4.16	Simulationsvergleich des S_{12} -Parameter des Hi-Lo-Filters	89
4.17	Fotographie: (a) untere Schicht (Bottom) der Pfeilkopf-Struktur, (b) obere Schicht (Top) des Filters	89
4.18	(a) 3D-Ansicht des simulierten Dumbbell-DGS-LPFs. (b) Aufbau der Dumbbell-DGS-LPFs	90
4.19	(a) Mess- und Simulationsergebnisse der S_{12} -Parameter des Hi-Lo-Filters, (b) Ersatzschaltbild des Rundkopf-DGS-Filters	91
4.20	Fotographie: (a) Untere Schicht (Bottom Layer) der Filterstruktur, (b) Obere Schicht (Top Layer) des Rundkopf-DGS-Filters	91
4.21	(a) 3D-Ansicht des simulierten Quadratkopf-DGS-LPFs. (b) Aufbau des Quadratkopf-DGS-LPFs	92
4.22	(a) Fotografie des hergestellten Quadratkopf-DGS-TPFs, (b) Messungen der S_{12} -Parameter des Hi-Lo-Filters	92
4.23	Fotographie des hergestellten konventionellen Hi-Lo-TPFs und DGS-TPFs	93
4.24	(a) Vergleich zwischen den S_{12} -Parametern des Rundkopf-DGS-Filters, (b) Vergleich zwischen den S_{11} -Parametern des Rundkopf-DGS-Filters	94
4.25	Messungen der (a) S_{12} -Parameter und (b) S_{11} -Parameter des Pfeilkopf- und des Rundkopf-DGS-Filters	94
4.26	Vergleich der S -Parameter der DGS- und Hi-Lo-Struktur	95
4.27	(a) 3D-Ansicht der Pfeilkopf-Struktur, (b) Simulationsergebnisse des DGS-Einheitselements	96

4.28	(a) Aufbau des Pfeilkopf-DGS-TPFs, (b) Aufbau des π -Pfeilkopf-DGS-TPFs (<i>Struktur 1</i>)	97
4.29	(a) 3D-Ansicht der π -Pfeilkopf-DGS-Struktur (<i>Struktur 2</i>), (b) Vergleich der Simulationsergebnisse von Struktur 1 und 2	98
4.30	(a) 3D-Ansicht der π -Pfeilkopf-DGS-Struktur (<i>Struktur 3</i>), (b) Vergleich der Simulationsergebnisse von Struktur 2 und 3	99
4.31	Foto des gefertigten π -Pfeilkopf-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite	100
4.32	Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Filters: (a) Transmissionsverlauf, (b) Reflexionsverlauf)	100
4.33	(a) Das konventionelle DGS-Element, (b) das vorgeschlagene DGS-Element	102
4.34	(a) Das neu entworfene DGS-Element, (b) Simulationsergebnisse des DGS-Elements	102
4.35	(a) Konventionelles DGS-Filter, (b) neu entwickelte DGS-Struktur . .	103
4.36	a) Ersatzschaltbild des neu entworfenen DGS-Filters, (b) Vergleich der EM-Simulationsergebnisse der beiden Filtermodelle	104
4.37	Foto des gefertigten U-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite . .	105
4.38	Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Filters: (a) Vergleich der Ersatzschaltbild- und Filtermodell-Simulation, (b) Simulations- und Messergebnisse der Filterstruktur	105
4.39	Koordinatenmessgerät IP 200	106
4.40	Schematische Darstellung von Ungenauigkeiten gefertigter Filterstrukturen	106
4.41	(a) Grat und Eckrundung bei einer Pfeilkopf-DGS, (b) Unebenheiten an schmaler Filterstruktur, (c) "Nase" an der Kante einer Mikrostreifenstruktur, (d) Einbruchung an einer Ecke einer Mikrostreifenstruktur, (e) "Ausfransungen" an schmaler Filterstruktur	107
4.42	Elektrische Feldverteilung im Mikrostreifenleiter: (a) ohne Metallgehäuse, (b) mit Metallgehäuse [3]	108
4.43	(a) 3D-Ansicht eines Bandpassfilterentwurfs, (b) Foto des gefertigten DGS-Bandpassfilters (mit Metallgehäuse, (i) Vorderseite, (ii) Rückseite)	108
4.44	Simulierte und gemessene S -Parameter: (a) ohne Metallgehäuse, (b) mit Metallgehäuse	109
4.45	(a) 3D-Ansicht des DGS-Elements, (b) 2D-Ansicht des Fraktal-DGS, (c) der Ersatzschaltbild der DGS	110
4.46	(a) Drei gefertigte DGS-Elemente, (b) die S -Parameter der DGS-Elemente	111
4.47	Simulationsergebnisse der Quasi-Fraktal-H-DGS: (a) Änderung der Armlänge l_1 , (b) Änderung der Flächenbreite t , (c) Änderung der Schlitzbreite g	112

4.48	(a) Das entworfene Quasi-Fraktal-H-DGS-Filter, (b) Simulationsergebnisse des Filters in Abhängigkeit von dem Kopplungsfaktor k_e	113
4.49	Das Quasi-Fraktal-H-DGS-Tiefpassfilter: (a) 3D-Ansicht der Struktur, (b) entsprechendes Ersatzschaltbild	114
4.50	Foto des hergestellten Quasi-Fraktal-H-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite	114
4.51	Mess- und Simulationsergebnisse des Quasi-Fraktal-H-DGS-Filters . .	115
4.52	Kreuz-DGS-Resonator: (a) 3D-Ansicht, (b) 2D-Ansicht	116
4.53	(a) Das Ersatzschaltbild des DGS-Elements, (b) Vergleich der Simulationsergebnisse des DGS-Elements	116
4.54	Das Kreuz-DGS-TPF: (a) Schematischer Aufbau, (b) Das Schaltungsmodell	117
4.55	Gefertigtes Kreuz-DGS-Tiefpassfilter:(a) Vorderseite, (b) Rückseite .	118
4.56	Mess- und Simulationsergebnisse des Kreuz-DGS-Tiefpassfilters . . .	118
4.57	(a) Die klassischen DGS-Elemente. (b) Die neuen Halb-DGS-Elemente	120
4.58	(a) Vergleich der EM- und Schaltungssimulation der neuen Halb-DGS-Elements. (b) Die Änderung des Resonanzpols abhängig von der Schlitz g . (c) Die Änderung der Frequenzeigenschaften abhängig von der DGS-Länge (l_1)	121
4.59	Rundkopf-DGS- und Halbrundkopf-DGS-TPF: (a) 3D-Ansicht des Rundkopf-DGS-Tiefpassfilters, (b) 3D-Ansicht des Halbrundkopf-DGS-Tiefpassfilters	122
4.60	Vergleich der simulierten und der Messungsergebnisse des Filters . . .	123
4.61	(a) Das Ersatzschaltbild des Filters, (b) Vergleich der Simulationsergebnisse des Filters	124
4.62	Fotos des Tiefpassfilters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite	124
4.63	Simulations- und Messergebnisse des Halbrundkopf-DGS-Filters . . .	125
4.64	3D-Ansicht einer einfachen Multischichtstruktur (zwei Metallisierungsebenen)	126
4.65	(a) Die 3D-Ansicht des Multischicht-DGS-TPFs. (b) die 3D-Ansicht des kaskadierten DGS-TPF	127
4.66	Vergleich zwischen den Simulationsergebnissen der beiden Filter . . .	128
4.67	Die 3D-Ansicht des kaskadierten Tiefpassfilters	129
4.68	Fotos des realisierten Tiefpassfilters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite . .	129
4.69	Mess- und Simulationsergebnisse des kaskadierten Tiefpassfilters . . .	130
4.70	Ring-DGS-Resonator: (a) Der Ring-Resonator und seine Abmessungen, (b) 3D-Ansicht des Ring-DGS-Elements	131
4.71	(a) Die Äquivalentschaltung des Ring-Resonators, (b) Vergleich der Simulationsergebnisse des Ring-Resonators	131
4.72	EM-Feldverteilung: (a) unterer Durchlassbereich, (b) Sperrbereich, (c) oberer Durchlassbereich	132

4.73	(a) 3D-Ansicht des Doppelring-DGS-Resonators, (b) Simulationsergebnisse des DGS-Elements	133
4.74	(a) 3D-Ansicht des DGS-TPFs. (b) Vergleich der Schaltungs- und EM-Simulationsergebnisse	134
4.75	Aus Transmissionskurven extrahierte Grenz- und Resonanzfrequenzwerte des DGS-Elements	135
4.76	(a) Aus Transmissionskurven extrahierte Grenz- und Resonanzfrequenzwerte des DGS-Elements, (b) aus Transmissionskurven extrahierte maximale Sperrdämpfung im Sperrbereich	136
4.77	Foto des gefertigten Ring-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite	137
4.78	Mess- und Simulationsergebnisse des Ring-DGS-Filters	137
5.1	(a) Die 3D-Ansicht des Ring-Bandsperfilters, (b) das Ersatzschaltbild	140
5.2	Vergleich zwischen EM-Feld- und Schaltungssimulation	142
5.3	Simulationsergebnisse eines Ring-Resonators in Bezug auf die Änderung der Lückenbreite g	142
5.4	Simulationsergebnisse eines Ring-Resonators in Bezug auf die Änderung der Leiterposition t	143
5.5	Elektrische Feldverteilung: (a) Sperrfrequenz ($f_0 = 6$ GHz), (b) Durchlassfrequenz ($f = 2$ GHz)	143
5.6	Foto des hergestellten Ring-Bandsperfilters: (a) Oberseite, (b) Unterseite	144
5.7	Mess- und Simulationsergebnisse des Ring-Bandsperfilters	144
5.8	(a) Ring-Resonator, (b) kaskadierte Ring-Resonatoren	145
5.9	Schematischer Aufbau des Doppel-Ring-Filters	146
5.10	Simulationsergebnisse eines Doppel-Arm-Ring-Filters: (a) in Abhängigkeit der Armlänge, (b) in Abhängigkeit vom Abstand zwischen benachbarten Armen)	147
5.11	Simulationsergebnisse eines Doppel-Arm-Ring-Filters in Abhängigkeit von der Lückenbreite)	147
5.12	Multi-Arm-Ring-Filterstruktur: (a) Trippel-Arm-Ring-Filter, (b) Quadrupel-Arm-Ring-Filter	148
5.13	Foto der hergestellten Multi-Bandpassfilter: (a) Quadrupel-Arm-Ring-Filter, (b) Trippel-Arm-Ring-Filter, (c) Doppel-Arm-Ring-Filter . . .	149
5.14	Mess- und Simulationsergebnisse des Bandpassfilters: (a) Doppel-Arm-Ring-BPF. (b) Trippel-Arm-Ring-BPF)	150
5.15	Mess- und Simulationsergebnisse des Bandpassfilters: (c) Quadrupel-Arm-Ring-BPF	151
5.16	(a) Die 3D-Ansicht des H-DGS-Resonators (Ein-Pol-Bandsperfilter), (b) das entsprechende Ersatzschaltbild	152
5.17	(a) Die 3D-Ansicht des H-DGS-Resonators (Ein-Pol-Bandpassfilter), (b) das entsprechende Ersatzschaltbild	152

5.18	Simulationsergebnisse des H-DGS-Resonators (Ein-Pol-Bandpassfilter)	153
5.19	Quasi-Fraktal-H-DGS-Filter: (a) Tiefpassfilter, (b) Bandpassfilter . .	153
5.20	Die simulierten Streuparameter der Quasi-Fraktal-H-DGS-Filter: (a) Simulationsergebnisse des H-TPFs, (b) Simulationsergebnisse des H-BPFs)	154
5.21	Ersatzschaltbild des DGS-Bandpassfilters	154
5.22	Foto des Bandpassfilters: (a) Oberseite, (b) Unterseite	155
5.23	Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Bandpassfilters	155
5.24	(a) Die 3D-Ansicht des Hairpin-DGS-Resonators, (b) das zugehörige Ersatzschaltbild	157
5.25	Hairpin-DGS-Element: (a) Aufbau eines Hairpin-Resonators, (b) Simulationsergebnisse des Hairpin-Elements)	157
5.26	Hairpin-DGS-Element: (a) Modell und Abmessungen der DGS, (b) Simulationsergebnisse der DGS für verschiedene Armlängen d	158
5.27	(a) Aufbau eines DGS-Hairpin-Bandpassfilters, (b) Simulationsergebnisse für verschiedene Armlängen d	159
5.28	(a) Elektromagnetisch gekoppeltes Filter, (b) ermittelte Kopplungskoeffizienten (M_{ij}) in Abhängigkeit vom Koppelabstand s	160
5.29	(a) Kopplung zwischen den DGS-Resonator und den Mikrostreifenleiter, (b) ermittelte externe Gütefaktor (Q_{ei}) in Abhängigkeit vom Ankoppelungsabstand h	161
5.30	(a) 3D-Ansicht des Hairpin-DGS-Resonators, (b) EM-Feldverteilung .	162
5.31	Vergleich der Schaltung- und EM-Simulationsergebnisse des Bandpassfilters	163
5.32	Foto des realisierten Bandpassfilters: (a) Rückseite, (b) Vorderseite .	164
5.33	Mess- und Simulationsergebnisse des entwickelten Bandpassfilters . .	164
5.34	(a) Prinzipieller Aufbau eines U-DGS- und U-Streifen-Resonator, (b) das entsprechende Ersatzschaltbild	166
5.35	(a) U-DGS-Resonator, (b) U-Mikrostreifenresonator	166
5.36	Ermittelte Resonanz- und Grenzfrequenz in Abhängigkeit von der Armlänge d : (a) DGS-Resonator, (b) Mikrostreifenresonator	167
5.37	(a) 3D-Ansicht des seitlich gekoppelten Mikrostreifen-Bandpassfilters, (b) EM-Feldverteilung	168
5.38	Simulationsergebnisse des gekoppelten Bandpassfilters	169
5.39	3D-Ansicht des kompakten Bandpassfilters	170
5.40	Ermittelte Koppelfaktoren in Abhängigkeit vom: (a) Koppelabstand s und (b) Ankoppelabstand k	171
5.41	(a) Simulationsergebnisse des optimierten Bandpassfilteres, (b) ermittelte externe Gütefaktoren in Abhängigkeit vom Ankoppelungsabstand h	172
5.42	Kopplungsschema	172

5.43	Fotos des gefertigten Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite	173
5.44	Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Hairpin-Filters	173
5.45	Abschrägung einer quadratischen Ring-Resonator	175
5.46	Vergleich der Simulationsergebnisse der beiden Ring-Resonatoren . .	175
5.47	(a) Die 3D-Ansicht des Ring-Bandsperrfilters, (b) Ersatzschaltbild . .	176
5.48	Ermittelte Resonanz- und Grenzfrequenz in Abhängigkeit zur Armlänge l	176
5.49	(a) Ersatzschaltbild des oktagonalen Filters, (b) 3D-Ansicht der Filterstruktur	177
5.50	Simulationsergebnisse des oktagonalen DGS-Bandsperrfilters	178
5.51	Das hergestellte Filter: (a) Vorderseite, (b) Rückseite	178
5.52	Mess- und Simulationsergebnisse des oktagonalen Bandsperrfilters . .	179
5.53	Schematischer Aufbau des Ring-Resonators mit Interdigital-Kapazität	179
5.54	Fotos des hergestellten Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite	180
5.55	Mess- und Simulationsergebnisse des neuen entwickelten Interdigital-Ring-Filters	180
5.56	Feldverteilung: (a) Sperrbereich, (b) Durchlassbereich	181
6.1	Fotos des hergestellten Filters: (a) Hairpin-Bandpassfilter in metallischer Box , (b) DGS-Tiefpassfilter in metallischer Box	184
6.2	Verschiedene realisierte Filterstrukturen	185
6.3	Fotos des hergestellten Filters: (a) Hairpin-Bandpassfilter in metallischer Box , (b) DGS-Tiefpassfilter in metallischer Box	186
6.4	(a) Die interdigital-Mikrostreifenkapazität, (b) Vorderseite des Bandsperrfilters und (c) Rückseite des Bandsperrfilters	187

Tabellenverzeichnis

3.1	Physikalische Eigenschaften der Halbrundkopf-DGS bei veränderten Radien.	62
3.2	Physikalische Eigenschaften der Quadratkopf-DGS bei veränderter Seitenlänge a	66
3.3	Physikalische Eigenschaften der π -Pfeilkopf-DGS bei veränderter Schlitzbreite.	69
3.4	Vergleich von verschiedenen Eigenschaftsparametern des DGS-Resonators	73
4.1	Die Filterdimensionen und die charakteristischen Impedanzen.	79
4.2	Die Filterdimensionen in mm.	83
4.3	Vergleich der Physikalischen Eigenschaften des Rundkopf- und Halbrundkopf-DGS-Filters.	123
4.4	Vergleich der physikalischen Eigenschaften beider Filterstrukturen . .	128
5.1	Der Zusammenhang zwischen Ring-Abmessungen und Filtereigenschaften	148
5.2	Die Strukturabmessungen in (mm)	149

Symbolverzeichnis

Symbol	Bedeutung	Einheit
$\underline{A}(j\Omega)$	Übertagungsfunktion	1
a_i	Nennerkoeffizient	1
b_i	Zählerkoeffizient	1
B	Bandbreite	Hz
\vec{b}	magnetische Flussdichte	T
C	Kapazität	F
C_m	Koppelkapazität	F
C'	Kapazitätsbelag	Fm ⁻¹
\mathbf{E}	elektrische Feldstärke	Vm ⁻¹
f_m	magnetische Resonanzfrequenz	Hz
f_e	elektrische Resonanzfrequenz	Hz
G	Wirkleitwert	S
G'	Leitwertsbelag	S
\mathbf{H}	magnetische Feldstärke	Am ⁻¹
$I(z)$	Strome entlang einer Hochfrequenzleitung	A
\vec{j}	elektrische Stromdichte	Am ⁻²
J	Admittanzinverter	S
K	Impedanzinverter	Ω
l	geometrische Länge	m
L	Induktivität	H
L'	Induktivitätsbelag	Fm ⁻¹
$M(ij)$	Koppelkoeffizient	1

Symbol	Bedeutung	Einheit
$m(i,j)$	normierter Koppelkoeffizient	1
q_{ei}	skalierter externer Gütefaktor	1
Q_{ei}	externer Gütefaktor	1
R	Wirkwiderstand	Ω
R'	Widerstandsbelag	Fm^{-1}
S	Streumatrix	1
S_{ij}	Streukoeffizient	1
t	Zeit	s
T_n	Tschebyscheff-Polynome	1
T_n	Tschebyscheff-Polynome n-ten Grades	1
$U(z)$	Spannung entlang einer Hochfrequenzleitung	V
U_h/I_h	Spannung/Strom der hinlaufende Welle	V/A
U_r/I_r	Spannung/Strom der rücklaufende Welle	V/A
Y	Admittanz	S
Z	Impedanzmatrix	Ω
Z	Impedanz	Ω
Z_W	Wellenwiderstand	Ω
$Z_{W,stat}$	statischer Wellenwiderstand	Ω
Z_F	Feldwiderstand	Ω
Z_0	Wellenwiderstand im Vakuum $Z_0 = 120\pi\Omega$	Ω
Z_{in}^K	Wellenwiderstand bei Kurzschlussfall	Ω
Z_{in}^L	Wellenwiderstand bei Leerlauf	Ω
Z_W	Wellenwiderstand im Vakuum	Ω
v_{ph}	Phasengeschwindigkeit	ms^{-1}
ρ	elektrische Raumladungsdichte	Asm^{-3}
$\varepsilon = \varepsilon_0\varepsilon_r$	Permittivität	1
ε_r	relative Permittivität	1
$\varepsilon_{r,eff}$	effektive, relative Permittivität	1
β	Phasenkonstante	m^{-1}

Symbol	Bedeutung	Einheit
α	Dämpfungskonstante	m^{-1}
λ	Wellenlänge	m
λ_c	Wellenlänge Mittenfrequenz	m
μ	absolute Permeabilität	VsA^{-1}
μ_r	relative Permeabilität $\mu = \mu_0\mu_r$	1
λ_0	Wellenlänge im Vakuum	m
n	Reihenindex	1
Ω	normierte Kreisfrequenz	1
$\varepsilon_{r,eff,stat}$	statische effektive relative Permittivität	1

Naturkonstanten

Symbol	Bedeutung	Wert	Einheit
c_0	Vakuumlichtgeschwindigkeit	$2,997925 \times 10^8$	ms^{-1}
ε_0	Permittivität	$8,854 \times 10^{-12}$	$AsV^{-1}m^{-1}$
μ_0	Permeabilitätskonstante	$4\pi \times 10^{-7}$	$VsA^{-1}m^{-1}$

Verwendete Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
BPF	Bandpassfilter
BSF	Bandsperrefilter
BPG	Photonic Band Gap
CRFDP	Coupled Resonator Filter Design Package
DB	Durchlassbereich
DECT	Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DGS	Defected Ground Structure
FBW	relative Bandbreite (engl.: Fractional Bandwidth)
GPS	Globales Positionsbestimmungssystem
GSM	Global Standard for Mobile Communications
GWT	Guided Wave Technology
Hi-Lo	Hight-Low-Impedanz
MEMS	Micro-Electro-Mechanical Systems
MIC	Microwave Integrated Circuit
MWO	Microwave Office Software
QTEM	Quasi-Transversalelektromagnetische Welle
SB	Sperrbereich
TZ	Transmissionsnullstellen (engl.: Transmission Zeros)
WLAN	drahtloses lokales Netzwerk (engl.: Wireless Local Area Network)

Kapitel 1

Einleitung

Die Nachrichtentechnik beschäftigt sich mit der Übertragung von Nachrichten durch Umwandlung in elektrische Spannungen und Ströme und weiter in elektromagnetische Wellen oder auch Schallwellen. Damit gelingt es Raum und Zeit zu überwinden. Als elektrische Schwingung oder als freie Welle längs einer Leitung breitet sich Elektrizität nahezu mit Lichtgeschwindigkeit aus, somit kann die größte irdische Entfernung sehr schnell überbrückt werden. Die Bedeutung der elektrischen Nachrichtentechnik ist weitreichend und vielfältig. Es gibt enorme öffentliche Nachrichtennetze wie Telefon, Rundfunk und Fernsehen. Generell hat die Nachrichtentechnik zwei wichtige Aufgaben, Daten zu übertragen und zu verarbeiten. Die beiden Techniken, Nachrichtenübertragung sowie Nachrichtenverarbeitung werden bei der Mobiltelefonie, beim Militär, bei der Flugsicherung sowie für die Medizin und Klima-Überwachungssysteme usw. erfolgreich eingesetzt. Dabei werden Messdaten geortet, erfasst, übertragen und schließlich verarbeitet. Ebenso befasst sich die Nachrichtentechnik mit der Hochfrequenz- und Radarproblematik. Bisher war das Interesse der Forscher fast ausschließlich auf die Nachrichtübertragung gerichtet (siehe Abb. 1.1).

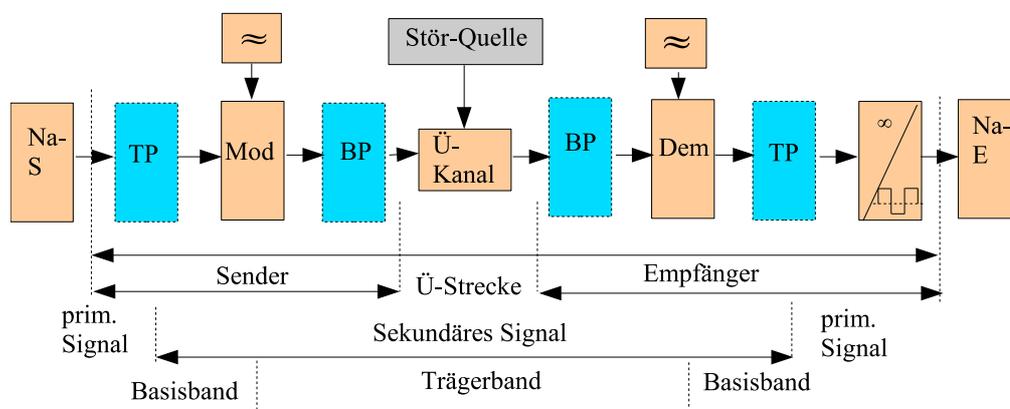


Abbildung 1.1: Schema einer Nachrichtenübertragungskette

Es wurden immer verlustärmere Übertragungstrecken, leistungsfähigere Modulations-, Demodulations-, Filterungs- und Multikomplexverfahren und insbesondere die drahtlose Übertragung erfunden [4, 5, 6]. Die drahtlose Kommunikation bietet zahlreiche Vorteile, wie Portabilität und Flexibilität, und wird damit die Kabelverbindung zwischen Geräten erheblich zurückdrängen. Diese Technologie deckt eine breite Auswahl an unterschiedlichen Fähigkeiten ab, ausgerichtet auf verschiedene Anwendungen und Bedürfnisse wie WLAN (Wireless LAN), Bluetooth, DECT, UMTS, GSM, digitaler Rundfunk und GPS (siehe Abb. 1.2). So wird es einfach und unkompliziert mit mobilen Endgeräten eine Kommunikationsverbindung zu anderen Geräten oder zu einem globalen Netzwerk aufzubauen und zu halten [7, 8]. Vor einigen Jahren gelang der Multimediawelt ein größerer Sprung mit Hilfe der Informations- und Kommunikationstechnik [8]. Als der Transistor 1947 erfunden wurde, entwickelte sich ein neues Gebiet der Frequenztechnik, die so genannte Hochfrequenztechnik [9, 10, 11].

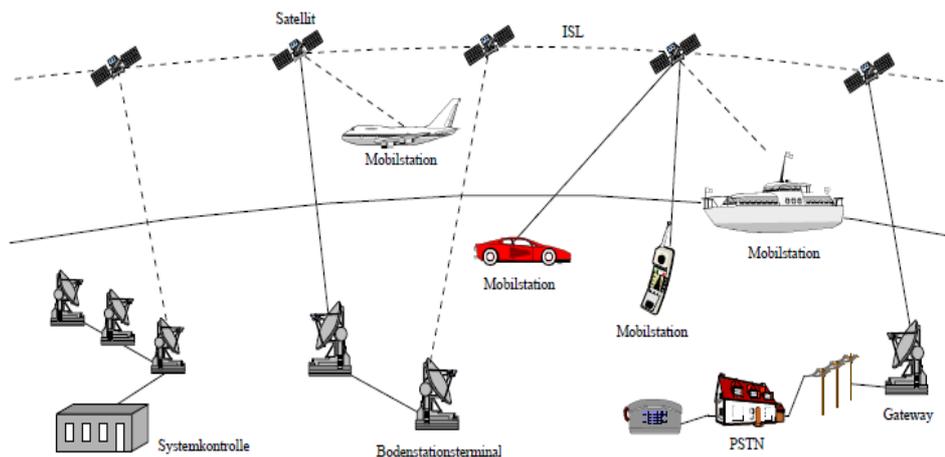


Abbildung 1.2: Unterstützung einer weltweiten Erreichbarkeit durch Satellitenkommunikations-, Mobilfunk- und Radarsysteme [1]

In der Hochfrequenztechnik wurden frühere Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der passiven Bauelemente der Mikrowellentechnik wieder aufgenommen und verstärkt. Daraus folgend eröffneten sich Möglichkeiten zur Entwicklung, Untersuchung und Herstellung von aktiven Bauelementen und Halbleiter-Spezialdioden. Viele Untersuchungen wurden mit Hohlleitern, Streifen- und Schlitzleitungen durchgeführt [12, 13, 14, 15]. Die Forscher waren besonders mit Hornstrahlern, Kugelantennen und später dann Mikrostreifen-Antennen und Mikrostreifen-Filtern beschäftigt [16, 17, 18, 19, 20, 21]. Ein neues Forschungsgebiet entstand, als es gelang, die Methoden von dem Frequenzbereich unterhalb von 100 GHz auf ein Frequenzgebiet um 500 THz zu übertragen. Die entsprechenden Wellenlängen reduzierten sich damit um den Faktor 5000. Eine neue Übertragungstechnik, die sogenannte Lasertechnik (engl.: Light Amplification

by Stimulated Emission of Radiation) wurde entdeckt und weiter erforscht [22]. Diese Technik wurde in verschiedenen Bereichen wie Industrie, Medien, Medizin, Militär und Hightec-Industrie angewendet (siehe Abb. 1.3). Seit Anfang der 70er Jahre begannen weltweit Forschungen mittels optischer Strahlung durch dielektrische Wellenleiter [23], insbesondere Glasfaser.

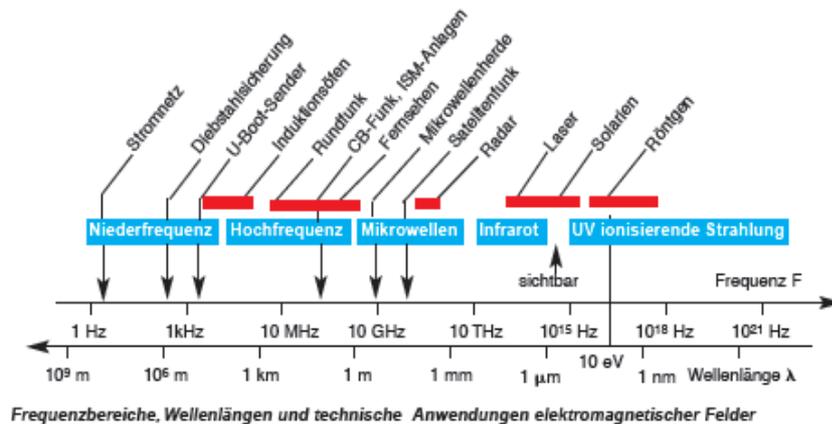


Abbildung 1.3: Frequenzbereich und Wellenlängen [2]

Ein wichtiges Gebiet dieser neu entwickelten Nachrichtenübertragung sind Filterungsverfahren, um die häufig auftretenden Probleme von Rauschen, Störsignal und damit Informationsverlust zu verringern. Bei einer großen Anzahl von Anwendungen wie Signalübertragungen, Satelliten-, Mobilfunk- und Radarsystem (siehe Abb. 1.4) sowie in der Telekommunikationstechnik werden elektrische Filter benutzt, um aus einem Frequenzgemisch nach zuvor festgelegten Kriterien bestimmte Anteile zum Zwecke der Weiterverarbeitung, Beseitigung oder Unterdrückung herauszufiltern. Das bedeutet, dass die Kanalkapazität eines Übertragungskanals optimal ausgenutzt werden muss.

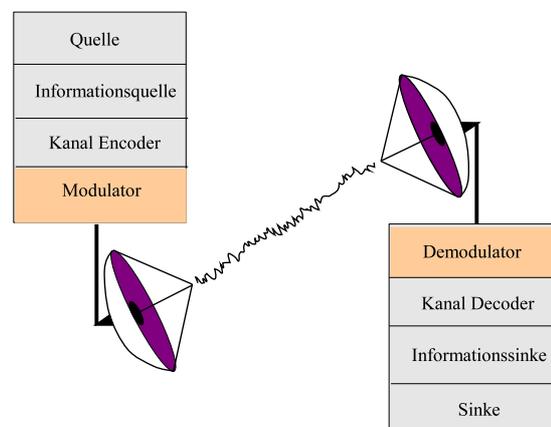


Abbildung 1.4: Übertragungsstrecke zwischen Sender und Empfänger

Von enorm praktischer Bedeutung sind hierbei die elektrischen Filter als frequenzselektive Netzwerke. Die heutige moderne Telekommunikation ist ohne Filtertechnologie nicht denkbar. Ein elektronischer Filter, je nach seinen Eigenschaften, kontrolliert die Amplituden von elektrischen Signalen abhängig von ihrer Frequenz, unterdrückt die unerwünschten Harmonien und beseitigt die Verluste sowie parasitäre Effekt, die die weitere Verarbeitung stören. Solche Strukturen werden auch Siebschaltungen genannt.

1.1 Stand der Forschung

Filter dienen in der HF-Technik zur gezielten Steuerung des Amplituden- und/oder des Phasenspektrums eines Signals. In den meisten Fällen handelt es sich dabei um die Unterdrückung unerwünschter Frequenzanteile, so dass der Filter sowohl einen Durchlassbereich als auch einen Sperrbereich besitzt. Kenngrößen dieser Filter sind die Bandbreite, die Welligkeit im Durchlassbereich, die minimale Sperrband-Dämpfung, die Flankensteilheit im Übergangsbereich. In vielen Bereichen werden Filter mit diskreten Bauelementen (Spulen und Kondensatoren) aufgebaut. In der Niederfrequenztechnik spielten die aus konzentrierten Bauelementen wie Induktivitäten und Kapazitäten aufgebauten elektrischen Filter sehr lange eine wichtige und dominierende Rolle. Die dabei entwickelte Filtertechnik konnte aber auch auf modernere Filtertechnologien weiterübertragen werden und findet sich in anderer Form, wie aktiven Filtern, digitalen Filtern und SAW-Filtern (Surface Acoustic Wave).

Die Vielfalt der praktisch eingesetzten Technologien ist bei den Filtern der Höchstfrequenztechnik nicht so ausgeprägt. Aktive Bauelemente spielen dabei keine entscheidende Rolle, weil bei Frequenzen höher als 1 GHz parasitäre elektromagnetische Felder entstehen und die elektrischen Filter damit ihre Filtereigenschaften verlieren und dann nicht mehr geeignet sind, als Siebschaltungen zu arbeiten. Aus passiven Elementen werden je nach Anforderung Tiefpass, Hochpass, Bandpass oder Bandsperre entwickelt. Es ist besonders zu erwähnen, dass Filterstrukturen, die aus Leitungselementen bestehen, schmalbandiger sind als Filterschaltungen aus konzentrierten Bauelementen. Das kommt daher, dass bei Entwurf und Entwicklung des Filters von der Ersatzdarstellung des Leitungresonators, einem Ersatzschwingkreis, ausgegangen wird, der nur in der Umgebung der Resonanzfrequenz das Verhalten genau beschreibt. Hohlleiterfilter sind verlustarme Strukturen, die aber einen großen Platzbedarf sowie ein hohes Gewicht haben und kompliziert herzustellen sind. Aufgrund dessen sind sie schwer mit anderen Komponenten zu integrieren [24, 25].

Die Mikrostreifenleitung stellt aufgrund ihres einfachen Aufbaus und des relativ geringen technologischen Realisierungsaufwands die am weitesten verbreitete Leitungsform dar. In der Mikrowellentechnik sind Leitungresonatoren und Leitungsstücke Grundbausteine des Filterentwurfs. Je nach Filtertopologie ergibt sich die Strukturart, die ein Bandpass, eine Bandsperre, ein Tiefpass oder ein Hochpass sein kann.

Die Arbeitsweise dieser Filterstruktur basiert ebenfalls weitgehend auf der Synthese der klassischen LC -Filter. Das Gebiet der Filtersynthese, zu dem der Mikrowellenfilter gehört, ist sehr breit und eine wichtige Komponente für vielfältige Anwendungen in unterschiedlichen technischen Teilgebieten. Im Folgenden wird ein kurzer Einblick über die Entwurfsverfahren von elektrischen Filtern (Konzentrierte Filter) und von Leitungsfiltern gegeben.

Die Umwandlung von klassischen LC -Filtern in Leitungsfilter kann meist problemlos realisiert werden. Die resultierenden Mikrostreifenleitungen verfügen leider nur über einen sehr eingeschränkten Bereich der Wellenimpedanz. Dieser Nachteil führt zu Schwierigkeiten in der Herstellung, wie einen sehr schmalen Mikrostreifen (Hochimpedanz) exakt problemlos zu realisieren. Die Kunst des Filterentwurfs besteht darin, die richtige Struktur-Topologie mit passender Technik für den Filterentwurf zu finden. Elektrische Filter-Netzwerke [26] spielen eine führende Rolle in allen Systemen, Geräten und Anlagen der Nachrichten-, Mess- und Sensorentechnik.

1.1.1 Filtertechnologie

► Elektrische Filter:

Ein elektrisches Filter (konzentriertes Filter) ist eine Siebschaltung, die zur Trennung von elektrischen Größen beziehungsweise elektromagnetischen Wellen unterschiedlicher Frequenzen dient (siehe Abb. 1.5 (a)). Ein Filter, der ein Signal in einen begrenzten Frequenzbereich überträgt, wird Passfilter genannt (Abb. 1.5 (b)). Abhängig von der Lage des Sperr- und des Durchlassbereiches spricht man von einem Tiefpass-, Hochpass-, Bandpass-, Bandsperr- und Allpassfilter.

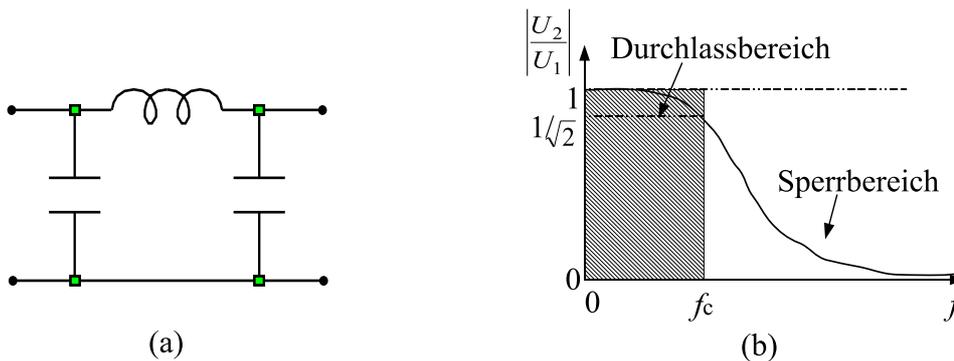


Abbildung 1.5: (a) Ersatzschaltbild eines TPFs, (b) Frequenzgang eines TPFs

Die Funktionsweise von Filtern lässt sich durch seine Übertragungsfunktion (Frequenzgang) beschreiben und rechnerisch oder messtechnisch definieren (siehe Abb. 1.5 (b)). Verschiedene Arten von Filtern werden mit diskreten Bauelementen wie Widerständen, Spulen und Kapazitäten aufgebaut [27, 28] und werden als passiv bezeichnet weil sie (im, sie Gegensatz z. B. zu Transistoren) die Leistung eines Signals

nicht verstärken können. RLC -Filter lassen sich im Bereich von etwa 50 Hz bis 50 MHz anfertigen, während für aktive RC -Filter nur ein Bereich bis maximal 300 KHz zur Verfügung steht. Im Bereich oberhalb von 100 MHz verlieren Induktivität und Kapazität ihre Filtereigenschaften, und damit wird es unmöglich, Filter mittels konzentrierter Bauelemente zu entwerfen und zu realisieren. Um dieses Problem zu lösen, ist die Modifizierung der Filtertechnologie und Entwurfsverfahren nötig.

Mikrostreifenleitungsfilter und Hohlleiter werden als erfolgreiche Alternative zu den konzentrierten Filtern eingesetzt. In ganz niedrigen Frequenzbereichen sind die RLC -Filter zwar realisierbar, aber sehr aufwändig. Um solche Filter mit großer Güte zu realisieren, muss der Verlustwiderstand R sehr klein sein, was eine großvolumige und teure Struktur erfordert. Die Filterstrukturen wurden entworfen, berechnet, optimiert und schließlich realisiert, wobei die Netzwerktheorie, die Standard-Approximationen Bessel-, Butterworth-, Tschebyscheff- und Cauer- Charakteristiken (siehe Abb. 1.6) sowie andere Annäherungsverfahren, mathematische Algorithmen und Transformationen angewendet werden. Die Butterworth-, Tschebyscheff- und Cauer-Filter sind typische Beispiele. In dieser Arbeit wird sich darauf beschränkt, die den Entwürfen zugrunde gelegten charakteristischen Frequenzgänge und die Frage nach der prinzipiellen Realisierbarkeit zu behandeln.

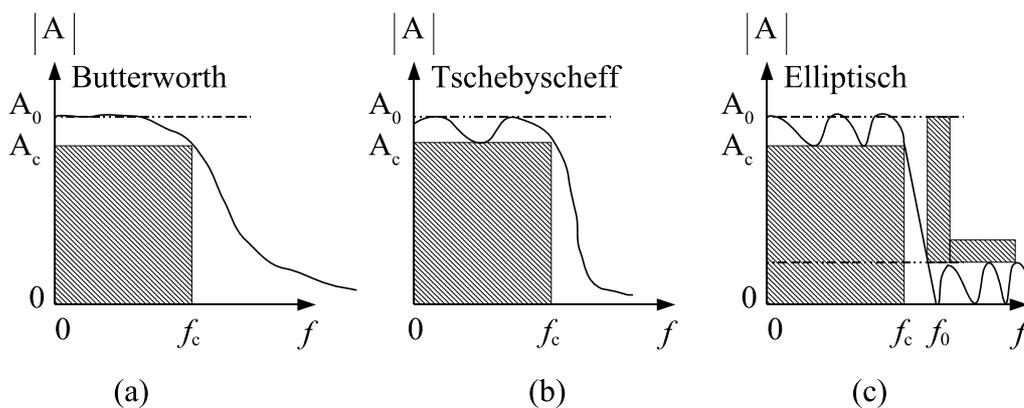


Abbildung 1.6: Typische Übertragungsfunktion: (a) Butterworth, (b) Tschebyscheff und (c) Cauer

► Stichleitungsfilter:

Weil Reaktanz und Güte von konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten im Bereich oberhalb von etwa 500 MHz keinen hohen Filteransprüchen mehr genügen können, werden zuerst Transformationen von konzentrierten Filtern zu Stichleitungen (siehe Abb. 1.7) und später zu Mikrostreifen-Filtern angewendet. Basierend auf der Leitungstheorie können solche Leitungen mit einer Länge kleiner als $\lambda/4$ die konzentrierte Kapazität, falls sie leerlaufend sind (siehe Abb. 1.7 (a)), und Induktivität, falls sie kurzgeschlossen sind (siehe Abb. 1.7 (b)), ersetzen [29, 30]. Somit ist die

Umwandlung der konzentrierten Schaltung zu Leitungselementen einfach durchzuführen. Die Stichleitungselemente sind für höhere Frequenzbereiche geeignet. Aber wie durch eigene Forschungsarbeiten [31] gezeigt wurde, ist diese Topologie dank der Richards-Transformation [29, 32] nicht problemlos. Man stößt bei der Umsetzung auf erhebliche Schwierigkeiten wie Kopplungsprobleme (Kopplung zwischen benachbarten Leitungen) und Probleme bei der Realisierung von kurzgeschlossenen erdfreien Leitungen (siehe Abb. 1.7 (b)).



Abbildung 1.7: Stichleitungen: (a) leerlaufende, geerdete Leitung, (b) kurzgeschlossene, erdfreie Leitung

Eine mögliche Lösung für die beiden Probleme bieten die Kuroda-Transformationen [29]. Um die gegenseitige Kopplung zu verhindern, wird zwischen kurzgeschlossener und offener Stichleitung ein zusätzliches Leitungselement, das Einheitsselement (engl.: unit element) U.E. mit einer bestimmten Wellenimpedanz und der gleichen Länge wie die Stichleitung eingeführt. Das Erdungsproblem wird beseitigt, indem die kurzgeschlossene Stichleitung mittels Kuroda-Identität in eine offene Stichleitung transformiert wird (siehe Abb. 1.8).

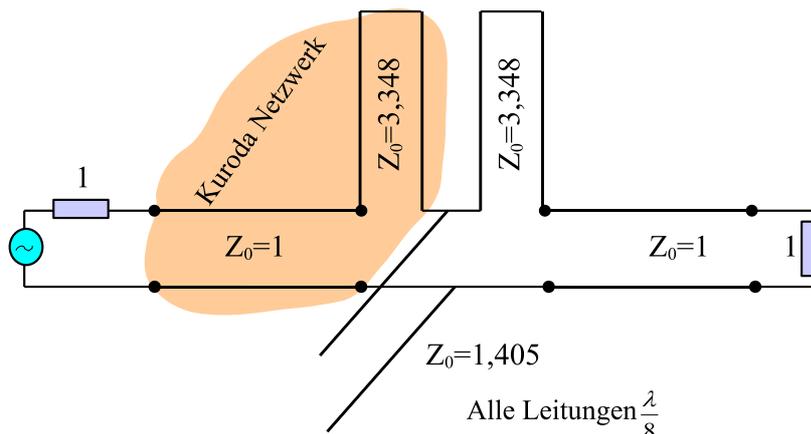


Abbildung 1.8: Stichleitungsmodell eines Tiefpassfilters 3. Grades

► Mikrostreifenleitung und Filter:

Bei Frequenzen oberhalb 1 GHz sind die Koaxialleitungen nicht mehr geeignet, um optimale Filter zu realisieren. Dabei treten unerwünschte elektromagnetische Felder auf und machen sich zum Beispiel als parasitäre Streukapazitäten bemerkbar.

Bei geringen Ansprüchen an die Dämpfung werden meist Streifenleitungen eingesetzt (siehe Abb. 1.9 (a)). Die heute technisch bedeutsamste ist sicher die Mikrostreifenleitung (engl.: microstrip), die man auch als planare Mikrowellenleitung bezeichnet. Die große Bedeutung der Mikrostreifenleitung beruht auf der Tatsache, dass sie auf einer beidseitig kupferkaschierten Platte, die aus einem verlustarmen dielektrischen Substratmaterial der Dicke h , wie glasfaserverstärktem Kunststoff, Teflon oder hochreiner Aluminiumoxidkeramik (Dielektrizitätszahlen zwischen 2 und 10 erzielbar), besteht, realisiert werden kann. Die Rückseite wird als Massefläche bezeichnet, während auf der oberen Seite die gewünschte Mikrostreifenleitungsschaltung eingätzt oder gefräst wird. Die Eigenschaften der Mikrostreifenleitung lassen sich bisher nur durch Annäherungsverfahren bestimmen, da es für diesen Leitungstyp keine geschlossene analytische Lösung gibt.

Bei der Koaxialleitung (siehe Abb. 1.9 (b)) mit einheitlichem Dielektrikum sind die elektrischen und die magnetischen Feldkomponenten ausschließlich transversal zur Ausbreitungsrichtung gerichtet. Daher spricht man von einer TEM-Welle (transversal elektromagnetischen Welle). Bei reinen TEM-Wellen sind der Wellenwiderstand $Z_{w,stat}$ und die effektive Dielektrizitätskonstante $\epsilon_{eff,stat}$ von der Frequenz unabhängig, was die Übereinstimmung zwischen der Feldverteilung der Welle in der Querschnittsebene und der statischen elektrischen und magnetischen Feldverteilung erklärt.

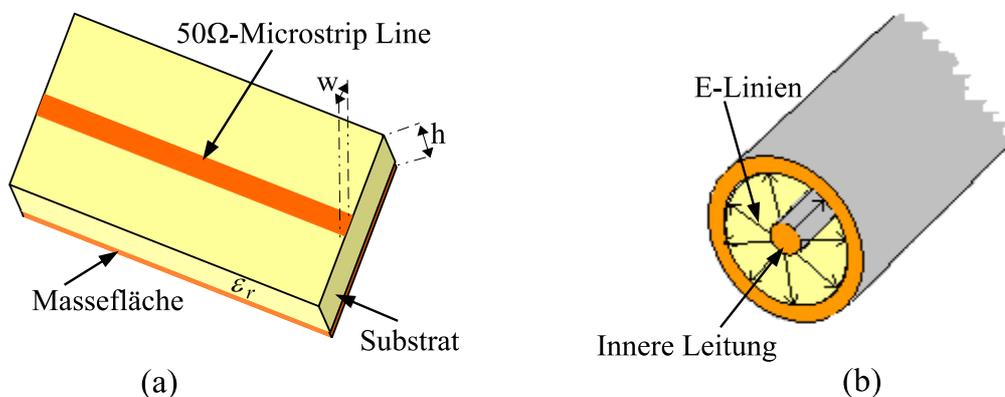


Abbildung 1.9: Typische Zweidrahtleitungen: (a) Quasi-TEM-Mikrostreifenleitung, (b) TEM-Koaxialleitung

Bei einer Mikrostreifenleitung (siehe Abb. 1.10 (a)), die aus einem inhomogenen Medium besteht, stimmt dieser Zustand nicht mehr exakt. Die Welle breitet sich teilweise in der Luft $v_{ph} = c_0$ und teilweise im Dielektrikum $v_{ph} = c_0/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ aus. Die tatsächliche Ausbreitungsgeschwindigkeit liegt zwischen diesen beiden Werten. Als Folge dieses Kompromisses verläuft ein kleiner Anteil der Feldlinien in Ausbreitungsrichtung. Diese Längskomponente kann bei nicht zu hohen Frequenzen in den meisten Fällen jedoch vernachlässigt werden. Der Hauptanteil der Feldlinien liegt immer noch in einer Transversalebene, so dass sich in guter Näherung mit einer TEM-Welle rechnen

lässt (siehe Abb. 1.10 (b)). Man nennt solche Wellen Quasi-TEM-Wellen (QTEM).

Die Nachteile der Mikrostreifenleitungen sind die relativ hohen Verluste im Vergleich zu Hohlleitern [33, 34], die ungleichmäßige Stromverteilung und die schmalen Abmessungen, was zu hohen Stromdichten und Streuverlusten wegen Leitungsknicke führt. Die Vorteile dagegen sind die leichte Integrierbarkeit mit anderen Komponenten, die relative Kompaktheit gegenüber Hohlleitern und die einfache Herstellung komplizierter Strukturen. Dies führt zu deutlich niedrigeren Herstellungskosten.

Mit der schnellen Entwicklung der Kommunikationssysteme und insbesondere der Hochfrequenztechnik in den letzten Jahren wurde die Notwendigkeit der planaren Mikrostreifen-Filterstrukturen wesentlich bedeutender für zahlreiche neue Technologien und Anwendungsgebiete.

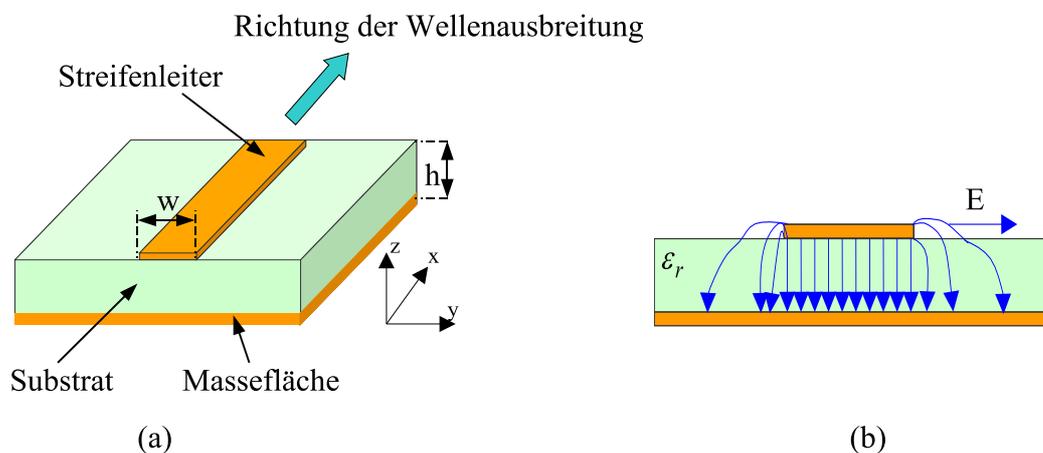


Abbildung 1.10: Mikrostreifenleitung: (a) Aufbau einer offenen Mikrostreifenleitung; (b) Feldverteilung an einer Mikrostreifenleitung mit E-Feldlinien.

Bei Mikrostreifenfiltern lassen sich hohe Genauigkeitsanforderungen mit Hilfe der Fotoätztechnik einfacher, billiger und genauer reproduzierbar erfüllen.

Zwei wichtige Gruppen von Realisierungsverfahren für kompakte Mikrostreifen-Filter wurden entwickelt und in der Literatur beschrieben. Die Verfahren der ersten Filtergruppe [35, 36, 37] konzentrierten sich auf den Einsatz der Hi-Lo-Technik in planaren Filtern, mit dem Ziel, gute Unterdrückung im Sperrbereich zu realisieren. Durch den Einsatz dieser Technologie gelang es, eine Bandsperrung der Mikrostreifen-Strukturen von 1,0 GHz bis auf 2,5 GHz zu erweitern, wobei aber nur eine Dämpfung im Sperrbereich von 10 dB erreicht wurde.

Eine zweite Filtergruppe [38], die sogenannten elliptischen Tiefpass-Filter, wurde mit Hilfe der Mikrostreifen-Technik realisiert. Ihr Passbandverlust ist größer als bei den vorherigen. Die Dämpfung im Durchlassbereich beträgt 2,5 dB bei 0,85 GHz mit einer Grenzfrequenz f_c von 1,1 GHz und einem Steilheitsgrad von 57 dB/GHz. Der Nachteil

dabei ist, dass die geometrischen Abmessung deutlich größer sind als vorher, außerdem ist die Breite einiger eingesetzter Streifenleitungen sehr schmal, was zu erhebliche Herstellungsschwierigkeiten führt.

► **Gekoppelte Ring-Resonatoren-Filter:**

Gekoppelte Resonatoren sind wichtige Bauelemente beim Entwurf von RF-Mikrowellen-Filtern und besonders von schmalbandigen Bandpass-Filtern [39], die eine bedeutende Rolle in vielen Anwendungen spielen. Es gibt eine allgemeine Technik für das Entwerfen der gekoppelten Resonatoren-Filter, die bei irgendeiner Art Resonator unabhängig von seiner körperlichen Struktur angewendet werden kann. Sie ist geeignet für den Entwurf von Hohlleiter-Filtern, dielektrischen Resonator-Filtern, keramischen Filtern, mikromechanischen Filtern, Mikrostreifen-Filtern und Defected-Ground-Structure (DGS)-Filter. Diese Designmethode basiert auf Kopplungskoeffizienten von gekoppelten Resonatoren und den externen Qualitätsfaktoren der Eingangs- und Ausgangsresonatoren [32, 40].

Die allgemeine Kopplungsmatrix ist wichtig für das Darstellen von gekoppelten Resonatoren-Filtertopologien (Abb. 1.11). Die Theorie für diese Filterentwurfstechnik beginnt mit der Anwendung des Kirchhoff-Theorems auf den Ersatzschaltkreis des Filters mit Hilfe der Spannungs- und Strom-Gleichungen [32]. Dieses führt zu einer sehr nützlichen Matrixgleichung für Analyse und Synthese der gekoppelten Resonatoren-Filteranschaltungen, die weiterhin zu Kopplungskoeffizienten und externen Qualitätsfaktoren führt. Solche kompakten Filter mit hoher Selektivität und mit niedrigem Verlust im Durchlassbereich sind in vielen Kommunikationsbereichen gefragt.

Um eine höhere Selektivität zu erzielen, ist es im Allgemeinen notwendig, mehr Resonatoren in einem Filterdesign zu benutzen, die unerwünschte Verluste und großen Filterraum verursachen. Dann kann die Cross-Coupled-Methode [32, 40, 41, 42, 43] verwendet werden, um Transmissionsnullstellen auch Übertragungsnullstellen genannt (engl.: transmission zero(TZ)) nahe dem Durchlassbereich darzustellen. Damit kann höhere Selektivität erreicht werden, ohne mehr Resonatoren als nötig zu verwenden.

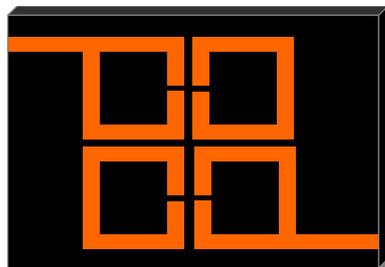


Abbildung 1.11: Gekoppeltes Ring-Resonatoren-Filter

Kreuzgekoppelte Filter (cross coupled filters) werden traditionsgemäß mit Wellenleiterraum-, dielektrischen oder planaren Resonatoren verwirklicht. Für die Anwendung von kreuzgekoppelten Resonatoren, um Filter mit Transmissionsnullstellen zu

implementieren, werden sowohl positive als auch negative Kopplung eingesetzt. Die Schwierigkeit bei Verwendung der planaren Strukturen, um kreuz-gekoppelte Filter zu realisieren, ist die richtige Filterstruktur zu finden, die für Kopplungseigenschaften geeignet ist (siehe Abb. 1.11). Oft basieren kreuzgekoppelte Filter auf offenen Ring-Resonatoren (engl.: open loop resonators) [44].

Ein gekoppeltes Ring-Resonatoren-Filter wurde von einer Forscher-Gruppe durch den 3D-EM Simulator von CST Microwave Studio oder Microwave Office simuliert, optimiert und realisiert. Das Ziel war eine verlustlose, symmetrische Bandpass-Struktur mit einer Mittelfrequenz $f_r = 1,95$ GHz zu entwerfen. Die Dämpfung im Durchlassbereich beträgt 2,71 dB mit zwei Nullstellen bei 1,8 GHz bzw. 2,05 GHz. Die Abmessungen des Filters sind relativ groß mit einer konstanten relativen Bandbreite von 12%. Der Reflexionskoeffizient-Verlauf S_{11} ist in beiden Sperrbereichen unter -33 dB und -37 dB. Eine gute Unterdrückung im Sperrbereich wurde erreicht.

Moderne Kommunikationssysteme erfordern häufig Filterstrukturen, die Transmissionsnullstellen besitzen, um eine gewünschte Antwort liefern zu können. Um einen steilen Übergangsbereich des Filters zu erzielen, wird bei kreuzgekoppelten Resonatoren die Tschebyscheff-Antwort geändert. Das allgemeine Tschebyscheff-Polynom ist wie folgt definiert:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos[n \cos^{-1}(\Omega)] & \text{für } |\Omega| \leq 1 \\ \cosh[n \cosh^{-1}(\Omega)] & \text{für } |\Omega| \geq 1 \end{cases}, \quad (1.1)$$

hierbei bezeichnet T_n die Tschebyscheff-Polynome n -ten Grades, n die positive ganze Zahl und Ω die normierte Frequenz.

Um die exakte, kontrollierbare Filterantwort zu erhalten, sind die genauen Abstände zwischen den benachbarten DGS-Resonatoren zu bestimmen. Dafür wurde eine elektromagnetische Kopplungstheorie unter anderem von Lancaster et. al. [32], Amari et. al. [32] entwickelt und erfolgreich angewendet. Infolge dessen wurden mehrere Topologien eingesetzt, um einen optimalen Leistungsaustausch zu gewährleisten.

Andere Methoden [45] wurden mit dem Ziel angewandt, Filter mit Nullstellen zu realisieren und damit eine Verbesserung der Steilheit der Übergangsbereiche sowie die Unterdrückung im Sperrbereich zu erreichen. Die Zahl der begrenzten Transmissionsnullstellen hängt direkt mit der Topologie des Koppelungsnetzes zusammen. Eine Recherche der umfangreichen Literatur über Mikrowellenfilter ergab, dass die meisten Forschungsbemühungen auf kaskadierte Filter [32, 42, 46] gerichtet sind, bei denen die Resonatoren 1 bis n in Reihe geschaltet sind (siehe Abb. 1.12 (a)). Es ist gut bekannt, dass solche Filter mit n Resonatoren höchstens $(n-2)$ Transmissionsnullstellen erzeugen. Jedoch können einige Spezifikationen für Filterstrukturen besser erfüllt werden, indem man zusätzliche Kopplungen zwischen der Quelle und der Last sowie den Resonatoren ausnutzt (siehe Abb. 1.12 (b)).

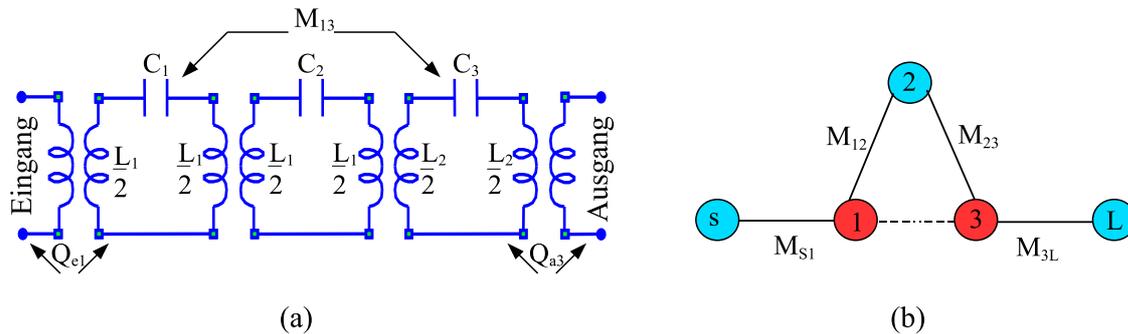


Abbildung 1.12: Gekoppelter Ring-Resonatoren-Filter: (a) gekoppelte Resonatoren-Schaltung, (b) Kopplungsmodell

Bei Bandpassfiltern n -ten Grades (kanonische Koppelstruktur) [46], wobei die Quelle direkt und indirekt durch n Resonatoren zur Last angekoppelt ist, kann eine maximale Anzahl von endlichen Transmissionsnullstellen ($n - 2$) und 2 unendlichen Transmissionsnullstellen (Quelle-Last-Kopplungen) generiert werden [47]. Die Kopplungsmatrix besteht aus Kopplungskoeffizienten, die der Direkt- und der Kreuz-Kopplung entsprechen. Sie werden rechnerisch extrahiert, wenn die geometrischen Strukturen der Resonatoren gleich bzw. ähnlich den klassischen offenen Ring-Resonatoren sind. Eine andere Filter-Technik wurde von M. Mokhtaari, et. al. [48] entwickelt, um ein verlustloses offenes Ring-Bandpassfilter mit einer besseren Symmetrie, gutem Sperrbereich und einer kompakten Filtergröße zu realisieren (siehe Abb. 1.12 (b)). Hierbei werden zwei verschiedene Kopplungsarten - die Direkt- und die Kreuz-Kopplung angewandt, um die Nullstellen zu erzeugen und damit die Filtereigenschaften zu verbessern.

1.1.2 Defected-Ground-Structure-Filter (DGS-Filter)

Filter besitzen eine Schlüsselstellung für die moderne Mikrowellentechnik und Kommunikationssysteme. Die herkömmlichen Mikrostreifenfilter-Strukturen werden normalerweise mit Leitungsstücken oder kaskadischen Hi-Lo-Widerstandselementen entworfen. Um die oben beschriebenen Nachteile zu überwinden, haben viele Forscher Veränderungen der kompakten und unkomplizierten Mikrostreifenfilter mittels Photonic-Bandgap-(BPG) oder Defected-Ground-Structure-Technik vorgenommen [49, 50, 51]. Periodische oder nichtperiodische DGS (siehe Abb. 1.13 (a)) werden verwirklicht, indem man eine oder mehrere Flächen aus der metallischen Grundfläche wegätzt. Die weggeätzte bzw. weggefräste Fläche (siehe Abb. 1.13 (b)) verursacht effektive Strom- und Feldlinienstörungen in der Massefläche des Mikrostreifens. Diese Störung beeinflusst stark die Eigenschaften der Mikrostreifenleiter wie Induktät L und Kapazität C [52, 53, 54, 55]. So kann der DGS-Stromkreis durch ein LC -Ersatzschaltbild

dargestellt werden. Die Mikrostreifenleiter, die DGS-Strukturen enthalten, verursachen Bandsperr- und Slow-Wave-Effekt-Eigenschaften, die ausgenutzt werden können, um unerwünschte Frequenzen zurückzuweisen und die gewünschte Kompaktheit zu erzielen. Die meisten DGS-Strukturen bestehen aus einem zweidimensionalen, periodischen DGS in der metallischen Grundfläche [56]. Die unterschiedlichen Ausformungen der DGS-Kopffläche wie pfeilkopf-, quadratkopf-, rundkopfförmig oder Interdigitalform haben unterschiedliche Effekte [57, 58, 59, 60, 61]. Eine Vergrößerung der Kopffläche der DGS zeigt bei der Filterantwort vorteilhafterweise einen breiten Sperrbereich und einen hohen Flankensteilheit im Übergangsbereich. Das Ziel, DGS-Mikrostreifenstrukturen mit sehr guter Leistung im Durchlassbereich und im Sperrbereich zu erreichen, wurde jedoch nicht völlig erfüllt. In den Untersuchungen von Y. Chung, et. al. [62], C. S. Kim, et. al. [63], und L. Haiwen, et. al. [64] wurden Filter mit Quadratkopf-DGS durch Optimierung entwickelt, berechnet und hergestellt. Die Ergebnisse zeigten eine Verbesserung im Sperrbereich mit geringerem Verlust im Durchlassbereich. Dagegen wurde der Übergangsbereich weniger steil als erwünscht. Um diesen Nachteil künftig zu beseitigen, wurden in dieser Arbeit "H"- bzw. Kreuz-Strukturen, die auch als Quasi-Fractal-DGS-Resonatoren bezeichnet werden, entworfen und eingesetzt (siehe Abb. 1.13 (b)).

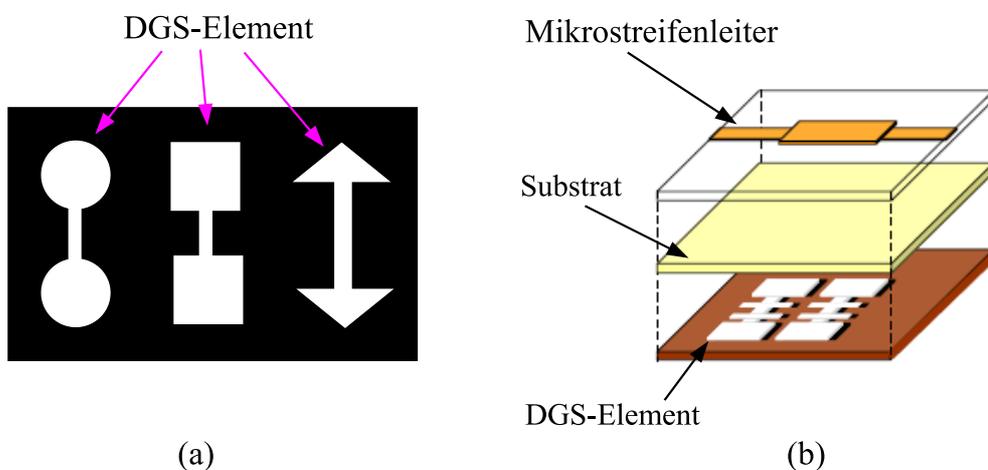


Abbildung 1.13: DGS-Struktur: (a) Drei verschiedene DGS-Elemente, (b) 3D-Ansicht von Kreuz-DGS-Element

Nach Untersuchungen von Forschungsgruppen [65, 66, 67] verursacht der Einsatz solcher DGS-Strukturen die Entstehung eines elektromagnetischen Effekts, der einen deutlichen Einfluss auf den Übergangsbereich hat. Die minimale Rückflussdämpfung im Durchlassbereich betrug jedoch nur 10 dB.

Die neueren Forschungen beschäftigten sich mit kaskadierten DGS-Filterstrukturen [68, 69, 70, 71, 72], die die vorher genannten Nachteile eliminieren und die gewünschten Filtereigenschaften realisieren sollen. Die Anwendung dieser Methode führte zu

einer guten HF-Performanz des Filters. Der Nachteil bei dieser Technik ist, dass die Struktur mehr Raum beansprucht und damit weniger kompakt ist.

1.2 Problemstellung

Heutzutage sind Filter als Komponenten moderner Kommunikationssysteme und Anwendungen im Mikrowellenbereich nicht mehr wegzudenken. Aufgrund der sich rasant entwickelnden Kommunikationstechnik steigt besonders in den HF-Bereichen der Bedarf an Komponenten und Technologien, welche die Vermittlung und Verarbeitung von Signalen und umfangreichen Signalsystemen realisieren. Die Komplexität der Systeme, mit denen die Filtertheorie konfrontiert ist, hat sich deshalb während der letzten Jahrzehnte drastisch erhöht und somit zwangsläufig auch die Komplexität der Filteraufgaben. Eine breite unterdrückte Bandsperre im Sperrbereich, ein steiler Übergangsbereich, ein verlustarmer Durchlassbereich und eine kompakte Filterstruktur sind die gewünschten Filtereigenschaften. Mehrere Forschungsgruppen haben sich intensiv, mit unterschiedlichem Erfolg mit dieser Thematik beschäftigt, wobei verschiedene Theorien und Verfahren angewandt wurden.

Ein Entwicklungsergebnis ist die Topologie von Filterstrukturen, die aus den neuen DGS-Resonatoren besteht (siehe Abb. 1.14). Defected Ground Structures (DGS) setzen sich wegen ihrer kompakten Größe, geringen Kosten und guten Integrierbarkeit in andere Technologien wie MIC (Microwave Integrated Circuit) und MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems)-Prozesse immer mehr durch. Neben ihren sehr guten Filtereigenschaften bietet die DGS-Technik die Kontrolle der Grenz- bzw. Resonanzfrequenz und der Transmissionsnullstellen durch einfache Dispositionsänderung.

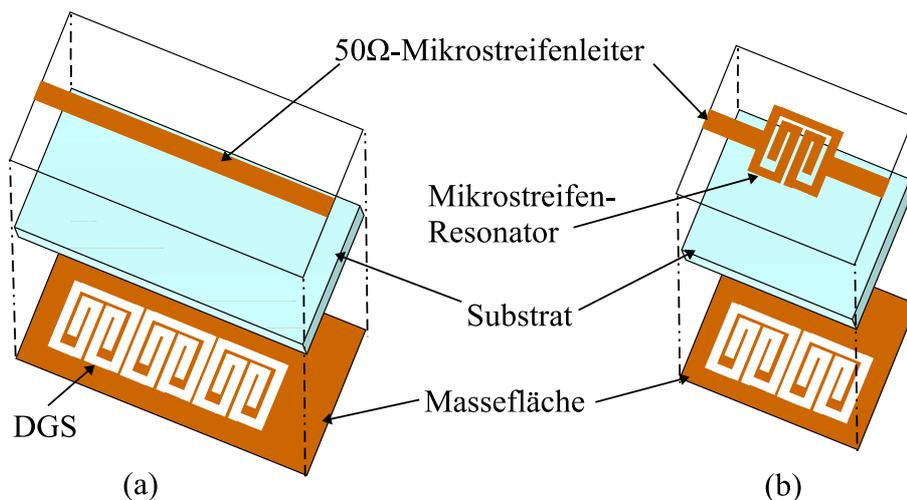


Abbildung 1.14: DGS-Struktur: DGS-Struktur: (a) 3D-Ansicht der drei gleichen kaskadierten DGS-Elemente, (b) 3D-Ansicht einer Multischichtstruktur (zwei Metallisierungsebenen)

Der Nachteil dabei ist, dass diese Abstimmbarkeit auf Kosten der Kompaktheit der Struktur erreicht wurde. Zur Verbesserung der Bandsperre bei solchen DGS-Filtern wurde die Kaskadierungsmethode eingesetzt. Dabei treten jedoch als Nachteile ein erheblicher Verlust im Durchlassbereich sowie der Anspruch an einen größeren Flächenbedarf der Filterstruktur und im Vergleich zur theoretisch möglichen Leistung erhebliche Leistungsverluste auf. Deshalb bleibt dieses Filterdesign aufgrund der vielen gleichzeitig zu berücksichtigenden Effekte eine schwierige Aufgabe. Bis jetzt blieben die Bemühungen der Forscher um kompakte und gleichzeitig verbesserte Filterstrukturen relativ erfolglos.

Um die Probleme mit Verlusten, Kompaktheit, geometrischen Abmessungen zu lösen, wurden in dieser Arbeit mehrere mathematische Methoden und verschiedene Verfahren sowie Modellversuche entwickelt und eingesetzt.

1.2.1 Zielsetzung

Das Ziel der vorliegenden Arbeit besteht in dem Entwurf, der Optimierung und der Entwicklung von effizienten Ansätzen, Topologien und Strukturen zur Lösung komplexer hybrider Filterprobleme. Es soll dabei untersucht werden, wie die Filterbausteine (DGS-Elemente) sinnvoll und optimal eingesetzt werden können, um damit das Raumproblem zu beseitigen. Für diesen Zweck werden Direkt- und Kreuz-Kopplungsverfahren sowie die Multischicht-Methode angewendet und dabei mehrere Untersuchungen durchgeführt (siehe Abb. 1.15). Ein anderes wichtiges Ziel dieser Arbeit war es, ein Matlab-Programm, ein sogenanntes Kopplungsmatrix-Programm zu entwickeln und Filter, die aus indirekten DGS-Resonatoren bestehen, zu überprüfen, um den exakten Kopplungsabstand zwischen den benachbarten DGS-Elementen zu definieren statt wie vorher durch Optimierung und mit Hilfe der Schätzungsmethode. Dafür werden verschiedene messtechnische Untersuchungen und Bewertungen des elektromagnetisch gekoppelten DGS-Filters durchgeführt und mit den Simulationsergebnissen verglichen. Die konventionellen Filter werden dann mittels des Kopplungsmatrix-Verfahrens vollständig charakterisiert. Der Kerngedanke ist ein systematischer Filterentwurf. Die neuen mathematischen Methoden und Ergebnisse werden durch Filterentwürfe illustriert und zeigen, wie die Transformation der Tiefpassfilter zum Bandpassfilter ohne Anwendung von komplizierten mathematischen Verfahren realisiert wird. Während dieses Prozesses werden zahlreiche Simulationen und Messungen durchgeführt, verglichen und analysiert. Schließlich werden die Abweichungen, die zwischen simulierten und am gefertigten Filter gemessener Filterantwort auftreten können, durch Analyse bereits gefertigter DGS-Filter und Vergleich mit den dazugehörigen Simulationen an verschiedenen DGS-Strukturen systematisch untersucht und beurteilt. Alle theoretischen Überlegungen sollen durch simulierte und praktische Untersuchungen mittels der kommerziellen Simulatoren-Software Microwave Office, Microwave Studio, sowie durch den Netzwerkanalysator HP8719D analysiert werden. Es

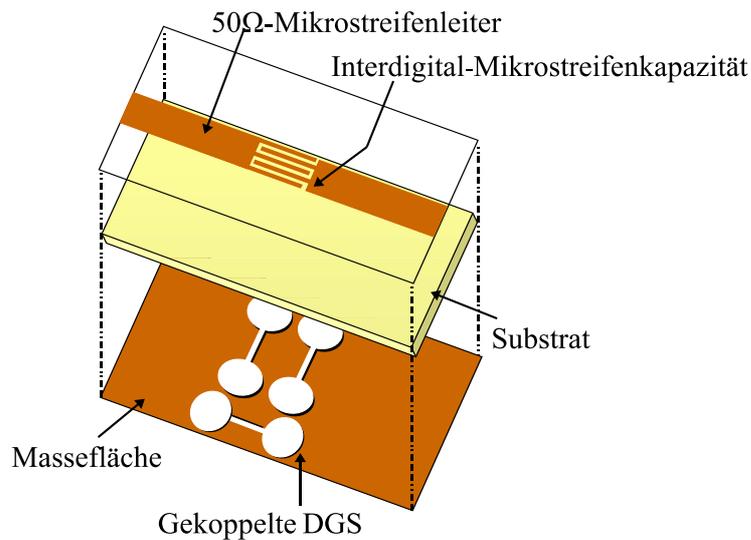


Abbildung 1.15: DGS-Struktur: Die 3D-Ansicht des Bandpassfilters mit Hilfe der DGS-Technik und der Interdigital-Kapazität

soll durch die Arbeit bewiesen werden, dass der Einsatz des beschriebenen theoretischen Verfahrens sowie die Anwendung der vorgeschlagenen Strukturgeometrien zu optimalen Filtertopologien führt.

1.2.2 Gliederung der Arbeit

Ausgehend von den Erkenntnissen und der aktuellen Entwicklung in der Filter- und HF-Technik werden theoretische Modellierung und experimentelle Untersuchungen über das Verhalten von DGS-Resonatoren bzw. DGS-Filtern durchgeführt, um ein solides grundlegendes Verständnis der elektromagnetischen und Slow-Wave-Effekte der DGS-Struktur zu gewinnen. Ein tiefes Verständnis der DGS-Filtercharakteristiken und seines entsprechenden Ersatzschaltbild-Modells sind notwendig, um ein optimales und effektives Design zu realisieren und DGS-Filtersysteme zu fertigen. Die vorliegende Arbeit ist in sechs Kapitel unterteilt.

Im Kapitel 1 wurde zur Erarbeitung des Standes der Technik eine Literaturrecherche durchgeführt. Sie bietet Einblicke in konventionelle Filtertechnologien und in das breite Anwendungsgebiet der Mikrostreifenfiltertechnik. Dabei werden die Vor- und Nachteile der angewendeten Verfahren diskutiert. Weiterhin werden aktuelle Forschungsergebnisse auf dem Gebiet der elektromagnetisch gekoppelten Resonatoren-Filter vorgestellt.

Nach dem einleitenden Kapitel und nach einem kurzen Überblick über die Motivation und Ziele der Arbeit wird im darauf folgenden Kapitel 2 eine theoretische Grundlage für die Entwicklung des Filtermodells geschaffen. Darüber hinaus werden

die wichtigsten mathematischen Filtergrundlagen, Begriffe und Definitionen von elektromagnetischen Feldeffekten der DGS-Strukturen zusammengestellt. Es werden die theoretischen Zusammenhänge nur insoweit beschrieben, als sie für das Verständnis der Fragestellungen zur Filteranalyse von Bedeutung sind.

Kapitel 3 widmet sich den verschiedenen Kopfformen der DGS-Elemente. Dabei wird auf die unterschiedlichen Methoden und Topologien und deren Einsatz eingegangen. Weiterhin werden die Struktureigenschaften sowie Verluste und Qualitätsfaktor jedes DGS-Elements simuliert und untersucht und schließlich werden die gewonnene Informationen über DGS-Eigenschaften in einer Tabelle zusammengefasst.

Kapitel 4 beschreibt die Grundlagen des Aufbaus eines DGS-Tiefpassfiltermodells und die Vorgehensweise beim DGS-Einsatz. Die geätzten Resonatoren in einer Filterstruktur verursachen elektromagnetische Kopplungs- und Slow-Wave-Effekte zur Unterdrückung der harmonischen Funktionen und damit wird eine breite Bandsperre im Sperrbereich ermöglicht. Um eine kontrollierte und verlustarme Filterstruktur zu realisieren, wird eine andere Art von DGS-Resonatoren, die sogenannten Quasi-Fraktal-DGS-Resonatoren, eingesetzt. Mit ihren Zickzack-Geometrien werden die Kopplungseffekte zwischen benachbarten DGS-Elementen beeinflusst, wodurch eine kompakte verlustlose Struktur entwickelt wird. Schließlich wird eine neue und wichtige Methode zur Verbesserung der Kompaktheit, die sogenannte Multischicht-Methode entwickelt und angewendet. Diese basiert auf der Topologieänderung des Filters, indem die DGS-Resonatoren übereinander eingesetzt werden statt nebeneinander. Dies führt zu einer bis zu 50%igen Minimierung der Filterabmessungen. Alle Untersuchungen wurden mit Hilfe von Microwave Office simuliert und optimiert. Schließlich werden die hergestellten Filterstrukturen durch den Netzwerkanalysator HP8719D gemessen.

Das Transformationsmodell des DGS-LPF/BPF wird in Kapitel 5 anhand von Simulation und Messungen verifiziert. Dabei werden Multischicht-, Quasi-Fraktal und EM-Kopplungsverfahren angewendet. Um die optimale Bandpassantwort und damit ihre exakten Strukturdimensionen rechnerisch zu realisieren, wird die sogenannte Kopplungsmatrix-Methode mit Hilfe des Matlab-Programms dargestellt und eingesetzt (getestet). Darüber hinaus, um die Filterverluste in Durchlass- und in Sperrbereich maximal zu kompensieren, wird ein oktagonales Ring-DGS-Filter entworfen, optimiert und realisiert. Schließlich wird eine Interdigital-Mikrostreifenkapazität mit dem Ring-Resonator kombiniert mit dem Ziel die Symmetrieeigenschaften der Struktur zu verbessern.

Kapitel 6 schließt die Arbeit mit einer Zusammenfassung der Ergebnisse und einem Ausblick auf weiterführende Arbeiten ab.

Kapitel 2

Filterentwurfsverfahren

2.1 Passive elektrische Filter

Elektrische Filterschaltungen spielen eine herausragende Rolle in allen Gebieten der modernen Kommunikation, Steuerungs- und Regelungstechnik. Filter sind Frequenztrenner, die Signale in einem bestimmten Frequenzbereich unverändert durchlassen, in anderen Frequenzbereichen dagegen unterdrücken (sperren). Je nach dem Amplitudenfrequenzgang (Übertragungsfunktion) spricht man zum Beispiel von einem:

- Tiefpass: Sperrt hohe Frequenzen, lässt tiefe Frequenzen passieren.
- Hochpass: Sperrt tiefe Frequenzen, lässt hohe Frequenzen passieren.
- Bandpass: Lässt einen bestimmten Frequenzbereich passieren.

In diesem Abschnitt werden Grundlagen, Analyse und Entwurfsmethoden für analoge Filter mit idealen konzentrierten Bauelementen behandelt. Diese Filter können im Frequenzbereich von etwa 50 Hz bis ca. 50 MHz realisiert werden. Um eine beliebige Filterstruktur entwerfen zu können, wird die geforderte approximierete Übertragungsfunktion in die eines normierten Tiefpasses umgewandelt, dieser berechnet und dann zurücktransformiert. Die bekanntesten analogen Filtercharakteristiken sind Butterworth-, Tschebyscheff- und elliptische Filter [73].

Zuerst werden die Filterklassen mit der allgemeinen Übertragungsfunktion $H(s)$ und verschiedenen Frequenzcharakteristiken vorgestellt.

$$\underline{H}(s) = \frac{Z(s)}{N(s)} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i s^i}{\sum_{j=0}^n a_j s^j} \quad (2.1)$$

Dabei sind $Z(s)$ das Zählerpolynom, $N(s)$ das Nennerpolynom, b_i der Zählerkoeffizient und a_j der Nennerkoeffizient. Anschließend wird auf die Transformation eines beliebigen Filters in einen normierten Tiefpass eingegangen. Filter lassen sich mittels

der Zweiterschaltungen (auch als Vierpol bezeichnet) aus Widerständen, Kondensatoren und Spulen realisieren. Zur mathematischen Beschreibung des Übertragungsverhaltens wird die komplexe Vierpoltheorie (Vierpolmatrix) verwendet (Abb. 2.1).



Abbildung 2.1: Blockschaltbild eines Vierpols

► **Betrag der Übertragungsfunktion der TP-Filter**

Das Konzept der Übertragungsfunktion beschreibt den mathematischen Zusammenhang zwischen der Eingangs- und Ausgangssignal eines linearen schwingfähigen Systems (linearen zeitinvarianten Übertragungssystemen). Die Übertragungsfunktion bestimmt die Charakteristik der Filterfunktion (Abb. 2.2). Der Ausdruck der Übertragungsfunktion wird mit dem Formelbuchstaben H bezeichnet und lässt sich wie folgt berechnen:

$$H = \frac{\text{Leistung in der Last}}{\text{verfügbare Quellenleistung}} \tag{2.2}$$

$$|H|/dB = 20 \lg_{10} \frac{|A(j\Omega)|}{A_0} \tag{2.3}$$

Wobei A die Übertragungsfunktion bezeichnet, A_0 den maximalen Kennwert der Funktion A , und δ_s die Sperrdämpfung darstellt. Die Kreisfrequenzen ω_c und ω_s bezeichnen die Grenzfrequenz des Durchlassbereichs bzw. des Sperrbereichs, a_c die maximale Dämpfung im Durchlassbereich und a_s entspricht der minimalen Dämpfung im Sperrbereich.

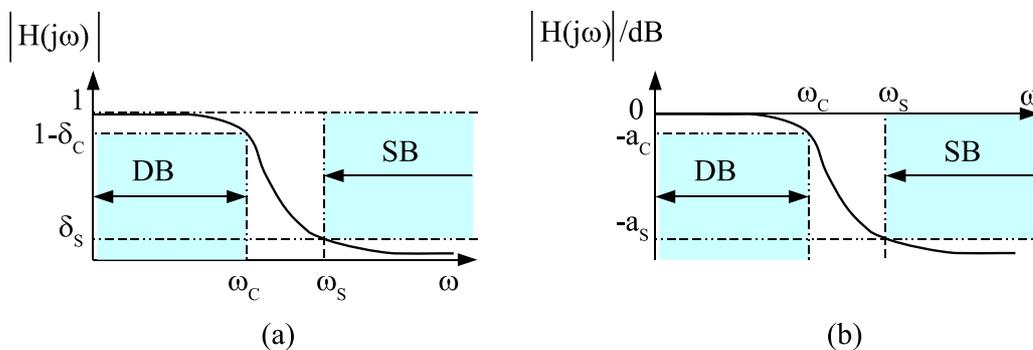


Abbildung 2.2: Betragsfrequenzgang für den Tiefpassentwurf: (a) lineare Darstellung, (b) logarithmische Darstellung

► **Normierungen der Frequenz**

(Kreis-)Frequenz:	ω
Normierte (Kreis-) Frequenz:	$\Omega = \frac{\omega}{\omega_c}$
komplexe Frequenz:	$s = j\omega$, sonst $s = \sigma + j\omega$
Normierte komplexe Frequenz:	$S = \frac{s}{\omega_c} = j\Omega$, sonst $S = \chi + j\Omega$

2.1.1 Filterentwurf mit Butterworth- und Tschebyscheff-Tiefpässen

► **Grundbegriffe der Butterworthfilter**

Das Butterworth-Filter ist nach Stephen Butterworth, einem britischen Ingenieur, benannt, der diese Charakteristik 1930 studiert hat. Die Butterworth-Approximation weist einen maximal flachen Betragsverlauf der Übertragungsfunktion im Durchlassbereich (Abb. 2.3) auf, während der Übergangsbereich oberhalb der Passfrequenz hingegen nicht optimal steil ist. Sowohl im Durchlassbereich als auch im Sperrbereich haben Butterworthfilter einen glatten Verlauf der Übertragungsfunktion. Dadurch bleiben die Signalamplituden der zu übertragenden Signale unverfälscht. Der Phasenverlauf zeigt eine leichte Nichtlinearität und die Gruppenlaufzeit ist relativ frequenzabhängig [73, 74].

► **Realisierung der Butterworth-Forderung**

- Butterworth-Forderung:

$$|\underline{H}(S = j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + A_{2n}\Omega^{2n}} \quad (2.4)$$

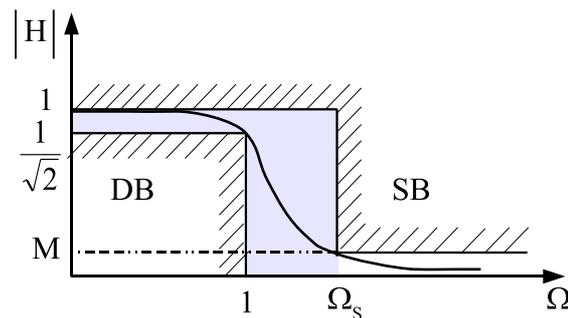


Abbildung 2.3: Toleranzschema eines Butterworth-Tiefpassfilters

► **Tschebyscheff-Tiefpässe**

Tschebyscheff-Filter haben ihren Namen von dem russischen Mathematiker P. L. Tschebyscheff. Im Gegensatz zu anderen Filterarten, wie z.B. Butterworth-Filter, weisen das Tschebyscheff-Filter bei der Grenzfrequenz ein starkes Überschwingen auf,

direkt danach folgt eine sehr gute Flankensteilheit beim Übergang in den Sperrbereich. Dafür tritt bei ihnen eine unvermeidbare Welligkeit (Ripple) des Amplitudengangs im Durchlassbereich auf. Je grösser die Ordnungszahl ist, desto schärfer wird die Steilheit der frequenzabhängigen Amplitudenübertragung im Übergangsbereich. Die Filtercharakteristik eines Tschebyscheff-Filters wird von den Tschebyscheff-Polynomen abgeleitet (Abb. 2.4). Wie in [74] gezeigt wurde, ist die Gruppenlaufzeit stark frequenzabhängig und damit besitzt der Phasengang ebenfalls eine Welligkeit. Die Dimensionierung von Tschebyscheff-Filtern ist relativ einfach, ihre Realisierung unkritisch.

► **Realisierung der Tschebyscheff-Forderung**

- Tschebyscheff-Forderung:

$$|\underline{A}(j\Omega)|^2 = \frac{A_{max}^2}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \iff |\underline{H}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)}, \quad (2.5)$$

wobei $T_n(\Omega)$ das Tschebyscheff-Polynom n. Grades und ε die Welligkeit des Tschebyscheff-Filters im Durchlassbereich bezeichnet.

- Trigonometrische Darstellung:

für $|\Omega| < 1$ (DB)

$$T_n = \cos[n \arccos \Omega] \quad (2.6)$$

für $|\Omega| > 1$ (SB)

$$T_n = \cosh[n \cdot \text{Arc cosh } \Omega] = \cosh[n \cdot v] \quad (2.7)$$

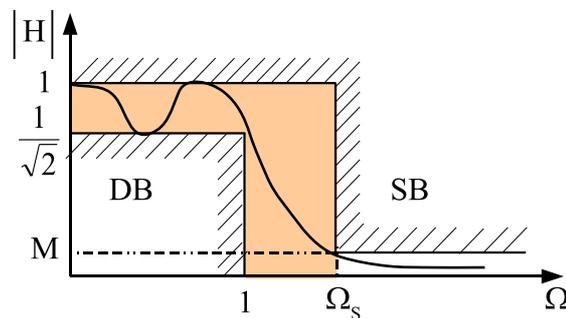


Abbildung 2.4: Toleranzschema eines Tschebyscheff-Tiefpassfilters

► **Butterworth- und Tschebyscheff-Standardtiefpässe**

Um die Tiefpass-Übertragungsfunktionen Gl. (2.4) und Gl. (2.5) zu realisieren, können die konzentrierten Elementwerte L_i und C_i der entsprechenden Schaltungen durch

analytische Ausdrücke Gl. (2.8) und Gl. (2.9) bestimmt werden. In [29] sind Elementwerte g_i von Butterworth- und Tschebyscheff-Filtern für verschiedene maximale Betriebsdämpfungen A_c dargestellt. Abb. 2.5 stellt eine Möglichkeit der Schaltung eines Standardtiefpasses, der aus mehreren Elementwerten g_i besteht, dar. g_i entspricht dabei den normierten Induktivitäts- oder Kapazitätswerten. Die konzentrierten Elementwerte L_i und C_i einer Tiefpassschaltung können aus den normierten Tiefpasselementen g_i wie folgt ermittelt werden:

$$L_i = \frac{g_i Z_0}{\omega_c} \quad (2.8)$$

$$C_i = \frac{g_i}{Z_0 \omega_c}, \quad (2.9)$$

wobei Z_0 die Referenzimpedanz (Abschlussimpedanz des Filters) und ω_c die Durchlasskreisfrequenz bezeichnet.

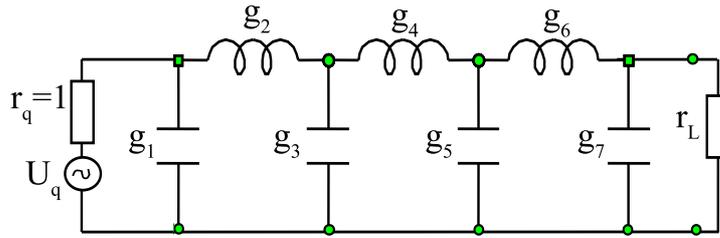


Abbildung 2.5: Standardisierte LC-TPF zum normierten Quellenwiderstand

2.1.2 Transformation des Tiefpasses in ein Bandpassfilter

Die Transformation von Standardtiefpässen zu Bandpässen bei analogen Filtern, die aus konzentrierten Elementen (Kapazitäten und Induktivitäten) bestehen, ist theoretisch sowie praktisch einfach zu realisieren, indem man die folgende Frequenztransformation einsetzt.

$$\Omega_{TP} = \frac{\Omega_{BP}^2 - 1}{B \Omega_{BP}}, \quad (2.10)$$

wobei Ω_{TP} die normierte Tiefpassfrequenz, Ω_{BP} die normierte Bandpassfrequenz und B die normierte Bandbreite sind. Diese Transformation wandelt die Induktivitäten zu Serienschwingkreisen und Kapazitäten zu Parallelschwingkreisen um (Abb. 2.6).

$$L_{BP_i} = \frac{g_i Z_0}{B \omega_0}, \quad \text{und} \quad C_{BP_i} = \frac{B}{g_i Z_0 \omega_0} \quad (2.11)$$

$$L_{BP_{(i+1)}} = \frac{B Z_0}{g_{i+1} \omega_0}, \quad \text{und} \quad C_{BP_{(i+1)}} = \frac{g_{i+1}}{B Z_0 \omega_0}, \quad (2.12)$$

wobei ω_0 und Z_0 die Resonanzfrequenz bzw. die Normierungsimpedanz bezeichnen.

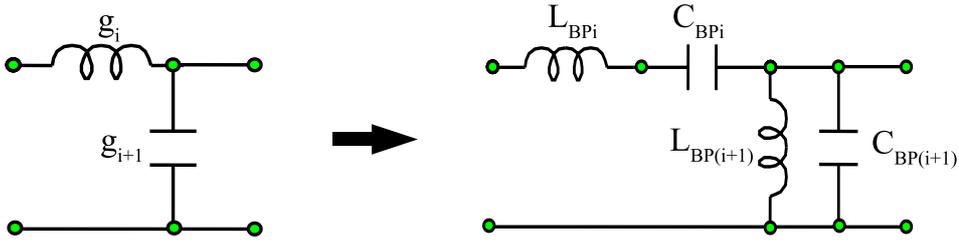


Abbildung 2.6: Transformation des Tiefpasses zum Bandpass.

► Impedanz- und Admittanzinverter als Filterelemente

Bei einem Impedanz- bzw. Admittanzinverter handelt es sich um einen Vierpol, der den Lastwiderstand \underline{Z}_L zu einer Eingangsimpedanz \underline{Z}_E nach folgender Beziehung transformiert:

$$\underline{Z}_E = \frac{K^2}{\underline{Z}_L} \Rightarrow \underline{Y}_E = \frac{J^2}{\underline{Y}_L}, \quad (2.13)$$

wobei K und J die Impedanzinverterkonstante bzw. die Admittanzkonverter genannt werden (Abb. 2.7). Die Anwendung der Inverter ermöglicht eine Umwandlung der Längselemente in Querelemente [20, 32]. Außerdem lassen sich leicht Widerstandstransformationen durchführen. Ein Kettennetzwerk-LC-Tiefpass könnte daher in eine reine L -Serienschaltung oder eine reine C -Parallelschaltung transformiert werden. Dazu muss jedes L - oder C -Glied als gesonderter Vierpol betrachtet werden [33].

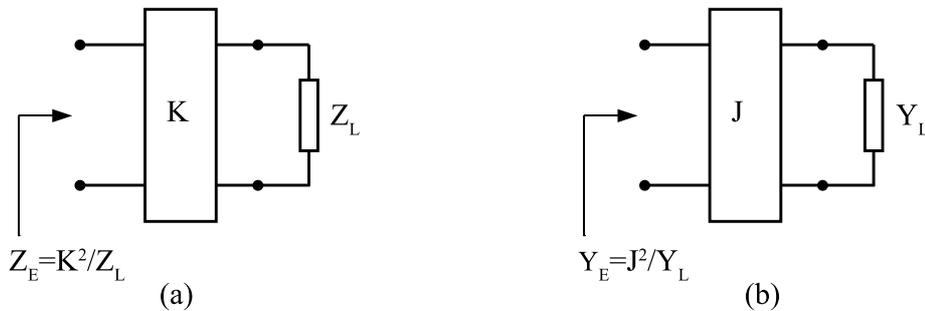


Abbildung 2.7: (a) Impedanzinverter, (b) Admittanzinverter

► Realisierung von Impedanz- und Admittanzinverter

Man kann mittels verschiedener Schaltungen in einem beschränkten Frequenzbereich Impedanz- und Admittanzinverter realisieren (siehe Abb. 2.8). Die einfachste Invertertopologie, die am häufigsten in der Praxis eingesetzt wird, ist die verlustfreie $\lambda/4$ -Leitung mit der reellen Wellenimpedanz $Z_W = Z_0$ [29, 32, 75]. Sie wandelt die Abschlussimpedanz \underline{Z}_L in eine Eingangsimpedanz \underline{Z}_E wie folgt um:

$$Z_E = \frac{Z_W^2}{Z_L} \quad (2.14)$$

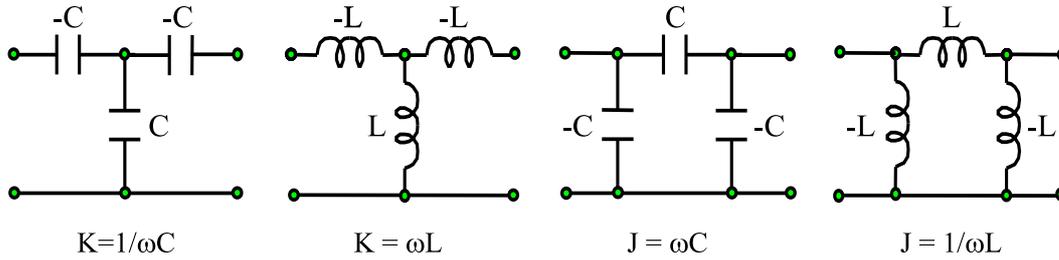


Abbildung 2.8: Impedanz- und Admittanzinverterschaltungen

wobei $Z_W = k$ bzw. $Y_W = J = 1/k$ als Impedanzinverterkonstante bzw. Admittanzinverterkonstante bezeichnet werden. Abb. 2.8 stellt einige Invertertopologien, die in dieser Arbeit teilweise angewendet wurden, dar.

2.2 Leitungstheorie

2.2.1 Grundbegriff der Maxwell-Gleichungen

Die vier Maxwellschen Gleichungen wurden 1862 von James Clerk Maxwell im Philosophical Magazine unter dem Titel „On Physical Lines of Force“ veröffentlicht. Sie beschreiben die Erzeugung von elektromagnetischen Feldern durch Ladungen und Ströme sowie ihre zeitliche Abhängigkeit vollständig sowohl in differentieller als auch integraler Form, mit anderen Worten die Wechselwirkung zwischen diesen beiden elektromagnetischen Feldern (\vec{e} und \vec{h}) bei zeitveränderlichen Feldern. Solche Auswirkungen sind in Form von fortschreitenden Wellen, die sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreiten, freigesetzt.

► Maxwell-Gleichungen in Differenzialform

Der Einsatz geeigneter Integralsätze [76] wandelt die Maxwellsche Gleichungen [7] in ihre äquivalente differenzielle Form um:

$$\operatorname{rot} \vec{h} = \vec{j} + \varepsilon_0 \frac{\partial \vec{e}}{\partial t} \quad (2.15)$$

$$-\operatorname{rot} \vec{e} = \frac{\partial \vec{b}}{\partial t} \quad (2.16)$$

$$\operatorname{div} \vec{b} = 0 \quad (2.17)$$

$$\operatorname{div} \vec{e} = \frac{\rho}{\varepsilon_0}, \quad (2.18)$$

wobei ρ die elektrische Raumladungsdichte, \vec{b} die magnetische Flussdichte, \vec{j} die elektrische Stromdichte und ε_0 die Permittivität des Vakuums bezeichnet.

Im Fall, dass der gesamte Raum mit einem homogenen und verlustfreien Isolator erfüllt ist, und nach mehreren Herleitungen [7, 77], Umformungen und Bedingungen

der maxwellschen Gleichungen Gl. (2.15)-Gl. (2.18), lässt sich das elektrische und magnetische Feld in einfachen Exponentiallösungen aus den Maxwellschen Differentialgleichungen wie folgt darstellen:

$$E_x(z) = E_h \cdot e^{-j\beta z} + E_r \cdot e^{j\beta z} \quad (2.19)$$

$$H_y(z)Z_f = E_h \cdot e^{-j\beta z} - E_r \cdot e^{j\beta z} \quad (2.20)$$

$$k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$$

$$Z_f = \frac{\beta}{\omega \mu} = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}},$$

wobei Z_f der Feldwellenwiderstand, ε die relative Permittivität, μ die Permeabilitätskonstante, β die Phasenkonstante und k die Wellenzahl bezeichnet. Im nächsten Abschnitt wird die Analogie zwischen der Ausbreitung der ebenen Welle im Raum mit den Feldkomponenten E_x und H_y und die Ausbreitung der TEM-Welle auf einer Leitung mit den elektrischen Komponenten U und I gezeigt.

► Leitungsgleichungen

Elektrische Energie und Informationen werden mittels Leitungen weiter übertragen. Die Übertragung erfolgt mit Hilfe elektromagnetischer Wellen, die sich entlang der Leitungen ausbreiten. Bei hohen Frequenzen sind Leitungstücke (oder Stichleitungen) verschiedener Länge die einfachsten Vertreter verteilter Netzwerke. Deshalb ist die Grundlage der Leitungstheorie wichtig, um die verteilten Netzwerke und ihre Eigenschaften zu verstehen. In dieser kurzen theoretischen Einführung wird eine Koaxialleitung, die aus zwei realen Leitern und einem verlustbehafteten dielektrischen Medium besteht, dargestellt (Abb. 2.9 (a)). Diese TEM-Leitung besteht aus unendlich vielen, infinitesimal kleinen Leitungslängen dz , deren elektrische Charakteristiken jeweils durch eine Vierpolschaltung nachgebildet werden (Abb. 2.9 (b)). Für ein infinitesimal kleines Leitungstück Δz können Spannung $U(z, t)$ und Strom $I(z, t)$ als stationär angenommen werden und somit die Knoten und Schleifenregeln (Kirchhoffsche Verfahren) angewandt werden.

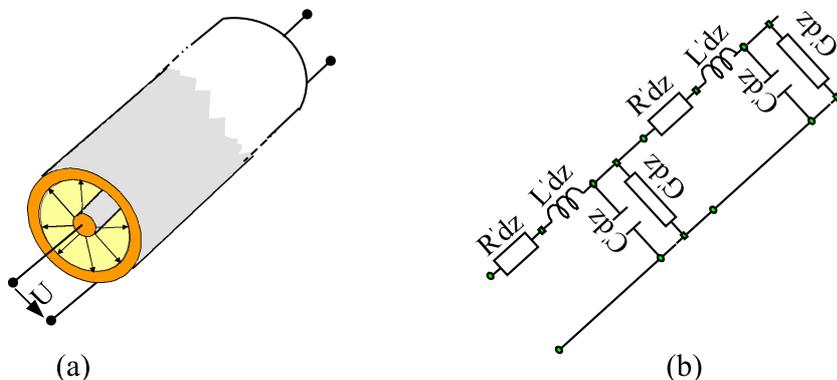


Abbildung 2.9: (a) Koaxialleitung, (b) Ersatzschaltbild

► **Telegraphengleichungen**

$$U(z) - U(z - \Delta z) - U(\Delta z) = 0 \quad (2.21)$$

$$U(z) - U(z - \Delta z) - I(z)(R' + j\omega L')\Delta x = 0 \quad (2.22)$$

Die Anwendung des Grenzübergangs $\Delta z \rightarrow 0$ in Gln. (2.21) und (2.22) liefert die gewöhnlichen Differentialgleichungen erster und zweiter Ordnung für Strom und Spannung und damit erhält man die folgenden Telegraphengleichungen [12]:

$$\frac{d^2 U(z)}{dz^2} = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C')U(z) \quad (2.23)$$

$$\frac{d^2 I(z)}{dz^2} = (R' + j\omega L')(G' + j\omega C')I(z), \quad (2.24)$$

dabei stehen R'_0, G'_0, L'_0 und C'_0 für den Widerstands-, Leitwerts-, Induktivitäts- und Kapazitätsbelag der Leitung. Um die Telegraphengleichung in einer einfachen Form zu lösen, werden γ, α und β , die die Ausbreitungs-, die Dämpfungs- und die Phasenkonstante bezeichnen, eingesetzt.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (2.25)$$

$$Z_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}, \quad (2.26)$$

wobei ω für die Kreisfrequenz steht.

Schließlich lassen sich neue exponentielle Lösungen dieser Telegraphengleichungen mit Hilfe der Differentialrechnung wie folgt berechnen:

$$U(z) = U_h e^{-\gamma z} + U_r e^{\gamma z} \quad (2.27)$$

$$I(z)Z_W = U_h e^{-\gamma z} - U_r e^{\gamma z} \quad (2.28)$$

U_h (hinlaufende Welle) und U_r (rücklaufende Welle) werden mit Hilfe der Randbedingungen [7, 78] bestimmt und weiter in die Leitungsgleichungen Gl. (2.27) und Gl. (2.28) eingesetzt. Mit der Anwendung von trigonometrischen Umformungen [29] der hyperbolischen Funktionen ergeben sich die Lösungen:

$$U(l) = U_0 \cosh(\gamma l) + I_0 Z_W \sinh(\gamma l) \quad (2.29)$$

$$I(l) = I_0 \cosh(\gamma l) + U_0 / Z_W \sinh(\gamma l), \quad (2.30)$$

wobei $U(l)$ und $I(l)$ die Spannung bzw. den Strom am Verbraucher und U_0 und I_0 die Spannung bzw. den Strom im Abstand l vom Verbraucher bezeichnen.

Mit Hilfe der ABCD-Matrix, werden die Gleichungen wie folgt umgeformt:

$$\begin{pmatrix} U(l) \\ I(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cosh(\gamma l) & Z_W \cdot \sinh(\gamma l) \\ 1/Z_W \cdot \sinh(\gamma l) & \cosh(\gamma l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_0 \\ I_0 \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

Im Fall verlustloser Leitungen ($R' = 0$ und $G' = 0$), werden die wichtigen Größen der Leitungstheorie wie folgt berechnet:

$$\gamma \approx \alpha + j\beta = \underbrace{\frac{R'}{2}\sqrt{\frac{C'}{L'}} + \frac{G'}{2}\sqrt{\frac{L'}{C'}}}_{=\alpha_R + \alpha_D} + j\underbrace{\omega\sqrt{L'C'}}_{=\beta} \quad (2.32)$$

$$Z_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.33)$$

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_D \approx \frac{R'}{2Z_W} + \frac{G'Z_W}{2} \rightarrow 0 \quad (2.34)$$

$$\beta \approx \omega\sqrt{L'C'} \quad (2.35)$$

Die Dämpfung α setzt sich aus zwei Anteilen zusammen, wobei bei tiefen Frequenzen der Einfluß der Ohm'schen Verluste α_R und bei hohen Frequenzen der Einfluß der dielektrischen Verluste α_D überwiegt. Durch diese Näherung und trigonometrische Umformungen vereinfacht sich die Gl. (2.31) und ergibt sich wie folgt:

$$\begin{pmatrix} U(l) \\ I(l) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & jZ_W \cdot \sin(\beta l) \\ j/Z_W \cdot \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_0 \\ I_0 \end{pmatrix} \quad (2.36)$$

Diese oberen Näherungslösungen der Leitungsgrößen entsprechen den exakten Lösungen für den verlustlosen Fall (= TEM-Wellenleiter).

2.2.2 Wellenlänge und Phasengeschwindigkeit

Die Wellenlänge bezeichnet den Abstand, der zwischen zwei identischen Phasenzuständen liegt, beispielsweise von einem Wellenberg zum nächsten. Die Wellenlänge wird mit λ bezeichnet, in Metern angegeben und errechnet sich aus der Frequenz f und der Phasengeschwindigkeit v_{Ph} , mit der sich die Welle ausbreitet:

$$\lambda = \frac{v_{Ph}}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \quad \text{mit} \quad \lambda_0 = \frac{c_0}{f} \quad (2.37)$$

$$v_{Ph} = c = \frac{c_0}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \quad \text{mit} \quad c_0 = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \quad (2.38)$$

$$\beta = \frac{\omega}{v_{Ph}} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (2.39)$$

$$v_{Ph} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.40)$$

$$Z_W = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}} \approx 377 \, \Omega \sqrt{\frac{\mu_r}{\varepsilon_r}}, \quad (2.41)$$

wobei c_0 und λ_0 jeweils der Freiraumlichtgeschwindigkeit und Freiraumwellenlänge entsprechen, ε_r die relative Permittivität, μ_r die relative Permeabilitätskonstante und

μ_0 die Permeabilität des Vakuums bezeichnen.

► **Impedanztransformation entlang einer verlustlosen Leitung**

Abb. 2.10 stellt ein Ersatzschaltbild eines kleinen verlustlosen Leitungsstückes und seine Eigenschaften dar. Die Impedanztransformation entlang dieser Leitung wird mittels Eingangs- bzw. Lastwiderstand und nach einigen Umformungen von Gl. (2.36) wie folgt ausgedrückt:

$$Z_E = \frac{U_l}{I_l} \text{ und } Z_L = \frac{U_0}{I_0} \quad (2.42)$$

$$\frac{U_l}{I_0} = \cos \beta l + j \left(\frac{Z_W}{Z_L} \right) \sin \beta l \quad (2.43)$$

$$\frac{I_l}{I_0} = \cos \beta l + j \left(\frac{Z_L}{Z_W} \right) \sin \beta l \quad (2.44)$$

$$Z_E = Z_W \frac{Z_L + j Z_W \tan \beta l}{Z_W + j Z_L \tan \beta l} \quad (2.45)$$

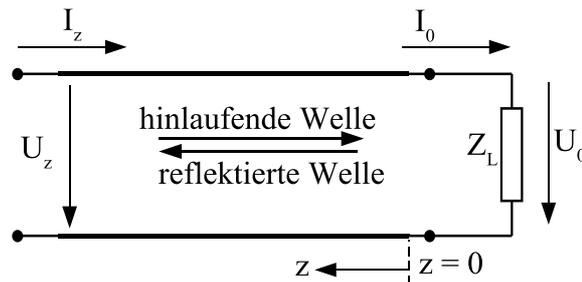


Abbildung 2.10: Leitung mit Impedanzabschluss Z_L

Mit Hilfe dieser Formeln können die Spezialfälle mit Abschlüssen bei $Z_L = Z_w$, $Z_L = 0$, $Z_L = \infty$ und $Z_L = jX_A$ einfach berechnet werden [9]. Eine verlustlose $\lambda/4$ -Leitung mit der Wellenimpedanz Z_W transformiert eine Abschlussimpedanz Z_L in eine Eingangsimpedanz:

$$l = \frac{\lambda}{4} \implies \beta l = \frac{\pi}{2} \quad (2.46)$$

$$Z_E = \lim_{\beta l \rightarrow \frac{\pi}{2}} \left(Z_W \frac{Z_L + j Z_W \tan \beta l}{Z_W + j Z_L \tan \beta l} \right) \quad (2.47)$$

$$Z_E = \frac{Z_W^2}{Z_L} \quad (2.48)$$

2.3 Richards- und Kuroda-Transformation

► **Richards-Transformation (R.T.)**

Im Frequenzbereich zwischen 0,5 GHz bis 20 GHz lassen die Filtereigenschaften der

konzentrierten Elemente durch eine kürzer werdende Wellenlänge zu hohen Frequenzen hin nach und werden damit kaum mehr realisierbar. Um praktische Filter zu realisieren, muss eine Transformation der konzentrierten Filter-Komponente in verteilte Elemente erfolgen [33, 79]. Dies nennt man Richards-Transformation. Sie wird aus der Impedanztransformation entlang einer verlustlosen Leitung hergeleitet (Abb. 2.11). Der Eingangswiderstand einer verlustlosen Leitung lautet wie folgt:

$$Z_E = Z_W \frac{Z_L + jZ_W \tan \beta l}{Z_W + jZ_L \tan \beta l} \quad (2.49)$$

Abb. 2.11 (a) und (b) zeigen die Eingangsimpedanzen einer kleinen kurzgeschlossenen (a)- bzw. Leerlaufleitung (b). Die Reaktanz des konzentrierten Induktivitäts- bzw. Kapazitätselementes hat eine andere mathematische Form als bei einem Übertragungsleiter (engl.: transmission line stubs):

$$X_L = j\omega L \text{ und } X_C = \frac{-j}{\omega C} \quad (2.50)$$

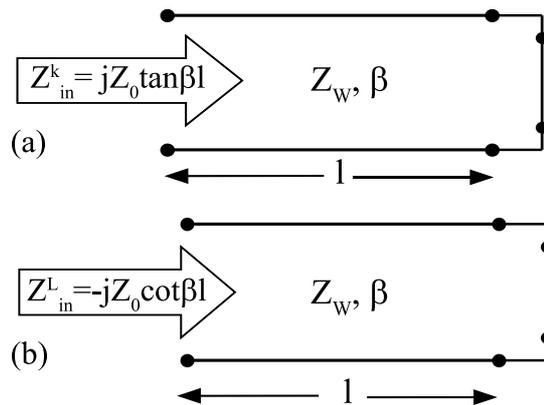


Abbildung 2.11: Richards-Transformation

Mit anderen Worten, die Impedanz der Übertragungsleitung und der Konzentrierten Elemente (Kondensatoren und Induktivitäten) sind unterschiedlich im Hinblick auf die Frequenz. Daher kann man im Allgemeinen so schreiben:

$$Z_{in}^K \neq X_L \text{ und } Z_{in}^L \neq X_C \quad (2.51)$$

Allerdings stimmen für ein bestimmtes Element (L oder C) und ein bestimmtes Leitungsstück mit einer bestimmten Länge l und Wellenimpedanz Z_W bei einer genauen Frequenz die beiden Impedanzen gut überein. Es gibt zum Beispiel die Grenzfrequenz ω_c , die diese Gleichheit für bestimmte L , Z_W und l erfüllt:

$$j\omega_c L = jZ_W \tan \beta_c l = jZ_W \tan \left[\frac{\omega_c}{v_{Ph}} l \right] \quad (2.52)$$

Analog zur Induktivität wird die Gleichung der Kapazitätsausdrücke wie folgt berechnet:

$$\frac{-j}{\omega_c C} = -jZ_W \cot \beta_c l = -jZ_W \cot \left[\frac{\omega_c}{v_{Ph}} l \right] \quad (2.53)$$

Um die Gleichung zu vereinfachen, wird die Länge l der Leitung als $\lambda_c/8$ gewählt, was $\beta l = \pi/4$ und damit $\tan(\pi/4) = 1$ bedeutet.

$$\lambda_c = 2\pi \left(\frac{v_{Ph}}{\omega_c} \right) = \frac{2\pi}{\beta_c} \quad (2.54)$$

$$jZ_W \tan \left(\frac{\omega_c}{v_{Ph}} l \right) = jZ_W \tan \left(\frac{\pi \omega}{4 \omega_c} \right) = jZ_W \Omega = Z_W S \quad (2.55)$$

$$S = j\Omega = j \tan \left(\frac{\pi \omega}{4 \omega_c} \right) \text{ "Richards - Transf."} \quad (2.56)$$

Die neuen Gleichungen werden durch diese Transformation wie folgt vereinfacht:

$$j\omega_c L = jZ_W \tan \frac{\pi}{4} = jZ_W \quad (2.57)$$

$$\frac{-j}{\omega_c C} = -jZ_W \cot \frac{\pi}{4} = -jZ_W \quad (2.58)$$

Um eine $\lambda/8$ -kurzgeschlossene Leitung mit der gleichen Impedanz wie das konzentrierte Element L bei der Frequenz ω_c realisieren zu können, muss die Wellenimpedanz der Leitung $Z_W = Z_L = \omega_c L$ sein (Abb. 2.12).

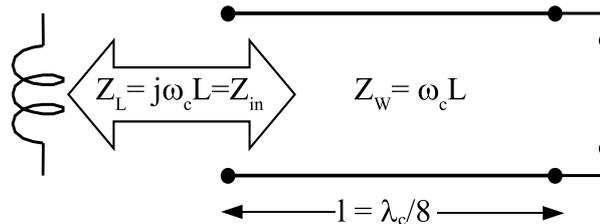


Abbildung 2.12: Umsetzung einer Induktivität mit einer kurzgeschlossenen Leitung

Analog zum Kurzschluss wird auch diese Anpassung bei $\lambda_c/8$ -Leerlaufleitung mit der Bedingung erfüllt, dass $Z_W = Z_C = 1/(\omega_c C)$ ist (Abb. 2.13). Die beiden Ergebnisse sind als Richard-Transformation bekannt. Die Abb. 2.14 stellt ein Beispiel eines Tiefpassfilters 3. Ordnung dar, der durch Richards-Transformation von einer konzentrierten Schaltung in ein Äquivalentes Leitungsfiter umgewandelt wird.

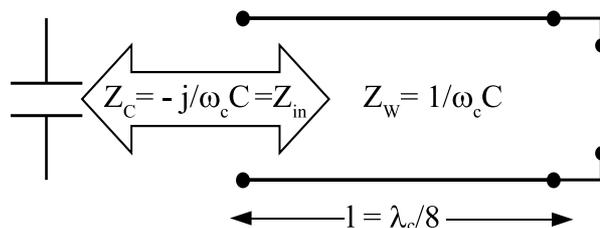


Abbildung 2.13: Umsetzung einer Kapazität mit einer offenen Leitung

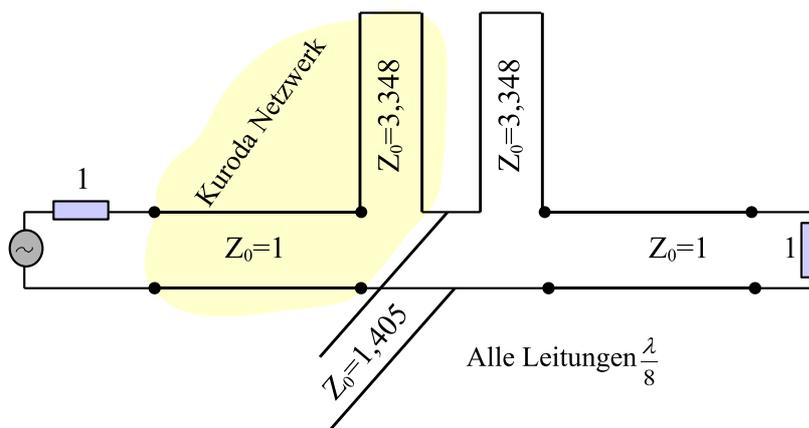


Abbildung 2.14: Realisierung des Leitungstiefpassfilters mit Hilfe von R.T.

► Kuroda-Identitäten (K.I.)

Die Kuroda-Identitäten (Abb. 2.15) sind sehr nützlich bei der Durchführung von Richards-Transformationen, weil sie ungünstige Leitungselemente (Abb. 2.14) in praktikablere Anordnungen umwandeln (Abb. 2.16). Die Kuroda-Identitäten können mit Hilfe des Einheitselements U.E. (Stichleitung mit Länge $l = v_p/4f_0$ und Wellenimpedanz Z_{ue}) verschiedene Zweiterschaltungen in andere äquivalente Zweiterschaltungen umwandeln [33]. Der Zweck dieser Transformationen ist:

- Stichleitungen physikalisch voneinander zu trennen.
- Serien-Stichleitungen in Parallel-Stichleitungen zu verwandeln und umgekehrt.

Abb. 2.16 zeigt eine alternative, einfache und realisierbare Filterstruktur, die mit Hilfe der Kuroda-Identitäten erstellt wurde und das gleiche Verhalten besitzt wie die in Abb. 2.14 dargestellte Struktur.

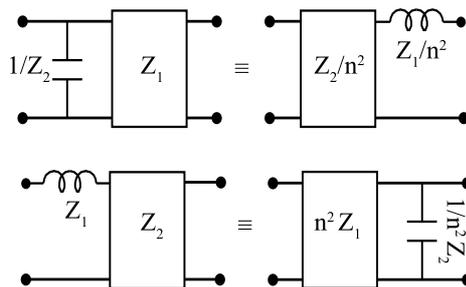
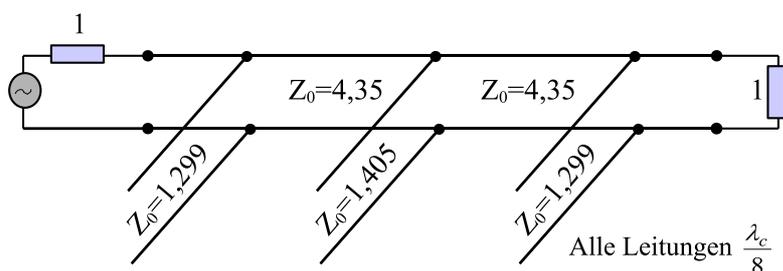
Abbildung 2.15: Kuroda Identitäten mit $n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$ 

Abbildung 2.16: Darstellung des realisierbaren Leitungstiefpassfilters mittels K.I.

2.4 Stufenimpedanz- oder High-Low-Tiefpassfilter

Eine weitere Alternative eines Tiefpassfilters mit mit konzentrierten Elementen einfach zu entwerfen, ist das Stufenimpedanz-Tiefpassfilter (engl.: stepped-impedance low-pass filter). Diese Filter sind auch bekannt als "Hi-Lo-Filter". Die Vorteile dieser Methode sind:

- einfach zu entwerfen und zu realisieren.
- geringe Verluste aufgrund ihrer Struktursymmetrie.
- unkomplizierte rechnerische Methode.

► Theorie des Hi-Lo-Filters

Für ein Leitungstück (Abb. 2.17) mit Phasenkonstante β und Wellenimpedanz Z_W kann eine [ABCD] Matrix wie folgt geschrieben werden:

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\beta l) & j Z_W \cdot \sin(\beta l) \\ j / Z_W \cdot \sin(\beta l) & \cos(\beta l) \end{pmatrix} \quad (2.59)$$

Jede symmetrische Zweiterschaltung lässt sich durch eine äquivalente "T-Schaltung" ersetzen (Abb. 2.18). Die Beziehung zwischen [Z]- und [ABCD]-Matrix wird einfach von [Pozar] dargestellt.

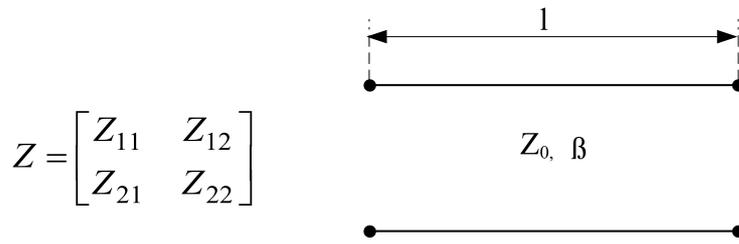


Abbildung 2.17: Leitung

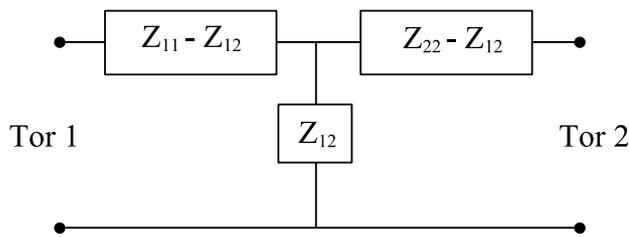


Abbildung 2.18: T-Schaltung

Für ein Zweitor-Leitungstück unter den oben genannten Bedingungen können die Impedanzparameter Z_{ij} in Abhängigkeit von Komponenten der [ABCD]-Matrix wie folgt berechnet werden:

$$Z_{11} = Z_{22} = \frac{A}{C} = -jZ_W \cot \beta l \tag{2.60}$$

$$Z_{21} = Z_{12} = \frac{1}{C} = -jZ_W \csc \beta l \tag{2.61}$$

Mit $\beta l < \pi/2$ entspricht dem Ausdruck in (2.62) der Reihen-Induktivität, während der Ausdruck in (2.63) der Kapazität entspricht (Abb. 2.19). Mit Hilfe dieser Ergebnisse werden die T-Netzwerk-Parameter wie folgt definiert:

$$Z_{11} - Z_{12} = jZ_W \tan \left(\frac{\beta l}{2} \right) = Z_{22} - Z_{21} = j \frac{X}{2} \tag{2.62}$$

$$Z_{12} = -jZ_W \csc \beta l = jB^{-1} \Rightarrow B = -\frac{1}{Z_W} \sin \beta l \tag{2.63}$$

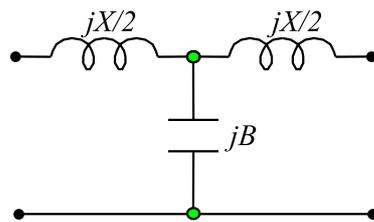


Abbildung 2.19: T-Netzwerk

Im Fall, dass $\beta l < \pi/4$ und $Z_W = Z_h$ sehr groß ist, wird die Gleichung (2.62) mit Hilfe der Taylor-Approximation wie folgt berechnet:

$$\tan \beta l = \frac{\sin \frac{\beta l}{2}}{\cos \frac{\beta l}{2}} \approx \frac{\beta l}{2} \quad (2.64)$$

$$Z_{11} - Z_{12} = jZ_h \frac{\beta l}{2} = j \frac{X}{2} \quad \text{Induktivität} \quad (2.65)$$

$$X \approx Z_h \beta l \quad (2.66)$$

$$B = 0 \quad (2.67)$$

Aus diesen beiden Gleichungen (2.66) und (2.67) resultiert eine einfache Induktivität (Abb. 2.20).

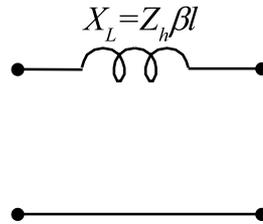


Abbildung 2.20: Ersatzschaltbild der kurzen und hochohmigen Leitung

Analog zu vorher, d.h. bei gleichen Bedingungen und bei sehr kleiner Impedanz $Z_W = Z_l$ erhält man aus den Ausdrücken (2.68) und (2.69) die kapazitive Reaktanz:

$$\frac{X}{2} \approx 0$$

$$X \approx 0 \quad (2.68)$$

$$B \approx -Y_l \beta l$$

$$\approx \frac{-\beta l}{Z_l} \quad \text{Kapazität} \quad (2.69)$$

Dies führt zur Parallelkapazität (Abb. 2.21).

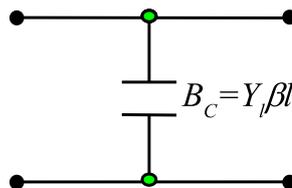


Abbildung 2.21: Ersatzschaltbild der kurzen und niederohmigen Leitung

Bei $\omega = \omega_c$ lässt sich die elektrische Länge der Leitungen aus (2.8), (2.9), (2.66) und

(2.69) wie folgt berechnen:

$$j\omega_c L = jZ_h \beta_c l \quad (2.70)$$

$$\beta_c l_n = \frac{\omega_c L}{Z_h} = \frac{g_n Z_0}{Z_h} \quad \text{Leitungslänge der Induktivität} \quad (2.71)$$

$$-j\omega_c C = -j \frac{\beta_c l}{Z_l} \quad (2.72)$$

$$\beta_c l_n = \omega_c C Z_l = \frac{g_n Z_l}{Z_0} \quad \text{Leitungslänge der Kapazität} \quad (2.73)$$

Die Abb. 2.22 (a) und (b) zeigen eine Hi-Lo Schaltung und die entsprechende realisierte Filterstruktur.



Abbildung 2.22: Hi-Lo-Filter: (a) Ersatzschaltbild, (b) die gefertigte Filterstruktur

2.5 Mikrostreifenleitungstechnik

Unter den verschiedenen Leitungsarten (z.B. Koaxialleiter (Abb. 2.23 (a), etc.) ist die Mikrostreifenleitung der am häufigsten eingesetzte Leitungstyp. Sie besteht aus einem dünnen streifenförmigen Kupfer-Metalleiter auf einem verlustarmen dielektrischen Substrat über einer durchgehenden (theoretisch unendlich ausgedehnten) Massefläche, die als Rückleiter dient (Abb. 2.23 (b)). Die Eigenschaften der Mikrostreifenleitung wie Wellenwiderstand Z_w , die effektive relative Permittivität $\varepsilon_{r,eff}$ und Ausbreitungsgeschwindigkeit ν_{ph} hängen von der Leiterbahnbreite w und der Substratdicke h sowie der relative Permittivität ε_r des Dielektrikums ab. Die Leiterverluste werden hauptsächlich von der Leiterdicke t beeinflusst. Als Substratmaterialien werden RT-Duroid(TM)5880 ($\varepsilon_r = 2,2$), Keramik-Substrat ROGERS RO4003 ($\varepsilon_r = 3,38$), Quarz ($\varepsilon_r = 3,8$), Aluminiumoxid-Keramik ($\varepsilon_r = 9,9$) und GaAs ($\varepsilon_r = 12,95$) häufig verwendet. Alle diese Materialien weisen dielektrische Verluste $\tan \delta = 0.001 \dots 0.004$ auf [11, 34]. Mikrostreifen- oder Koplunar-Leitungstechnik (Abb. 2.23(b) und (c)) werden oft mit dem Ziel verwendet, integrierte Mikrowellen-Schaltungen, wie Phasenschieber, Mischer, Transistor-Leistungs-Verstärker, Filter, Antennen etc. aufzubauen.

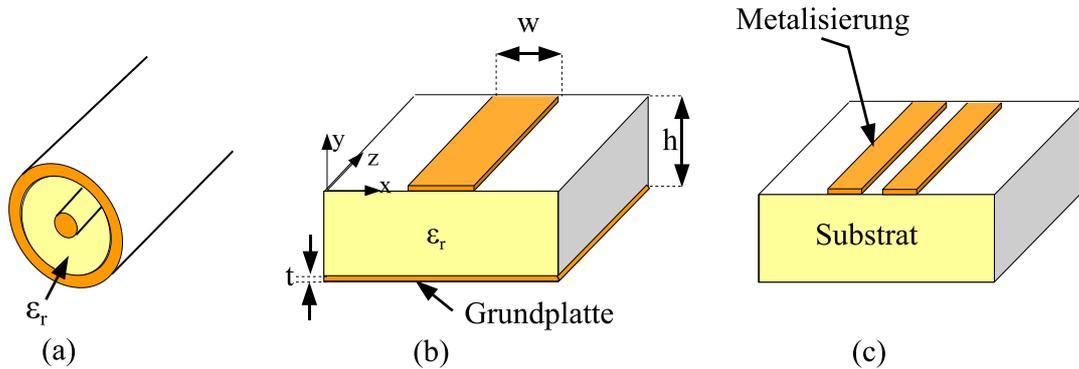


Abbildung 2.23: Verschiedene Leitungsarten: (a) Koaxialleitung, (b) planare Mikrostreifenleitung, (c) planare gekoppelte Mikrostreifenleitungen

2.5.1 TEM-Wellen und Quasi-TEM-Wellen

Die Mikrostreifenleitungen sind funktionsfähig im Frequenzbereich von ca. 0,5 GHz bis 20 GHz. Oberhalb dieses Bereiches werden die Leitungen zu dünn. Als Alternative wird beispielsweise die sog. Finleitung verwendet. Diese ist ähnlich wie die Mikrostreifenleitung aufgebaut, jedoch wird in ihr ein höherer Mode angeregt. Die effektive relative Permittivität $\epsilon_{r,eff}$ nimmt dann einen Wert an, der zwischen der Permittivitätszahl ϵ_r des Substrats und von Luft ($\epsilon_r = 1$) liegt.

$$\frac{\epsilon_r + 1}{2} \leq \epsilon_{r,eff} \leq \epsilon_r \quad (2.74)$$

Im Gegensatz zu Koaxialleitungen mit homogenem Dielektrikum, bei denen die EM-Feldlinien ausschließlich in der Querschnittsebene senkrecht zur Ausbreitungsrichtung liegen und die als TEM-Leitung bezeichnet werden (Abb. 2.24 (a) und (b)) und (Abb. 2.25), bestehen die Mikrostreifenleitungen aus einem nicht homogenen Dielektrikum $\epsilon_{r,eff}$, weil sich die Feldlinien teilweise in Luft mit der Geschwindigkeit c und teilweise innerhalb des Substrates mit der Geschwindigkeit $c_0/\sqrt{\epsilon_r}$ ausbreiten.

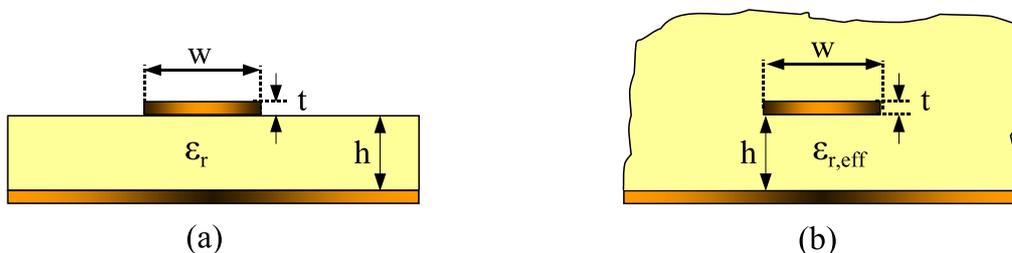


Abbildung 2.24: Querschnitt einer ungeschirmten Mikrostreifenleitung: (a) Originalstruktur, (b) äquivalente Anordnung mit homogener Materialfüllung



Abbildung 2.25: (a) Elektrisches Feld, (b) magnetisches Feld einer

Die resultierende Ausbreitungsgeschwindigkeit liegt zwischen diesen beiden Werten $c_0/\sqrt{\epsilon_r} < \nu_{ph} < c_0$. Als Folge dieses Phänomens erscheint ein kleiner Anteil der Feldlinien von E und H auch in Ausbreitungsrichtung. Der größte Anteil der Feldlinien konzentriert sich immer noch in einer Transversalebene und entspricht näherungsweise der statischen Feldverteilung. Solche Leitungen werden Quasi-TEM-Leitungen genannt [33, 77, 80, 81].

► **Berechnung der charakteristischen Eigenschaften der Mikrostreifenleitung**

In tiefen Frequenzbereichen bis zu einigen GHz ($0 < f < f_{g,stat}$) mit statischer Obergrenzfrequenz $f_{g,stat} \approx 0,04 (Z_W/h\sqrt{\epsilon_{r,eff}})$ können die auftretenden Longitudinalkomponenten des elektromagnetischen Feldes vernachlässigt werden (Quasi-TEM-Mode). Dabei können die charakteristischen frequenzunabhängigen Leitungsgrößen wie $\epsilon_{r,eff}$ und Z_W mittels einer Quasi-TEM-Näherung wie dem Hammerstad/Jensen-Verfahren [11, 82, 83, 84] berechnet werden (statische Analyse), wobei der Fehler zwischen Näherungen und exakten Lösungen der effektiven Permittivität für $0,01 < w/h < 100$ und $1 < \epsilon_r < 128$ kleiner als 0,2% ist.

► **Statische Analyse der Mikrostreifenleitung nach Hammerstad/Jensen**

$$\epsilon_{r,eff,stat} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{w}\right)^{-ab} \quad (2.75)$$

Die Variablen a und b in Gleichung (2.0) werden wie folgt berechnet:

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \frac{\left(\frac{w}{h}\right)^4 + \left(\frac{w}{52h}\right)^2}{\left(\frac{w}{h}\right)^4 + 0,432} + \frac{1}{18,7} \ln \left[1 + \left(\frac{1}{18,1} \cdot \frac{w}{h}\right)^3\right] \quad (2.76)$$

$$b = 0,564 \left(\frac{\epsilon_r - 0,9}{\epsilon_r + 3}\right)^{0,053} \quad (2.77)$$

Die Nahrungsausdrucke der Leitungswellenimpedanz werden mittels der berechneten effektiven Permittivität wie folgt definiert:

$$Z_{W,stat} = \frac{Z_{W,stat,Luft}}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff,stat}}} \quad (2.78)$$

$$Z_{W,stat,Luft} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff,stat}}} \ln \left[F \cdot \frac{h}{w} + \sqrt{1 + \left(2 \frac{h}{w} \right)^2} \right] \quad [\Omega] \quad (2.79)$$

mit

$$F = 6 + (2\pi - 6) \cdot e^{-(30,666 \frac{h}{w})^{0,7528}} \quad (2.80)$$

Die $Z_{W,stat,Luft}$ kann im Intervall [20...180Ω] gewählt werden, während ihre Genauigkeit 0,3% beträgt.

► *Dynamische Analyse der Mikrostreifenleitung nach Kowalski/Pregla*

Erst oberhalb einer gewissen Grenzfrequenz muss die Frequenzabhängigkeit von $\varepsilon_{r,eff}$ und von Z_w in der Berechnung der Leitungen berücksichtigt werden. Die Longitudinalkomponenten sind nicht mehr vernachlässigbar. In diesem Fall wird eine dynamische Analyse erforderlich, um die Leitungseigenschaften mittels genauer numerischer Verfahren wie Kowalski/Pregla-Methode zu berechnen. Die beiden Eigenschaften sind von der Frequenz sowie von dem Verhältnis der geometrischen Abmessungen stark abhängig [85] und werden wie folgt berechnet:

$$\varepsilon_r(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{r,eff,stat}}{1 + P\left(\frac{w}{h}, f\right)} \quad (2.81)$$

Der Wellenwiderstand ergibt sich wie folgt:

$$Z_W(f) = Z_{W,stat,Luft} \left(\frac{r_{13}}{r_{14}} \right)^{r_{17}} \quad (2.82)$$

$$r_{13} = 0,9408 \varepsilon_{r,eff}^{r_8} - 0,9603 \quad (2.83)$$

$$r_{14} = (0,9408 - r_9) \varepsilon_{r,eff,stat}^{r_8} - 0,9603 \quad (2.84)$$

$$r_{17} = r_7 \left(1,0 - 1,1241 \frac{r_{12}}{r_{16} e^{(0,026 f_n^{1,15656} + r_{15})}} \right) \quad (2.85)$$

$$f_n = \frac{f}{GHz} \frac{h}{mm} \quad (2.86)$$

Für $0,1 \leq w/h \leq 100$, $1 \leq \varepsilon_r \leq 20$ und $0 \leq h/\lambda_0 \leq 0,13$ beträgt der Abweichungsfehler der effektiven Permittivität zwischen dem angewandten Verfahren und der numerischen Analyse 0,6%, während der Fehler für den Wellenwiderstand für $0,1 \leq w/h \leq 10$, $1 \leq \varepsilon_r \leq 18$ und $0 \leq hf \leq 30$ GHz mm geringer als 1% ist. Alle

benötigten Parameter für eine Berechnungen sind in [11, 86] ausführlich erläutert.

► **Näherung durch konforme Abbildung**

Weil die Berechnung der Z_w , v und $\varepsilon_{r,eff}$ in Abhängigkeit von Leitungsdaten w/h und ε_r wichtig für die Untersuchung der Mikrostreifenleitung (Leiterdicke $t = 0$) sind, stehen dem Ingenieur die Leitungseigenschaften in Form von Diagrammen (Abb. 2.26 (a) und (b)) zur Verfügung.

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{r,eff}}} \quad (2.87)$$

Für Mikrostreifenleitungen gilt immer $1 < \varepsilon_{r,eff} < \varepsilon_r$, wobei $\varepsilon_{r,eff}$ umso kleiner ist, je schmaler die Leitung im Vergleich zur Substratdicke h ist, da dann der Anteil des Feldes in Luft größer wird.

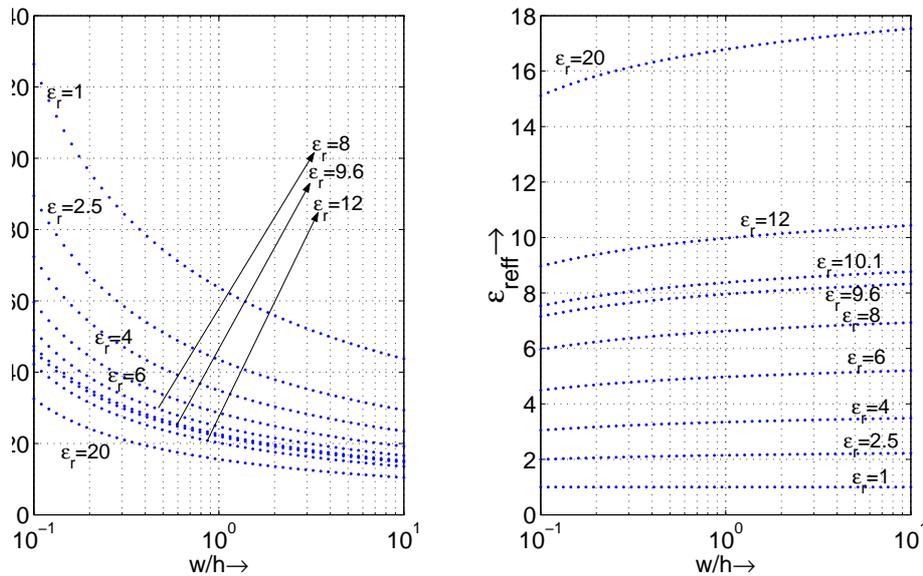


Abbildung 2.26: In Abhängigkeit von der normierten Leiterbreite w/h numerisch berechnet: (a) Wellenwiderstand Z_w , (b) effektive Permittivität $\varepsilon_{r,eff}$

2.5.2 Dämpfung auf der Mikrostreifenleitung

Bei Dimensionierung von Mikrostreifenleitungen spielt der Verlustfaktor (Dämpfung) eine bedeutende Rolle. Man unterscheidet zwischen ohmschen Verlusten (α_c) und dielektrischen Verlusten (α_d). Die Leiterverluste (ohmsche Verluste) entstehen aufgrund des Skin-Effekts bzw. des endlichen spezifischen Widerstands ρ des Metalls. Die dielektrischen Verluste entstehen durch Umladeverluste im Substrat und können meistens gegenüber den ohmschen Verlusten vernachlässigt werden. Erst bei höheren Frequenzen muss ihr Einfluss in Betracht gezogen werden. Zusätzlich wird die Abstrahlungsenergie, die durch ein elektrisches Streufeld verursacht wird, auch als ein wichtiger

Verlust berücksichtigt. Diese Abstrahlungsverluste werden durch die Diskontinuitäten, offenen Stichelungen und DGS verursacht [32, 85]. Der Gesamtverlust ist die Summe der beiden oben genannten Verluste. So erhält man:

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c \quad (2.88)$$

$$\alpha_d = \frac{\pi}{\lambda} \tan \delta \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{reff}} \frac{\varepsilon_{reff} - 1}{\varepsilon_r - 1}, \quad (2.89)$$

dabei bezeichnet $\tan \delta$ den dielektrischen Verlustfaktor und λ die Wellenlänge.

Falls $0,16 < w/h < 2$ gilt, ergibt sich der ohmsche Verlust-Ausdruck nach Wheeler (1964) [87] aus (2.90) und (2.91):

$$\alpha_c = \frac{R_F}{Z_W h} A_\rho \quad (2.90)$$

mit

$$R_F = \frac{\omega \mu \rho}{2} = \frac{\rho}{\delta}, \quad (2.91)$$

wobei μ die magnetische Feldstärke, δ die Skintiefe und σ die spezifische Leitfähigkeit darstellt. Der Geometriefaktor A_ρ in dB ist von ε_r und w/h abhängig und wird wie folgt berechnet:

$$A_\rho = \frac{8,68}{2\pi} \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_{eq,0}}{4h} \right)^2 \right\} \cdot \left[1 + \frac{h}{\omega_{eq,0}} + \frac{h}{\pi \cdot \omega_{eq,0}} \left\{ \ln \left(\frac{2h}{t} \right) - \frac{t}{h} \right\} \right] \quad (2.92)$$

Abhängig von der Leiterdicke t wird die äquivalente Leiterbreite als $w_{eq,0} = \omega + \Delta\omega_{t,0}$ ermittelt, wobei sich die $\Delta\omega_{t,0}$ mit (2.93) ergibt:

$$\Delta\omega_{t,0} = \frac{t}{\pi} \cdot \ln \left[\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1/\pi}{\omega/t + 1,10} \right)^2}} \right] \quad (2.93)$$

2.6 Theorie der Gekoppelten Resonatorfilter

Der Transmissions- sowie der Reflexionskoeffizient können für jede verlustarme Vierpol-Filterschaltung als Verhältnis von zwei Polynomen n-ten Grades ausgedrückt werden:

$$S_{11} = \frac{C_N(\omega)}{E_N(\omega)} \quad (2.94)$$

$$S_{21} = \frac{P_N(\omega)}{\varepsilon E_N(\omega)} \quad (2.95)$$

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{-\frac{RL}{10}} - 1}} \quad (2.96)$$

Dabei bezeichnet ε ein Maß für die Welligkeit im Durchlassbereich und RL (engl.: return loss) die Rückflussdämpfung in dB.

Um die Gleichungen vereinfachen zu können, wird die normierte Kreisfrequenz ω nach dieser Beziehung definiert:

$$\omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{\omega'}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega'} \right) \quad (2.97)$$

$$FBW = \frac{BW}{\omega_0} \quad (2.98)$$

Dabei ist ω die reale Kreisfrequenz, FBW die normierte Bandbreite (engl.: fractional bandwidth) und BW die Bandbreite.

Für ein verlustloses, reziprokes und/oder symmetrisches Zweitor gilt:

$$|S_{21}|^2 = 1 - |S_{11}|^2 \quad (2.99)$$

$$|S_{21}|^2(\omega) = \frac{1}{1 + \varepsilon F_N^2(\omega)} \quad (2.100)$$

$F_N(w)$ ist die Filterfunktion und kann als Verhältnis von zwei Polynomen n-ten Grades ausgedrückt werden [32, 88]. $F_N(w)$ hat die gleichen Eigenschaften wie das allgemeine Tchebyscheff-Polynom und ergibt sich wie folgt:

$$F_N(w) = \frac{C_N(w)}{P_N(w)} = \cosh \left(\sum_{n=1}^N \cosh^{-1} \left(\frac{\omega - 1/\omega_n}{1 - \omega/\omega_n} \right) \right) \quad (2.101)$$

Die Nullstellen der Zähler der Funktion F_n bezeichnen die Polstellen (die Nullstellen der S_{11}), während die Nullstellen der Nenner die Transmissionsnullstellen (TZ) bezeichnen. Sie werden durch den Kreuzkopplungseffekt zwischen zwei benachbarten Resonatoren verursacht.

Nach den mathematischen Berechnungen der Filterfunktion, die S. Amari in seiner Publikation "Synthesis of Cross-coupled Resonator Using an Analytical Gradient-Based Optimization Technique"[89] hergeleitet und explizit formuliert hat, wird der Nenner der Filterfunktion durch ein rekursives Verfahren wie folgt formuliert:

$$C_{N+1}(w) = -C_{N-1}(w) \left(1 - \frac{\omega}{\omega_N} \right)^2 \frac{(1 - 1/\omega_{N+1}^2)^{1/2}}{(1 - 1/\omega_{N+})^{1/2}} \quad (2.102)$$

$$+ C_N(w) \left[\omega - \frac{1}{\omega_{N+1}} + \left(\omega - \frac{1}{\omega_N} \right) \cdot \frac{(1 - 1/\omega_{N+1}^2)^{1/2}}{(1 - 1/\omega_N)^{1/2}} \right]$$

$$C_0(\omega) = 1, C_1(\omega) = \omega - \frac{1}{\omega_1}, \quad (2.103)$$

wobei ω_n , die nte Übertagungsnullstelle bezeichnet.

Die Theorie der gekoppelten Resonatorfiltern beschreibt eine mögliche Synthese für passive Zweipole, im Besonderen für Bandsperrfilter. Kernstück ist eine Kopplungsmatrix, welche durch Lösen der Übertragungsfunktionspolynome gefunden wird. Die Kopplungsmatrix enthält alle Informationen, die für die Entwicklung eines Bandsperrfilters nötig sind. Abstände zwischen den Resonatoren, Höhe der Ankopplungen, Art der Kopplungen (kapazitiv oder induktiv) und nicht zuletzt die Filterstruktur selbst können direkt aus der Matrix bestimmt werden. Abb. 2.27 zeigt ein Ersatzschaltbild der n-gekoppelten Resonatoren, in dem L die Induktivität, C die Kapazität, R den Widerstand und e_s die Quellenspannung bezeichnen. Man verwendet das Spannungsgesetz bzw. Kirchhoffsche Gesetz, das besagt, dass die algebraische Summe des Spannungsabfalls um jeden geschlossenen Weg eines Netzes null ist. Damit werden die Schleifen-Gleichungen für den Stromkreis von Abb. 2.27 folgendermaßen geschrieben:

$$\begin{aligned} \left(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) i_1 - j\omega L_{12}i_2 \dots - j\omega L_{1n}i_n &= e_s & (2.104) \\ -j\omega L_{21}i_1 + \left(j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \right) i_2 \dots - j\omega L_{2n}i_n &= 0 \\ &\vdots \\ &\vdots \\ -j\omega L_{n1}i_1 - j\omega L_{n2}i_2 \dots + \left(R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \right) i_n &= 0, \end{aligned}$$

in welchen $L_{ij} = L_{ji}$ die gegenseitige Induktivität zwischen den Resonatoren i und j darstellt. Alle Stromschleifen sollen die gleiche Richtung haben, siehe Abb. 2.27.

$$[Z] \cdot [i] = [e] \tag{2.105}$$

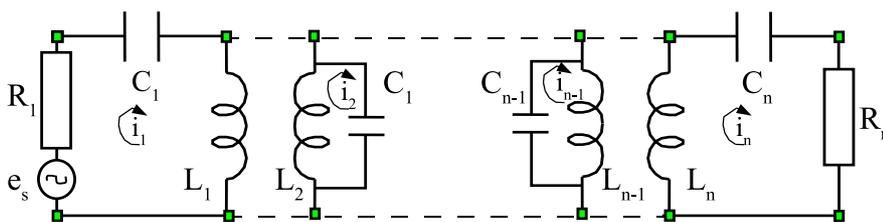


Abbildung 2.27: Äquivalent Schaltung der n-gekoppelten Resonatoren.

Die Gleichungen können in der folgenden Matrixform dargestellt werden:

$$\begin{pmatrix} R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} & -j\omega L_{12} & \dots & -j\omega L_{1n} \\ -j\omega L_{21} & j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} & \dots & -j\omega L_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -j\omega L_{n1} & -j\omega L_{n2} & \dots & R_n + j\omega L_n + \frac{1}{j\omega C_n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix}$$

Um die Impedanz-Matrix zu vereinfachen nehmen wir an, dass:

$$L = L_1 = L_2 = L_n, \quad C = C_1 = C_2 = \dots = C_n \quad \text{und} \quad \omega_0^{-2} = LC$$

Damit wird die Impedanz-Matrix wie folgt geschrieben:

$$[\bar{Z}] = [Z] (\omega_0 L \cdot FBW)^{-1}, \quad (2.106)$$

wobei $FBW = (\Delta\omega/\omega_0)$, $\psi = (\omega_0 L \cdot FBW)$, $p = (j/FBW) (\omega/\omega_0 - \omega_0/\omega)$. Die normierte Impedanz-Matrix $[\bar{Z}]$ ist dann:

$$[\bar{Z}] = \begin{pmatrix} \frac{R_1}{\psi} + p & \frac{-j\omega L_{12}}{\psi} & \dots & \frac{-j\omega L_{1n}}{\psi} \\ \frac{-j\omega L_{21}}{\psi} & p & \dots & \frac{-j\omega L_{2n}}{\psi} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{-j\omega L_{n1}}{\psi} & \frac{-j\omega L_{n2}}{\psi} & \dots & \frac{R_n}{\psi} + p \end{pmatrix} \quad (2.107)$$

$Q_{e1} = (q_{e1}/FBW)$ und $Q_{en} = (q_{en}/FBW)$ sind die externen Qualitätsfaktoren der Eingangs- bzw. Ausgangsresonatoren

$$\frac{R_i \cdot FBW}{\psi} = \frac{1}{Q_{ei}} \quad \text{und} \quad M_{ij} = \frac{L_{ij}}{L} \quad \text{für} \quad i, j = 1 \dots n \quad (2.108)$$

Um die vorherige Impedanz-Matrix weiter zu vereinfachen, wird $(\omega/\omega_0) \approx 1$ und $m_{ij} = (M_{ij}/FBW)$ angenommen

$$[\bar{Z}]_{syn} = \begin{pmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p & -jm_{12} & \dots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \dots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \dots & \frac{1}{q_{en}} + p \end{pmatrix}, \quad (2.109)$$

wobei m_{ij} den normierten Kopplungskoeffizient und M_{ij} den Kopplungskoeffizient bezeichnen.

Im Fall, dass der gekoppelte Resonator-Filter von Abb. 2.27 asynchron und damit die Resonanzfrequenz jedes Resonators unterschiedlich zu den anderen ist, gelten folgende Gleichungen:

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i C_i}}, \quad M_{ij} = \frac{L_{ij}}{\sqrt{L_i L_j}} \quad \text{für} \quad i \neq j \quad (2.110)$$

$$[\bar{Z}]_{asyn} = \begin{pmatrix} \frac{1}{q_{e1}} + p - jm_{11} & -jm_{12} & \dots & -jm_{1n} \\ -jm_{21} & p & \dots & -jm_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -jm_{n1} & -jm_{n2} & \dots & \frac{1}{q_{en}} + p - jm_{nn} \end{pmatrix}_{[n,n]} \quad (2.111)$$

Das Netzwerk aus Abb. 2.27 wird durch eine äquivalente Zweitorschaltung ersetzt, wobei U_1 , U_2 sowie I_1 und I_2 die Spannungen und Ströme am Eingang und Ausgang des Vierpols bezeichnen (siehe Abb. 2.28) [32].



Abbildung 2.28: Äquivalent Netzwerk zu Abb. 27.

Die Wellenvariablen sind mit a_1, a_2, b_1 und b_2 bezeichnet, setzt man das äquivalente Netzwerk mit dem Vierpolnetzwerk in Beziehung, so ergeben sich die Zusammenhänge, und $I_1 = i_1, I_2 = -i_n$ und $U_1 = e_s - i_1 R_1$.

Mit Hilfe der Wellenvariablen

$$a_1 = \frac{e_s}{2\sqrt{R_1}} \quad b_1 = \frac{e_s - 2i_1 R_1}{2\sqrt{R_1}} \quad (2.112)$$

$$a_2 = 0 \quad b_2 = i_n \sqrt{R_n} \quad (2.113)$$

ergeben sich der Reflexionskoeffizient S_{11} und der Transmissionskoeffizient S_{21} zu

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} = 1 - \frac{2i_1 R_1}{e_s} \quad (2.114)$$

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} = \frac{2\sqrt{i_n R_1 R_n}}{e_s} \quad (2.115)$$

Die Stöme i_1 und i_n werden aus Gl. (2.105) wie folgt ermittelt:

$$i_1 = \frac{e_s}{\omega_0 L (FBW)} [\overline{Z}]_{11}^{-1} \quad (2.116)$$

$$i_n = \frac{e_s}{\omega_0 L (FBW)} [\overline{Z}]_{n1}^{-1}, \quad (2.117)$$

wobei $[\overline{Z}]_{ij}^{-1}$ ein Element der i -ten Reihe und der j -ten Spalte von $[\overline{Z}]^{-1}$ ist. Setzt man die Gl. (2.116) und die Gl. (2.117) in der Gl. (2.114) und der Gl. (2.115), so bekommt man S_{21} und S_{11} .

$$S_{11} = \frac{2\sqrt{R_1 R_n}}{\omega_0 L (FBW)} [\overline{Z}]_{11}^{-1} \quad (2.118)$$

$$S_{21} = 1 - \frac{2R_1}{\omega_0 L (FBW)} [\bar{Z}]_{n1}^{-1}, \quad (2.119)$$

nutzt man Gl. (2.108), so werden der Reflexionskoeffizient S_{11} und der Transmissionskoeffizient S_{21} in Abhängigkeit von der skalierten externen Gütefaktoren q_{e1} und q_{en} wie folgt berechnet [29, 85, 90]:

$$S_{11} = 1 - \frac{2}{q_{e1}} [\bar{Z}]_{11}^{-1} \quad (2.120)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [\bar{Z}]_{n1}^{-1} \quad (2.121)$$

Vergleicht man die aus der magnetischen Kopplung resultierende normierte Impedanzmatrix $[\bar{Z}]$ und die aus der elektrischen Kopplung resultierende normierte Admittanzmatrix $[\bar{Y}]$, ist festzustellen, dass sich diese gleichen [32, 91]. Daraus lässt sich eine einheitliche Bestimmung des Reflexionskoeffizienten S_{11} und des Transmissionskoeffizienten S_{21} , welche die Filtercharakteristik beschreiben, unabhängig von der Art der Kopplung der Resonatoren (magnetisch, elektrisch oder gemischt) ableiten (Abb. 2.29).

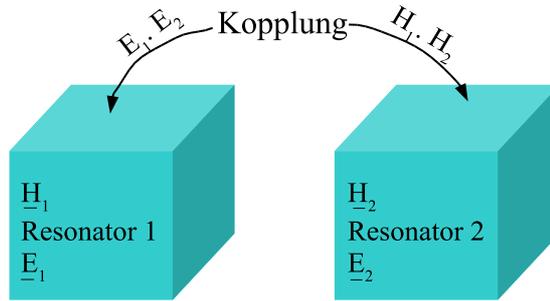


Abbildung 2.29: Kopplung zwischen zwei benachbarten Resonatoren.

Die einheitliche Bestimmung des Reflexionskoeffizienten S_{11} und des Transmissionskoeffizienten S_{21} lautet,

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (2.122)$$

$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} [A]_{n1}^{-1} \quad (2.123)$$

Dabei ist $[A]_{nn} = [q]_{nn} + p[U]_{nn} - j[m]_{nn}$, wobei $[U]$ die Einheitsmatrix ist, alle q_{ij} -Werte von $[q]$ Null sind außer $q_{11} = 1/q_{e1}$ und $q_{nn} = 1/q_{en}$ und $[m]$ alle Einträge der normierten Kopplungskoeffizienten m_{ij} beinhaltet.

Die Gruppenlaufzeit kann mit $[A]$ dargestellt werden:

$$\tau_g = \left[\frac{\sum_{k=1}^N [A^{-1}]_{N,k} [A^{-1}]_{k,1}}{[A^{-1}]_{N,1}} \right] \quad (2.124)$$

2.6.1 Optimierungstechnik

Das Kopplungsproblem kann formuliert werden, indem man die Kopplungsmatrix und die externen Qualitätsfaktoren bestimmt, sodass S_{11} und S_{21} die gleichen Eigenschaften des entworfenen Filter-Prototyps abbilden können. Die Optimierung erfolgt mittels Minimierung einer Fehlerfunktion (siehe Abb. 2.30). Diese ist auch als "cost function" K bekannt und entspricht der Differenz zwischen der erreichten Performanz in jedem Stadium und den gewünschten Spezifikationen. Die erforderlichen Merkmale des gewünschten Filters wie Filterordnung N , Einfügungsdämpfung RL und die Positionen der Übertragungsnullstellen ω_n werden eingegeben. Die minimierte "cost function" K wird wie folgt geschrieben:

$$K = \sum_{i=1}^N \left| S_{11}(\omega'_{zi}) \right|^2 + \sum_{i=1}^P \left| S_{21}(\omega'_{pi}) \right|^2 + \left(\left| S_{11}(\omega' = \pm 1) \right| - \frac{\varepsilon}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}} \right)^2, \quad (2.125)$$

dabei sind ω_{zi} die Transmissionsnullstellen und ω_{pi} die Polstellen der Filterfunktion.

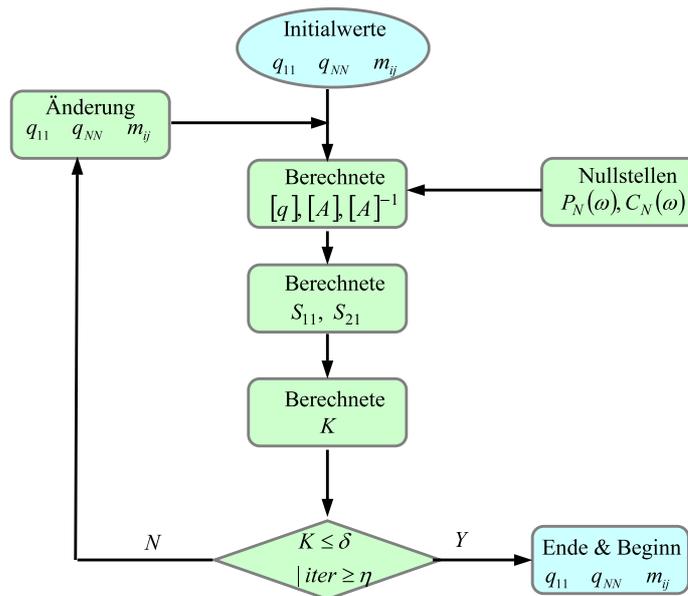


Abbildung 2.30: Vereinfachtes Ablaufschema des Optimierungsverfahrens für die Extraktion der Koppelfaktoren.

Um den optimalen Kopplungseffekt zwischen Filterresonatoren zu erzielen und damit eine bessere Filtertopologie zu erreichen, wird ein Optimierungsprogramm wie Matlab-Kopplungsprogramm, Guided Wave Technology (GWT) oder Coupled Resonator Filter Design Package angewendet, um die optimale Kopplungsmatrix und Gütefaktoren zu berechnen. Die Initialisierungswerte des Iterationsprozesses werden auf 0,5 für Direkt-Kopplungskoeffizienten und 0 für die anderen Kopplungen geschätzt (Abb. 2.30). Nach Erteilung der Kopplungsmatrix vom Optimierungsschema werden

die Matrixkoeffizienten sowie die Gütefaktoren entnormiert mittels der gewünschten relativen Bandbreite FBW .

2.6.2 Bestimmung des Kopplungskoeffizients und Gütefaktors

► Bestimmung des Kopplungskoeffizients zweier Resonatoren

Möchte man den Kopplungskoeffizient zweier Resonatoren ermitteln, so besteht eine Möglichkeit darin, das Verhalten der gekoppelten Struktur mit Hilfe von EM-Simulatoren zu simulieren. Dabei berechnet man die Frequenzantwort der Koppelresonatorstruktur und betrachtet den Reflektionskoeffizient S_{21} [32, 36, 91]. Das Frequenzverhalten zeigt zwei charakteristische Frequenzen (Resonanzspitzen) f_{p1} und f_{p2} (siehe Abb. 2.31). Diese charakteristischen Frequenzen korrespondieren mit den charakteristischen Resonanzfrequenzen f_m und f_e [32, 92]. Der Kopplungskoeffizient M_{ij} zwischen den beiden Resonatoren kann durch ein Optimierungsschema erhalten oder auch rechnerisch bestimmt werden:

$$M_{ij} = \frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \quad (2.126)$$

$$m_{ij} = \frac{M_{ij}\omega_0}{\Delta(\omega)} = \frac{M_{ij}}{FBW} \quad (2.127)$$

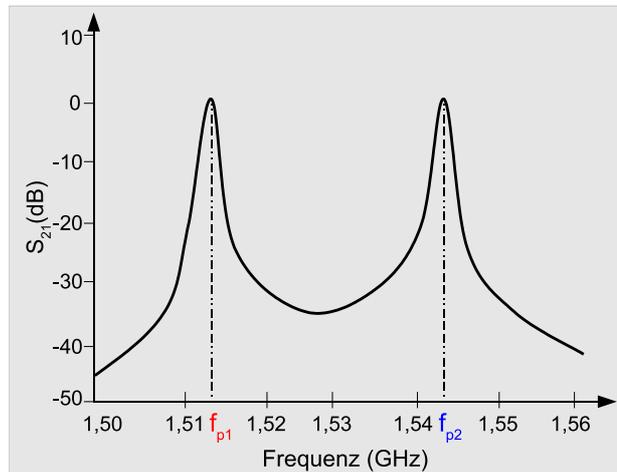


Abbildung 2.31: Bestimmung der charakteristischen Frequenzen.

Jeder Kopplungskoeffizient M_{ij} , der proportional zum normierten Kopplungskoeffizient m_{ij} ist, entspricht einem bestimmten Abstand zwischen zwei benachbarten Resonatoren. Damit kann man einen Verlauf (Abb. 2.32 (a)), der die beiden Variablen verbindet, darstellen. Mit Hilfe dieser graphischen Darstellung wird der gesuchte optimale Abstand s einfach extrahiert [93, 94].

► **Bestimmung des Externen Gütefaktors**

Neben der Bestimmung der Kopplungskoeffizient eines Koppelresonatorenfilters ist für den Filterentwurf die Bestimmung der externen Gütefaktoren Q_{e1} bzw. Q_{en} der Ein- und Ausgangsresonatoren und der Koppelresonatorstruktur notwendig (Abb. 2.32 (b)). Der externe Gütefaktor kann aus dem Verlauf der Phase des Reflexionskoeffizienten S_{11} gewonnen werden (Abb. 2.33), [33, 94, 95]. Analog zu der Kopplungskoeffizient-Methode wird der optimale skalierte externe Gütefaktor q_{e1} bzw. q_{en} durch die angewendete Optimierungstechnik (Schleifen-Programm) definiert. Mit Hilfe der *FBW* ergibt sich ein externer Gütefaktor Q_{ei} für $i=1, n$ wie folgt:

$$Q_{ei} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_{\pm 90^\circ}} \quad (2.128)$$

$$Q_{ei} = \frac{q_{ei}}{(FBW)} \quad (2.129)$$

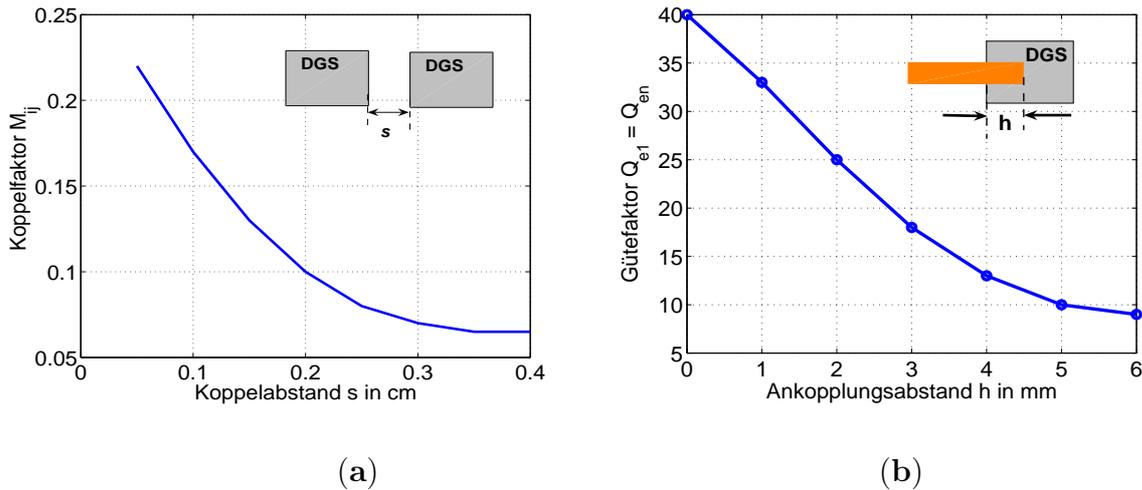


Abbildung 2.32: (a) Ermittelter Koppelfaktor (M_{ij}) in Abhängigkeit zum Koppelabstand s , (b) ermittelter externer Gütefaktor (Q_{ei}) in Abhängigkeit zum Ankopplungsabstand h

Der externe Gütefaktor Q_{ei} ist abhängig von jeder Änderung h zwischen den 50 Ω -Mikrostreifenleitungen der Struktur und dem gekoppelten Eingangs- bzw. Ausgangsresonator, damit könnte eine Gütefaktor-Abstand-Kurve in einem kartesischen Koordinatensystem dargestellt werden (Abb. 2.32 (b)).

Schließlich wird der gesuchte Abstand h mit Hilfe des optimalen externen Gütefaktors q_{ei} (bzw. des optimalen Gütefaktors Q_{ei}), der mittels des Optimierungsprogramms berechnet ist, und der experimentellen externer Gütefaktor-Abstand-Kurve extrahiert.

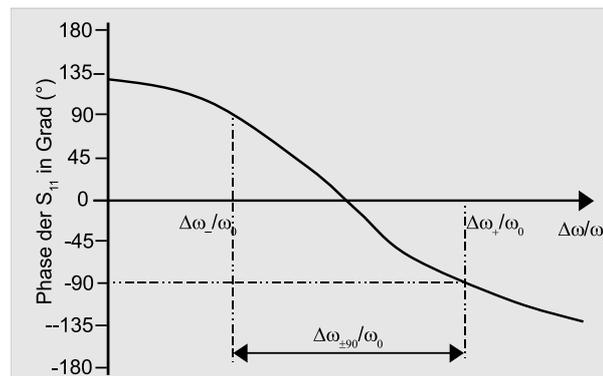


Abbildung 2.33: Phasengang S_{11} zur Bestimmung des externen Gütefaktors Q_{ei} .

2.7 Defected Ground Structure(DGS)-Filter

Bei den DGS-Filtern sind hingegen im Vergleich zur BPG-Struktur die Störfächen nur in eine Dimension ausgedehnt und es sind nicht zwangsläufig periodische Strukturen nötig, um optimale Sperrbandeigenschaften zu erzielen. Vielmehr werden DGS-Störfächen bezüglich ihrer Abmessungen derart dimensioniert, dass eine weggefräste Fläche für sich eigene Resonanzeigenschaften verursacht [57, 58, 96]. Wie im Kapitel 3 demonstriert, entspricht das DGS-Ersatzschaltbild einem Parallel- LC -Resonator, wobei die schmalen Flächen der Kapazität und die breiten Flächen der Induktivität entsprechen.

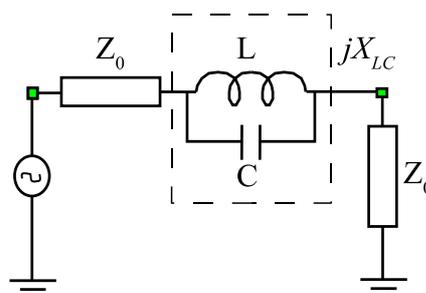


Abbildung 2.34: DGS-Ersatzschaltbild.

Ein DGS-Element erzeugt im Übertragungsverhalten eines Mikrosteifenleiters eine Bandsperrecharakteristik mit einem Dämpfungspol bei der Frequenz f_0 und einer 3 dB-Grenzfrequenz f_c . Das Übertragungsverhalten kann mit Hilfe von EM-Simulationsprogrammen ermittelt und die Werte für f_0 und f_c bestimmt werden. So kann auch als Ersatzschaltbild eines DGS ein LC -Parallelresonanzkreis angenommen werden (Abb. 2.34). Z_0 ist dabei die Ein- und Ausgangsimpedanz, L die Ersatzinduktivität und und

C die Ersatzkapazität des DGS-Elementes. Der Blindwiderstand X_{LC} dieses Ersatzschaltbildes errechnet sich zu:

$$jX_{LC} = \frac{j\omega L \left(\frac{1}{j\omega C} \right)}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC} \quad (2.130)$$

$$X_{LC} = \frac{1}{\omega_0 C \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \quad \text{mit } \omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (2.131)$$

Bis zur Frequenz des Dämpfungspoles f_0 ist das Verhalten des DGS Elementes induktiv und gleicht dem eines Butterworth-Tiefpasses erster Ordnung (siehe Abb. 2.35). Dessen Ersatzschaltbild sieht wie folgt aus.

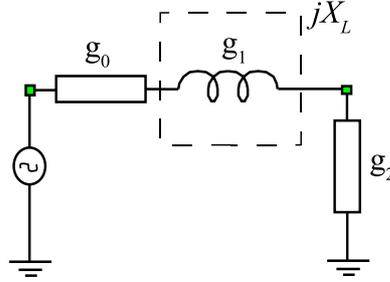


Abbildung 2.35: Einpoliges Butterworth-Filter.

Die serielle Induktivität X_L dieser Ersatzschaltung berechnet sich zu:

$$L = \frac{g_1 Z_0}{\omega_c} \Rightarrow \omega L = X_L = g_1 Z_0 \frac{\omega}{\omega_c} = g_1 Z_0 \omega', \quad (2.132)$$

mit Z_0 als skaliertem Wellenwiderstand von Eingangs- und Ausgangsport und $g_1 = 2$ als Prototyp-Wert des Butterworth-Tiefpassfilters 1. Ordnung. Um die Werte für die Ersatzelemente des DGS-Elementes zu extrahieren, setzt man die Charakteristik der DGS-Ersatzschaltung mit der des Prototyp-Tiefpassfilters (Abb. 2.35) an einer bestimmten Frequenz gleich. Als Frequenz wird die Grenzfrequenz f_c gewählt [97, 98, 99].

$$X_{LC}|_{\omega=\omega_c} = X_L|_{\omega'=1} \quad \text{intuitive Idee} \quad (2.133)$$

Somit gilt für die parallele Kapazität des Ersatzschaltbildes,

$$C = \frac{1}{X_{LC} \left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right) \omega_0} \Big|_{\omega=\omega_c} = \frac{\omega_c}{g_1 Z_0 (\omega_0^2 - \omega_c^2)} \quad (2.134)$$

Die Resonator-Elemente werden dann bei $g_1 = 2$ wie folgt berechnet:

$$C = \frac{5f_c}{\pi Z_0 (f_0^2 - f_c^2)} \text{ pF} \quad \text{und} \quad L = \frac{250}{C (\pi f_0)^2} \text{ nH} \quad (2.135)$$

Für den Frequenzbereich $f < f_0$ verhält sich das DGS-Element induktiv. Der Wert der Ersatzinduktivität L_{eq} für diesen Frequenzbereich errechnet sich zu,

$$L_{eq} = \frac{L}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]} \text{ nH} \quad (2.136)$$

Abb. 2.36 (a) zeigt eine 3D-Ansicht der DGS-Struktur, die wir Octagonal-Resonator genannt haben, und seinen entsprechend simulierten Transmissions- bzw. Reflexionsverlauf (Abb. 2.36(b)). In späteren Kapiteln wird ein anderes rechnerisches Verfahren mit Hilfe von Transmissions- und Reflexionskoeffizient angewendet, mit dem Ziel, die Werte des DGS-Ersatzschaltbilds exakter zu ermitteln.

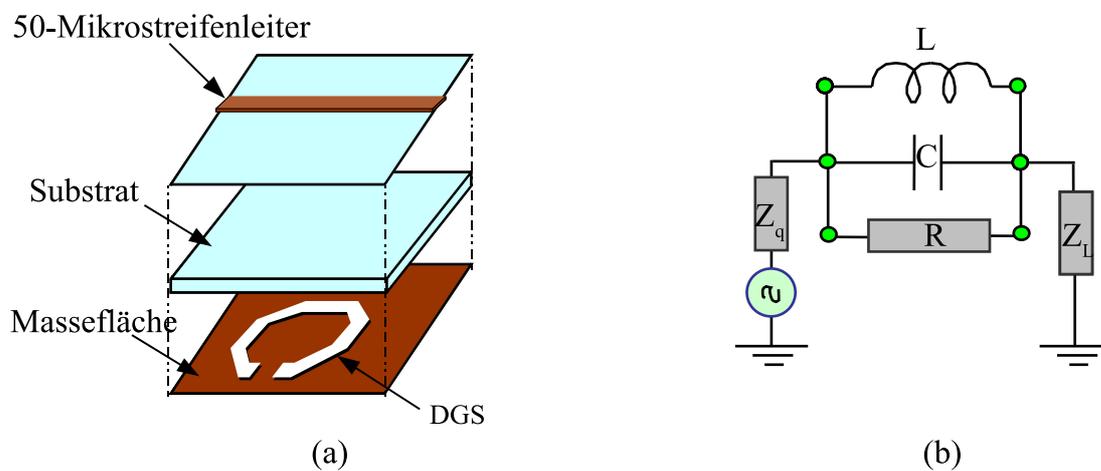


Abbildung 2.36: Aufbau einer DGS-Struktur: (a) 3D-Ansicht des Octagonal-Resonators, (b) die entsprechenden Simulationsergebnisse.

Kapitel 3

Defected Ground Structure(DGS)-Element

3.1 DGS-Element: Idee, Entwurf und Verwendung

In letzter Zeit haben Defected-Ground-Strukturen (abgekürzt DGS) viel Aufmerksamkeit wegen ihres Gebrauches in Radar- und Satellitentechnik, auf dem Gebiet der Mikrowellentechnik sowie in den modernen mobilen Kommunikationssystemen gewonnen. Solche Systeme erfordern häufig kompakte Strukturen, die mit anderen Schaltkreisen angepasst werden.

Die DGS-Komponenten sind die dominierende Technologie, die die Kompaktheit und die Unterdrückung der unerwünschten Harmonischen zur Verfügung stellen kann. So wurden DGS als eine mögliche Methode vorgeschlagen, um kontrollierbare Tiefpass- und Bandpassfilter zu entwerfen, ohne irgendeine periodische Reihe von DGS-Elementen anzuwenden. Verglichen mit den Photonic-Bandgap-Strukturen (PBG) [100, 101, 102], die viele Zellen benötigen, um einen Filter aufzubauen, benutzt die DGS-Technik nur wenige weggeätzte Flächen (DGS), um einen sehr kompakten Filter zu entwerfen. Die Realisierung der DGS erfolgt, indem man ein Stück Metall in einer bestimmten Form aus der Grundfläche (Massefläche) der Struktur ätzt bzw. fräst. Der gefräste Defekt stört die Feldverteilung in der Grundfläche. Dies verursacht eine Erhöhung der effektiven Kapazität bzw. Induktivität der planaren Leitung. Damit kann ein *LC*-Parallel-Ersatzschaltbild verwendet werden, um den entsprechenden DGS-Stromkreis zu modellieren.

Oft besteht die DGS-Struktur aus schmalen und breiten gefrästen Flächen, die in der metallischen Grundfläche miteinander verbunden sind (Abb. 3.1). Wobei die schmale Öffnung, die auch als Schlitz genannt wird, der Kapazität und die breitere, die auch als DGS-Kopf genannt wird, der Induktivität der Struktur entspricht. Nun ist es allgemein bekannt, dass eine Polverschiebung durch eine Kombination der Induktivitäts-

und Kapazitätselemente erzeugt werden kann. Das Wichtige ist, dass ein auf DGS-Technik basierendes Filter für seinen Frequenzbereich leicht entworfen und kontrolliert werden kann.

Bei Anforderung eines breiten Sperrbereichs und eines scharfen Übergangsbereichs sind die Fähigkeiten der meisten bisher angewendeten Methoden begrenzt, während die DGS erhebliche Vorteile hat, um Komponenten wie Filter, Antennen und Koppler mit besonderen Anforderungen einfach zu realisieren.

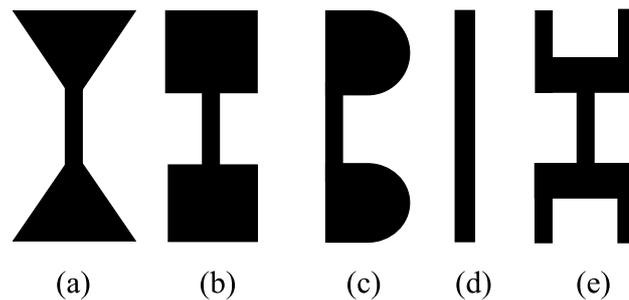


Abbildung 3.1: Verschiedene DGS-Strukturen.

Vorteile des DGS-Einsatzes sind deshalb die geringen Herstellungskosten und die gleichzeitige Verbesserung der Filterantworten. Durch Einsatz von verschiedenen Kopf-Formen, wie Halbrund-, Quadrat- oder Pfeilkopf sowie Fraktal, U- oder Kreuz-DGS, werden die gewünschten Eigenschaften des Filters erzielt. Die neue Technologie kann eingesetzt werden, um die Nachteile der klassischen Filter wie große Abmessungen, flacher Übergangsbereich, verlustbehafteter Durchlassbereich sowie Periodizitätseffekt zu beseitigen oder zu minimieren und zwar mittels Slow-Wave-Effekt [103, 104, 105, 106], Kaskadierungsmethode oder Multischicht-Technik [107].

Die verwendete DGS-Struktur für alle Untersuchungen besteht aus einer DGS-Form, die in die metallische Grundfläche gefräst ist (Abb. 3.1), einem $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter ($\rho = 58,8\ \text{S}/\mu\text{m}$ und Breite $w = 1,9\ \text{mm}$) und einem RO4003-Substrat mit einer relativen Permittivität $\varepsilon_r = 3,38$, einer Dicke $h = 0,813\ \text{mm}$ und einem Verlustfaktor $\tan \delta = 0,0027$. Der $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter ist auf der Oberseite des Substrates (engl.:top layer) aufgebracht und ist damit direkt mit den beiden $50\ \Omega$ -SMA-Anschlüssen des Resonators und indirekt mit der weggefrästen DGS-Fläche in der Massefläche ange-koppelt. Alle Untersuchungen und Simulationen wurden mit Hilfe der kommerziellen Software MWO durchgeführt.

Die zu den verschiedenen DGS-Strukturen gehörigen Simulationsergebnisse werden untersucht und mit der Zielsetzung miteinander verglichen, eine optimal gestaltete Anordnung zu finden. Die Experimente werden in einem bestimmten Frequenzbereich betrieben. Dieser liegt zwischen 500 MHz und 10 GHz. Hieraus gewonnene Informationen werden letztendlich nutzbringend in den verschiedensten HF-Bereichen eingesetzt, was zu einem technologischen Schub für die Entwicklung von HF-Komponenten

insbesondere Mikrostreifen-Antennen bzw. Mikrostreifen-Filtern [89] führt.

3.1.1 Frequenzabhängige Eigenschaften des DGS-Elements

Die Mikrostreifenleitung, die sich auf der oberen Schicht der Struktur befindet und die Eingangs- und Ausgangstore verbindet, kann kontinuierlich (Bandsperrfilter) (Abb. 3.2 (a)) oder diskontinuierlich (Bandpassfilter) (Abb. 3.2 (b)) sein je nach erforderlicher Filterantwort.

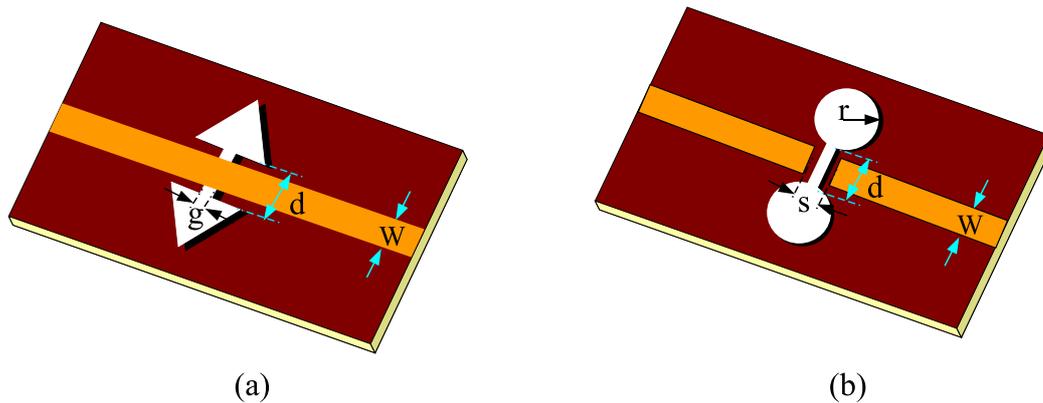


Abbildung 3.2: (a) Bandstop-DGS, (b) Bandpass-DGS.

Hier wird eine Serie von DGS-Elementen (Bandsperrfilter 1. Ordnung) mit verschiedenen Kopfformen, wie Rechteck-, Halbrund-, Quadrat- und π -Pfeilkopf, untersucht mit dem Ziel, die charakteristischen Frequenzeigenschaften der DGS systematisch zu analysieren, zu verstehen und effizient zu verbessern. Zusätzlich wurde die DGS verwendet, um die Sperrband-Eigenschaften und die Kompaktheit von Filterstrukturen zu entwickeln, anhand der erzielten Ergebnisse zu optimieren und zu realisieren. In verschiedenen Veröffentlichungen beschränkten sich die Forscher auf DGS-Elemente mit Quadratköpfen, deren Abmessungen verändert wurden [108].

In dieser Arbeit jedoch wird bewiesen, dass sowohl eine Änderung der DGS-Maße als auch der Form eine Änderung der Eigenschaften des DGS-Elements verursacht. Damit steht ein breiter Spielraum zur Verfügung, um die Filterantwort mit sehr wenig Aufwand zu verbessern. Die Form, die Größe und die Lage eines DGS-Kopfes haben einen deutlichen Einfluss auf die gesamte Antwort des Filters. In diesem Kapitel wird das Verhalten der verschiedenen DGS-Elemente simuliert, optimiert und diskutiert.

3.1.2 Frequenzeigenschaften des DGS-Elements

Abb. 3.3 (a) zeigt die 3D-Ansicht der DGS-Einheit, welche in der Massefläche frei gefräst ist. Die DGS kann die Grenzfrequenz sowie die Resonanzfrequenz ohne irgendeine Kaskadierung des Filterelements in die gewünschte Position verschieben.

Das entsprechende Ersatzschaltbild des DGS-Resonators ist in Abb. 3.3 (b) zu sehen. Um die Frequenzeigenschaften des DGS-Elements zu erforschen, wird dieses mittels der vorher genannten kommerziellen Simulationssoftware entworfen und simuliert.

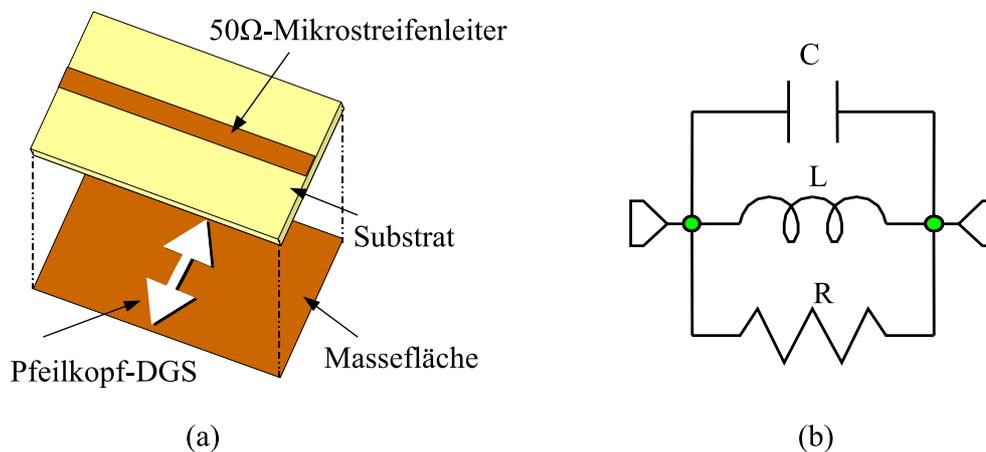


Abbildung 3.3: (a) 3D-Ansicht des simulierten DGS-Elements, (b) Ersatzschaltbild des DGS-Elements.

Die Ersatzschaltbild-Parameter einer beliebigen DGS-Struktur werden mit Hilfe der elektromagnetischen Simulationsergebnisse und der Gl. (2.135) extrahiert. [109, 110]. Die Simulationsergebnisse zeigen die Existenz der Grenzfrequenz, was bedeutet, dass die Anwendung der DGS eine Zunahme der effektiven Induktivität verursacht. Die Grenzfrequenz hängt hauptsächlich von dem DGS-Kopf ab, während die Resonanzfrequenz von der schmalen und breiten gefrästen Fläche abhängig ist (Abb. 3.4). Daraus resultiert, dass die gesamte DGS-Einheit durch zwei Parameter (Induktivität und Kapazität) beschrieben wird und damit einem LC -Parallel-Resonator entspricht (Abb. 2.34).

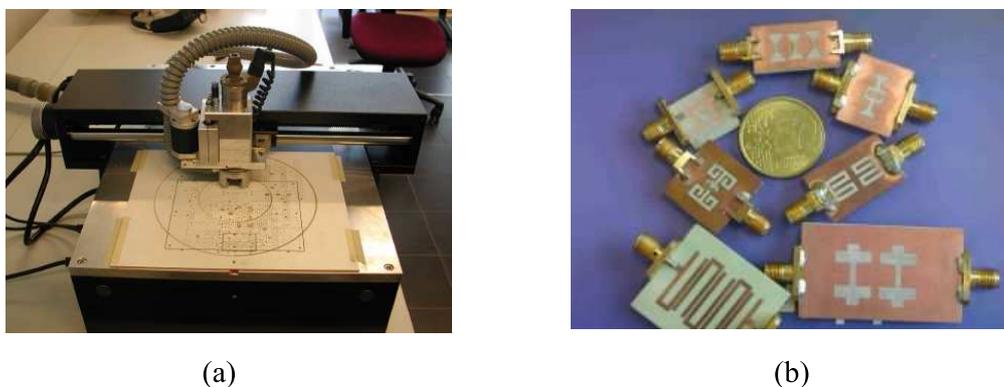


Abbildung 3.4: (a) Mikrostreifen-Fräser-Maschine, (b) Einige frästechnisch (ätztechnisch) hergestellte Filterstrukturen.

3.1.3 Ermittlung der Äquivalent-Schaltung der DGS

Für die Filtersynthese ist es von Vorteil, wenn die planaren Filterelemente durch konzentrierte Bauelemente beschrieben werden können. Zu diesem Zweck wurden aus kommenden Versuchen, anhand der Lagen der Resonanz- und Grenzfrequenzen die benötigten Elementwerte L (Induktivität) und C (Kapazität) zur Erstellung eines Ersatzschaltbildes mit äquivalentem Verhalten ermittelt.

Zum Entwurf des DGS-Ersatzschaltbildes kann also in vielen Anwendungen ein paralleler LC -Resonatorstromkreis dienen. Dafür stehen folgende drei Verfahren zur Verfügung:

- Optimierungsmethode
- Feldverteilungsmethode
- Extraktionsmethode

Die dritte Methode ist die genaueste und wird in dieser Arbeit angewendet, um die Ersatzschaltbildparameter zu extrahieren. Ein Beispiel dafür wurde in Abb. 3.3 (a) gezeigt. Verwendet wurde ein Pfeilkopf-DGS (Arrowhead-DGS) als Resonator, der durch einen $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter angespeist wird. Die Dimensionen des DGS-Elements sind $d = 6\ \text{mm}$, $A = 12\ \text{mm}^2$, $s = 0,6\ \text{mm}$ und $w = 0,9\ \text{mm}$. Der Vergleich der Simulationsergebnisse wurde in 3.3 (b) dargestellt. Das DGS-Element hat eine Resonanzfrequenz von $5\ \text{GHz}$ und eine Grenzfrequenz von $4,9\ \text{GHz}$. Um die Frequenzeigenschaften dieser Struktur zu überprüfen, werden die Parameter des Ersatzschaltbildes der DGS mit Hilfe der Extraktionsmethode extrahiert. Das Ersatzschaltbild des untersuchten DGS-Elements wird abgeleitet, indem man die Feldanalyse-Methode verwendet. Die Elementwerte des Ersatzschaltbildes werden mit Hilfe der Gl. (2.135) berechnet.

Die Elementwerte des DGS-Ersatzschaltbildes können, wie hier, auf mathematischem Weg bestimmt werden (Abb. 2.34), wobei der Resonator als verlustbehafteter LC -Parallelresonanzkreis betrachtet wird:

$$Y = \frac{1}{R} + j2\pi \left(fC - \frac{1}{4\pi^2 fL} \right) \quad (3.1)$$

$$Z = \left[\frac{1}{R} + j2\pi \left(fC - \frac{1}{4\pi^2 fL} \right) \right]^{-1} \quad (3.2)$$

aus der Schaltungstheorie ergibt sich der Transmissionskoeffizient wie folgt:

$$S_{21} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2}ZZ_0^{-1}} = \left(1 + \frac{1}{2}ZZ_0^{-1} \right)^{-1} \quad (3.3)$$

Für $R \gg Z_0 = 50\Omega$

$$Z = \left[j2\pi \left(fC - \frac{1}{4\pi^2 fL} \right) \right]^{-1} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} |S_{21}| &= \left[1 + (2Z_0)^{-2} \left(4\pi^2 \left(\frac{1}{4\pi^2 fL} - fC \right)^2 \right)^{-1} \right]^{-\frac{1}{2}} \\ &= \left[1 + (2Z_0)^{-2} \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right)^{-2} \right]^{-\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (3.5)$$

Bei Resonanzfrequenz ergibt sich die Beziehung zwischen LC und ω_0 wie folgt:

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} \quad (3.6)$$

Setzt man das Resultat der Gl. (3.6) in Gl. (3.5) ein, so ergibt sich

$$|S_{21}| = \left[1 + (2Z_0)^{-2} \left(\frac{L(\omega\omega_0)^2}{\omega(\omega_0^2 - \omega^2)} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (3.7)$$

Bei $\omega = \omega_c$ gilt die folgende Schreibweise

$$|S_{21}| = \left[1 + (2Z_0)^{-2} \left(\frac{L(\omega_c\omega_0)^2}{\omega_c(\omega_0^2 - \omega_c^2)} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.8)$$

$$L = \frac{2Z_0}{\omega_0^2} \left[\frac{(\omega_0^2 - \omega_c^2)}{\omega_c} \right] \quad (3.9)$$

setzt man die Gl. (3.9) in Gl. (3.6) ein, ergibt sich

$$C = \frac{1}{2Z_0} \left[\frac{\omega_c}{(\omega_0^2 - \omega_c^2)} \right] \quad (3.10)$$

Falls man den Verlustwiderstand des Kreises berücksichtigen möchte, ergibt sich im günstigsten Fall bei Resonanzfrequenz $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ und dann $Z = R$. Ersetzt man Z mit R in der Gl. (3.3), so ergibt sich:

$$S_{21}|_{\omega=\omega_0} = \left(1 + \frac{1}{2} R Z_0^{-1} \right)^{-1} \quad (3.11)$$

$$R = 2Z_0 \left[(S_{21}|_{\omega=\omega_0})^{-1} - 1 \right] \quad (3.12)$$

Die Werte von f_0 , f_c und $S_{21}|_{\omega_0}$ können direkt aus dem Simulationsverlauf des DGS-Elements extrahiert werden.

3.1.4 Untersuchung der Eigenschaften der verschiedenen DGS-Elemente

Um eine Untersuchung über die Eigenschaften der verschiedenen DGS-Elemente zu führen, werden zwei Kategorien von DGS-Elementen vorgestellt einerseits DGS mit verschiedenen Kopfformen (Abb. 3.5 (a)-(c)) andererseits ein einfache Rechteckige DGS (Abb. 3.5 (d)). Die Strukturen der DGS können Rund-, Quadrat-, Pfeil- oder Fraktal-Kopf verkörpern, siehe Abb. 3.5. Die folgenden DGS-Formen werden untersucht:

- Rechteckkopf
- Halbrundkopf
- Quadratkopf
- π -Pfeilkopf

Im ersten Schritt wird die Länge $d = 1,9$ mm und die Breite $s = 600$ μm der verschiedenen Schlitze konstant gehalten (siehe Abb. 3.5 (a), (b) und (c)). Die verschiedenen DGS-Köpfe haben die gleiche Fläche $F = 64$ mm^2 , wobei folgende Werte gewählt wurden: $a = 8$ mm (Quadratkopf), $r \simeq 6,5$ mm (Halbrundkopf) sowie $X = 16$ mm und $h = 8$ mm (π -Pfeilkopf) (siehe Abb. 3.5).

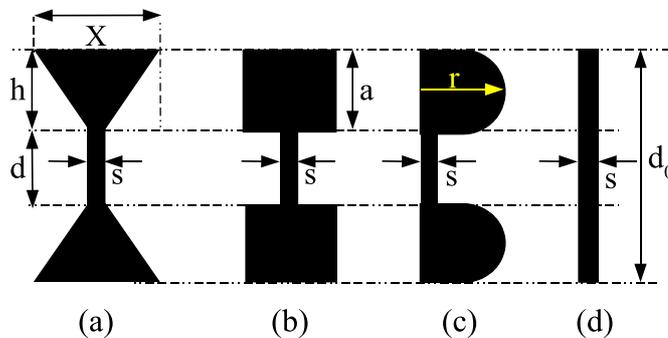
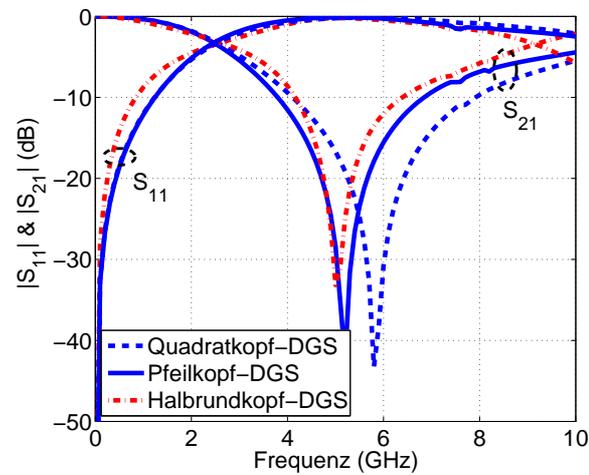


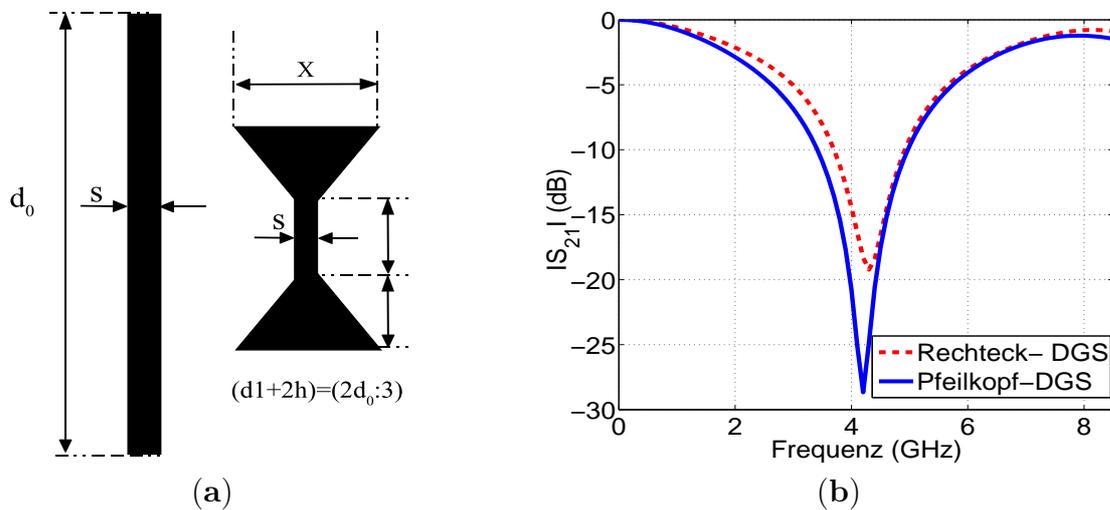
Abbildung 3.5: Verschiedene DGS-Elemente.

Die Abb. 3.6 vergleicht die verschiedenen DGS-Antworten. Die S -Parameter unterscheiden sich besonders im Übergangsbereich. Der Vergleich zeigt, dass die Form des DGS-Kopfes sowohl einen Einfluss auf die Steilheit des Übergangsbereichs als auch auf den Sperrbereich des DGS-Elements hat.

Um zusätzlich den Einfluss der Strukturlänge auf DGS-Eigenschaften zu untersuchen und zu verstehen, wurden weitere Experimente durchgeführt. Dafür wurden zuerst eine einfache rechteckige DGS und π -Pfeilkopf-DGS ausgewählt. Abb. 3.7 (a) und (b) stellen den Vergleich der Dimensionen einer π -Pfeilkopf-DGS mit einer rechteckigen

Abbildung 3.6: Vergleich der S -Parameter der verschiedenen DGS-Strukture

DGS bei gleicher Resonanzfrequenz dar. Die π -Pfeilkopf-DGS ist 35% kürzer und somit kompakter. Das Fazit dieser Untersuchung war, dass die Kompaktheit abhängig von der Topologie der eingesetzten Struktur ist. So war es interessant, auch andere Kopfformen zu untersuchen.

Abbildung 3.7: (a) Vergleich zwischen π -Pfeilkopf-DGS und rechteckiger DGS, (b) Vergleich der entsprechenden S -Parameter

► Rechteckige DGS

• Einfluss der Schlitzbreite der DGS

Der Einfluss der gefrästen Schlitzbreite der rechteckigen Struktur (siehe Abb. 3.8) auf das Frequenzverhalten wurde geprüft. Die Schlitzlänge $d = 10$ mm wurde für alle

Fälle konstant gehalten, während die Schlitzbreite von 0,2 bis 1 mm variiert wurde. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 3.9 (a) und (b) dargestellt. Abb. 3.9 (b) zeigt die Werte der Grenzfrequenz f_c und Resonanzfrequenz f_0 sowie der extrahierten C - und L -Werte, die der Veränderung der Schlitzbreite s entsprechen. Die Vergrößerung der Breite s führt einerseits zur Erhöhung von Resonanzfrequenz und Induktivität L , andererseits zu einer geringen Änderung der Grenzfrequenz und zur Verringerung der Kapazität C , siehe Abb. 3.9.

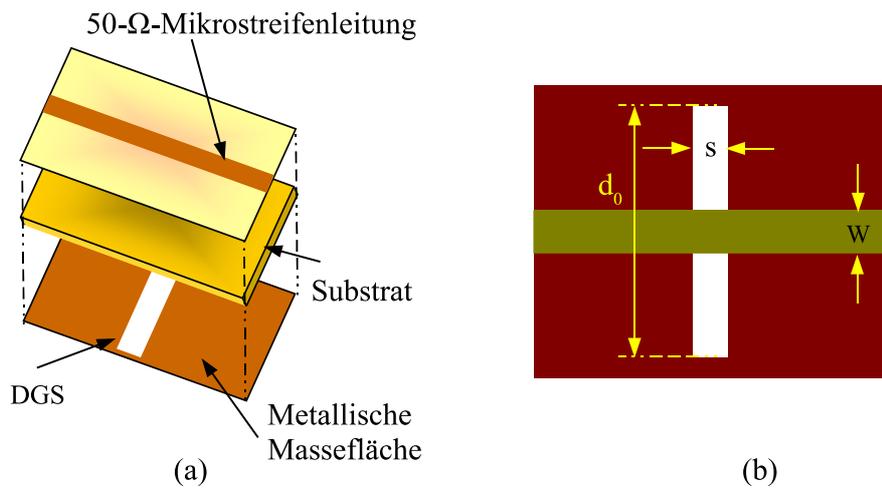


Abbildung 3.8: Aufbau einer rechteckigen DGS

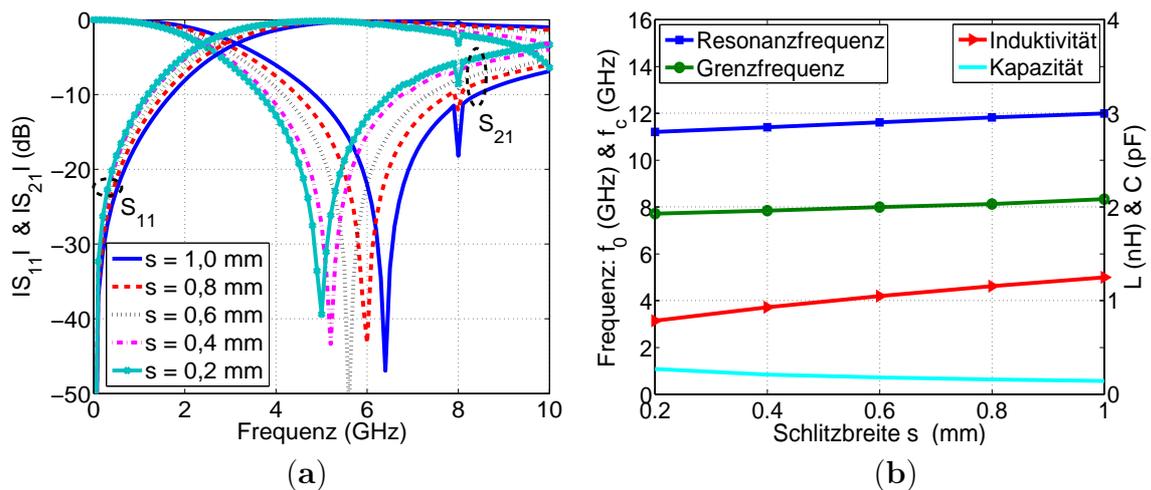


Abbildung 3.9: (a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds

- *Einfluss der Schlitzlänge der DGS:*

Als nächstes wurde der Einfluss der Länge d , die zwischen 10 bis 30 mm variiert, während die Schlitzbreite s konstant auf einem Wert von 0,6 mm gehalten wurde, auf die Eigenschaften der DGS untersucht. Die Simulationsergebnisse in Abb. 3.10 (a) zeigen, dass eine Erhöhung der Schlitzlänge der DGS eine Zunahme des Induktivitäts- bzw. Kapazitätseffekts verursacht. Bei Zunahme der Schlitzlänge d nehmen Resonanz- sowie Grenzfrequenz ab, während Kapazität und Induktivität zunehmen (Abb. 3.10 (b)). Die Verlängerung der Länge der rechteckigen DGS verursacht eine Verschiebung der Dämpfungspolfrequenz (Resonanzfrequenz) f_0 und der Grenzfrequenz f_c in Richtung niedrigerer Frequenzen. Dabei zeigt sich, dass die Slot-Ausdehnung stärkere Auswirkung auf die Dämpfungspolfrequenz f_0 als auf die Grenzfrequenz f_c hat (Abb. 3.10 (b)). Der Nachteil dabei ist, dass die Einstellbarkeit der Resonanzpol auf Kosten der Kompaktheit der Struktur gewonnen wurde.

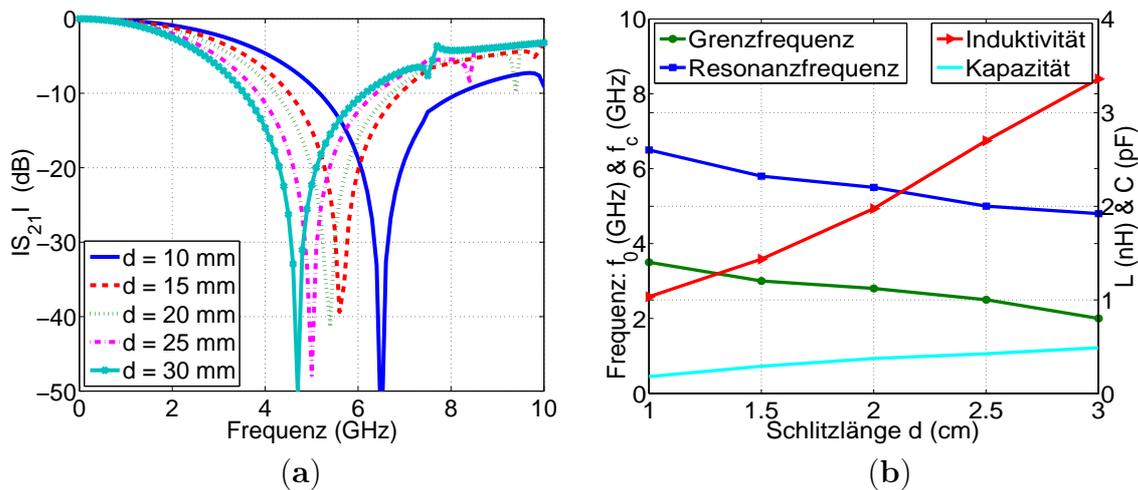


Abbildung 3.10: (a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds

► **Halbrundkopf-DGS:**

- *Einfluss der Halbrundkopf-DGS:*

Hier wurden verschiedene Dimensionsgrößen untersucht, um die Eigenschaften der Strukturen zu verstehen. Um den Einfluss des Halbrundkopfes (siehe Abb. 3.11) auf die S -Parameter zu untersuchen, werden alle übrigen Freiheitsgrade wie Länge $d = 1,9$ mm, Schlitzbreite $s = 0,6$ mm konstant gehalten, während der Radius der Halbrundkopf-DGS zwischen 2 bis 5 mm variiert wird. Die verschiedenen Simulationsergebnisse sind in Abb. 3.12 präsentiert. Sie zeigen deutlich, dass eine Vergrößerung der Halbrundkopf-Fläche zu einer Senkung der Resonanzfrequenz und zu einer konstanten Grenzfrequenz führt, was eine Steigerung der Serieninduktivität der Mikrostreifenleitungen zur Folge hat. Dabei bleibt die Kapazität fast konstant, weil

die Schlitzbreite unverändert geblieben ist (Tab. 3.1). Die Kapazitäts- und Induktivitätswerte wurden zuerst mit Gl. (3.9) und Gl. (3.10) berechnet und in Tab. 3.1 dargestellt. Die Existenz des Resonanzpols lässt sich durch den Resonanzeffekt des Parallel-Resonators erklären.

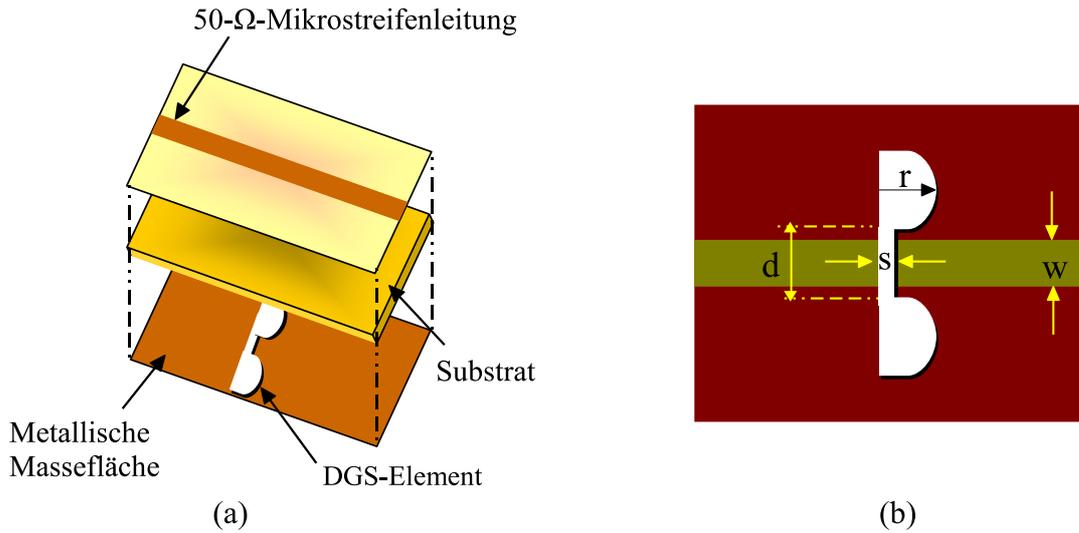


Abbildung 3.11: Aufbau einer Halbrundkopf-DGS: (a) 3D-Ansicht des DGS-Resonators, (b) 2D-Ansicht des DGS-Resonators

Diese Studie schlussfolgert, dass während sich die Induktivität mit der DGS-Kopffläche ändert und die Kapazität wie die Schlitzbreite unverändert bleibt, ändert sich die Resonanzfrequenz umgekehrt proportional zur Kopfflächenänderung, was bedeutet, dass das entsprechende Ersatzschaltbild der DGS tatsächlich ein LC -Parallel-Resonator ist (Tab. 3.1).

Tabelle 3.1: Physikalische Eigenschaften der Halbrundkopf-DGS bei veränderten Radien.

$r[\text{mm}]$	$f_0[\text{GHz}]$	$f_c[\text{GHz}]$	$L[\text{nH}]$	$C[\text{pF}]$
2,0	7,50	3,23	1,94	0,1269
3,0	6,13	3,25	3,91	0,1207
4,0	6,00	3,24	6,01	0,1250
5,0	5,61	3,25	7,51	0,1230

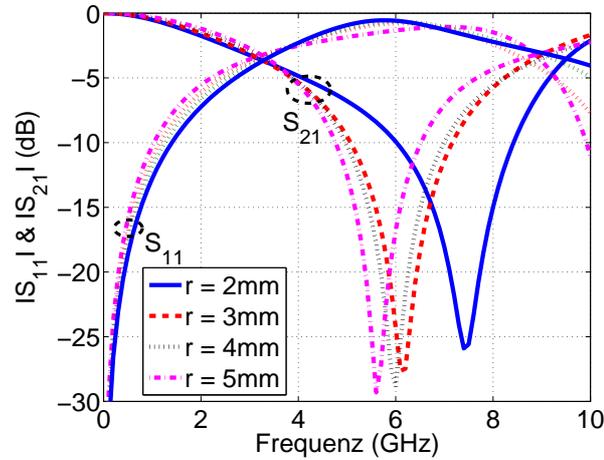


Abbildung 3.12: EM-Simulationsergebnisse des Halbrundkopf-DGS-Elements für verschiedene Radien r

- *Einfluss der Schlitzbreite der DGS:*

Um den Einfluss der Breite des Schlitzes auf die Charakteristiken des DGS-Elements zu untersuchen, werden die anderen Parameter, der Radius $r = 2$ mm und die Schlitzlänge $d = 6$ mm konstant gehalten. Die Breite s des Schlitzes wird zwischen 0,6 bis 0,9 mm variiert. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 3.13 dargestellt. Aufgrund der ungeänderten Halbkreisflächen sind, wie erwartet, die Induktivitätswerte fast unverändert geblieben. Ähnlich zum Einfluss der Kopffläche gibt es keine Veränderung in der Grenzfrequenz-Charakteristik bei der Variation der Schlitzbreite.

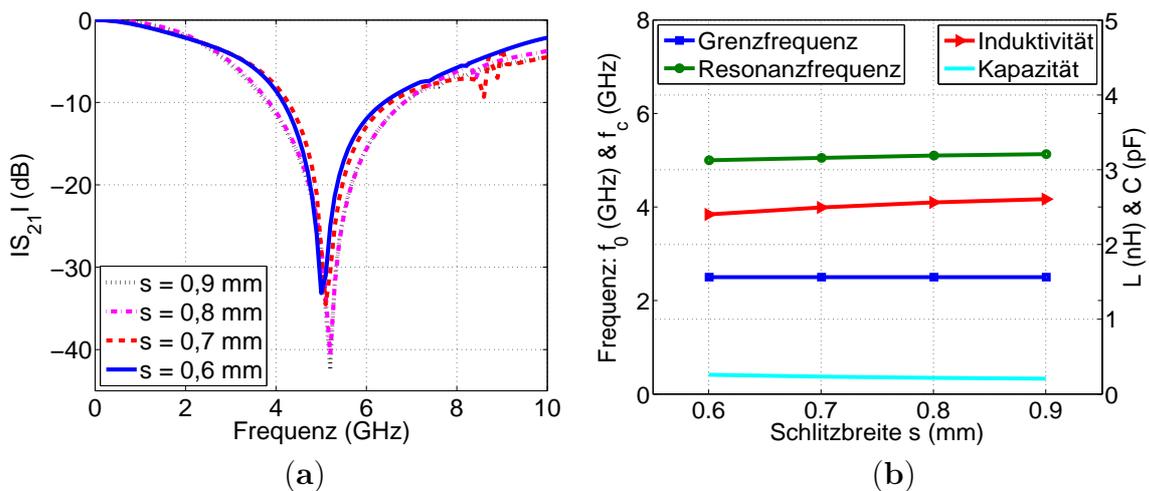


Abbildung 3.13: (a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds

Dies bedeutet, dass die Schlitzbreite keine Wirkung auf die effektive Serieninduktivität einer Mikrostreifenleitung hat. Die Erhöhung der Breite s führt zu einer Verringerung der effektiven Kapazität und damit zu einer Verschiebung der Pol-Position zu einem höheren Frequenzbereich. Die berechneten Kapazitäten und Induktivitäten sowie Resonanz- und Grenzfrequenzen sind in Abb. 3.13 (b) dargestellt.

- *Einfluss der Schlitzlänge der DGS:*

Als nächstes wird der Einfluss der Schlitzlänge d , die zwischen 3 bis 12 mm variiert, untersucht. Während der Simulation sind alle anderen Parameter ($r = 2$ mm und $s = 0,6$ mm) festgelegt. Aus Abb. 3.14 (a) ist deutlich zu erkennen, dass eine Verlängerung der Schlitzlänge d eine Verschiebung der Resonanzfrequenz f_0 sowie der Grenzfrequenz f_c in niedrigere Frequenzbereiche verursacht. In diesem Fall hat die Änderung der Länge mehr Einfluss auf die Induktivität des Mikrostreifens als auf die Kapazität, die nur leicht variiert (siehe Abb. 3.14 (b)). Die simulierten Strukturparameter wie Resonanzfrequenz f_0 und Grenzfrequenz f_c sowie die berechnete effektive Kapazität C und effektive Serieninduktivität L sind in Abb. 3.14 (b) dargestellt.

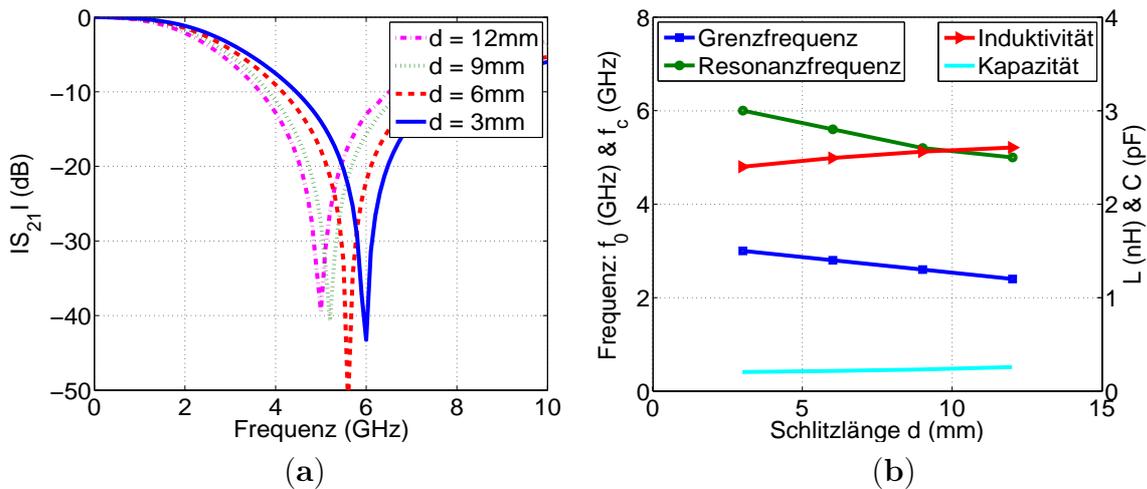


Abbildung 3.14: (a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Frequenzen und Bauelementwerte des Ersatzschaltbilds

► Quadratkopf-DGS

Die Quadratkopf-DGS besteht aus zwei breiten, quadratischen Flächen, die die gleiche Größe besitzen und mit einem schmalen Schlitz verbunden sind (siehe Abb. 3.15). Analog zu den Untersuchungen an der Halbrundkopf-DGS werden die Dimensionen der neuen DGS verändert, um ihren Einfluss auf die Frequenzeigenschaften des Elements zu erforschen.

- *Einfluss der Kopfdimension der DGS:*

Im ersten Schritt werden fünf Experimente mit verschiedenen Quadratsseitenlängen a

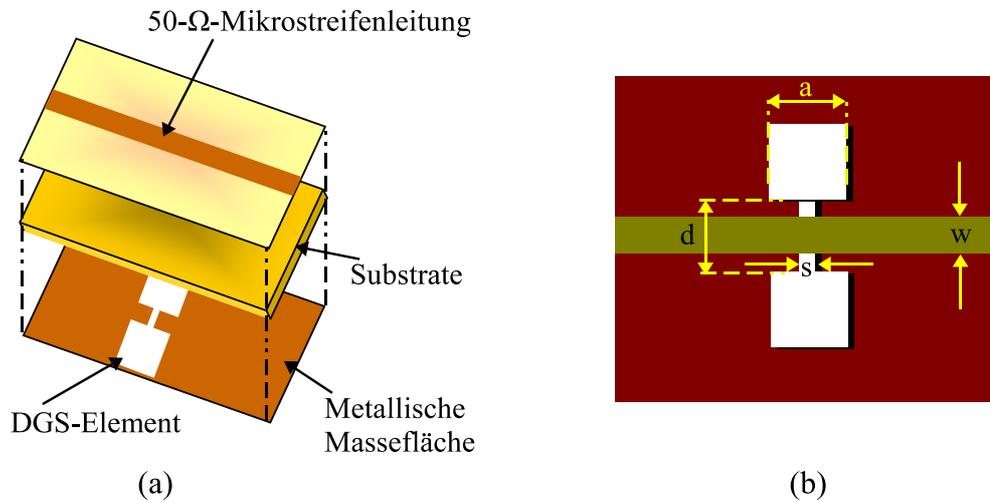


Abbildung 3.15: Aufbau der Quadratkopf-DGS: (a) 3D-Ansicht, (b) 2D-Ansicht

simuliert, um den Einfluss der Quadratfläche auf den DGS-Resonator zu untersuchen (Abb. 3.15). Alle Simulationen wurden mittels TX-Line-Software und MWO durchgeführt.

In diesem Experiment wird die Seitenlänge des Kopfes a in einem Bereich von 4 bis 10 mm verändert, während alle anderen Parameter $s = 0,6$ mm, $d = 4$ mm und $w = 2$ mm konstant bleiben. Die Abb. 3.16 (a) und (b) stellen die verschiedenen S -Parameter dar und zeigen deutlich den Einfluss der Flächengröße der DGS auf ihre Charakteristiken.

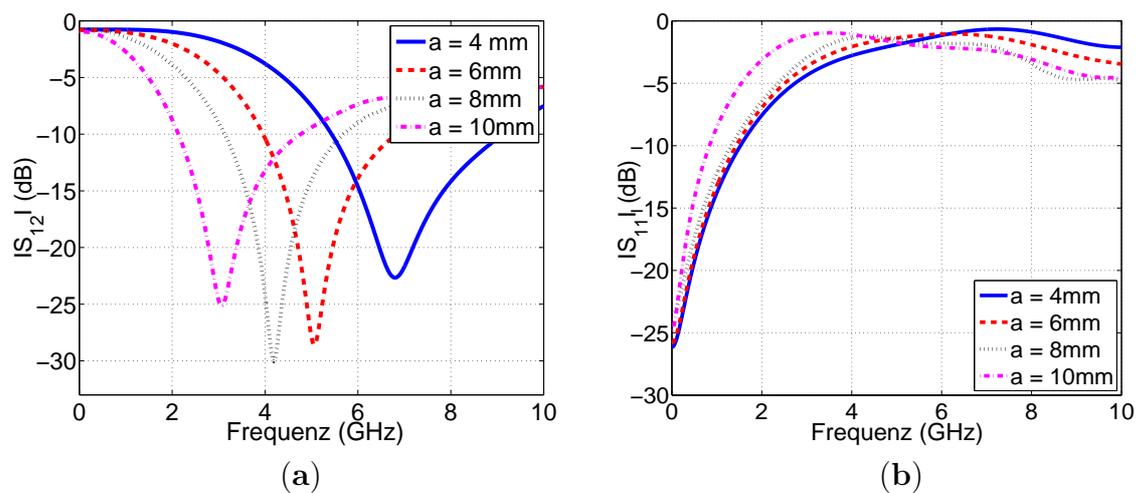


Abbildung 3.16: EM-Simulationsergebnisse der Quadratkopf-DGS für verschiedene Seitenlängen a : (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe

Die Vergrößerung der Kopffläche erhöht die Serieninduktivität der Mikrostreifenleitung und bewirkt damit eine Verringerung der Resonanzfrequenzwerte, wie Abb. 3.16 zeigt. Die Verlängerung der Seite a führt zu einer Erhöhung der effektiven Serieninduktivität und damit auch zu einer Verringerung der Grenzfrequenzwerte, wie Abb. 3.16 (a) und Tab. 3.2 zeigen. Die physikalische Erklärung des Phänomens lautet so: Die Vergrößerung der Kopffläche bedeutet eine Erhöhung der Induktivität. Die Kapazitätswerte ändern sich nicht. Damit entspricht die breite Fläche die Induktivität des DGS-Ersatzschaltbildes. Nach der Resonanzgleichung, wie in Abb. 3.16 (a) und (b) dargestellt, wird die Resonanzfrequenz niedriger und damit erfolgt eine Verschiebung des Resonanzpoles in Richtung der niedrigen Frequenzen. Alle Werte der Resonanz- und Grenzfrequenzen sowie der konzentrierten Elemente sind in Tab. 3.2 zusammengefasst.

Tabelle 3.2: Physikalische Eigenschaften der Quadratkopf-DGS bei veränderter Seitenlänge a .

$a[\text{cm}]$	$f_0[\text{GHz}]$	$f_c[\text{GHz}]$	$L[\text{nH}]$	$C[\text{pF}]$
0,4	6,80	3,98	2,63	0,208
0,6	5,06	2,74	3,105	0,241
0,8	4,20	1,98	6,05	0,264
1,0	3,05	1,23	10,71	0,249

- *Einfluss der Schlitzbreite der DGS:*

Um weitere Eigenschaften der DGS zu analysieren, werden die gefräste Kopffläche $a = 25 \text{ mm}^2$ und die Schlitzlänge $d = 6 \text{ mm}$ konstant gehalten. Gleichzeitig wird die Breite s von 0,6 bis 0,9 mm variiert. In Abb. 3.17 (a) und (b) sind die Simulationsergebnisse zu sehen. Wegen der konstanten Kopffläche werden die Induktivitätswerte wie erwartet nicht bedeutsam verändert.

Im Gegensatz zum Einfluss der Kopf-Dimension gibt es keine Veränderung bei der Grenzfrequenz trotz der Variation der Schlitzbreite. Abb. 3.17 (b) zeigt eine Verschiebung der Resonanzpole im Frequenzbereich abhängig von der Breitenänderung des Schlitzes. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass der Schlitz nur einen Einfluss auf die Kapazität hat. Mit der Erhöhung der Breite s verkleinert sich die effektive Kapazität, und damit wird die Resonanzfrequenz f_0 in den Hochfrequenz-Bereich verschoben. In Abb. 3.17 (b) sind alle Merkmalswerte der DGS-Struktur, wie Resonanz- und Grenzfrequenz, sowie Ersatzschaltbild-Elemente dargestellt.

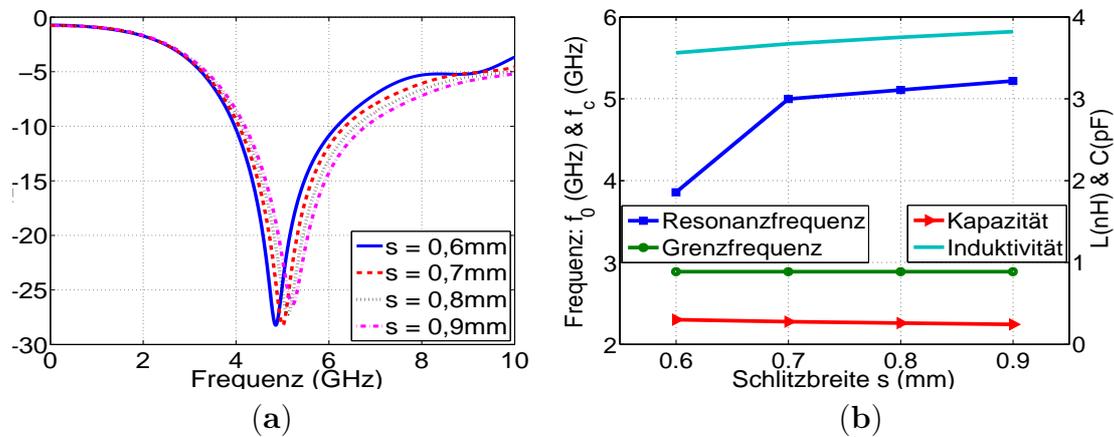


Abbildung 3.17: EM-Simulationsergebnisse des Quadratkopf-DGS-Elements für verschiedene Schlitzbreiten s : (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe

- *Einfluss der Schlitzlänge der DGS:*

Analog zu den vorangegangenen Versuchen wird hier auch der Einfluss der Schlitzlänge d auf das Frequenzverhalten der Struktur untersucht und diskutiert. Die Abmessungsparameter s und a werden jeweils konstant auf einem Wert von $s = 0,6$ mm und $a = 25$ mm gehalten, während die Schlitzlänge d zwischen 2 bis 10 mm variiert. Die Simulationsergebnisse sind in Abb. 3.18 (a) dargestellt. Die berechneten Kapazitäts- und Induktivitätswerte sind in Abb. 3.18 (b) nach der Schlitzlänge zusammengefasst. Aus dem Verlauf in Abb. 3.18 (a) ist zu erkennen, dass der Abstand d sowohl einen

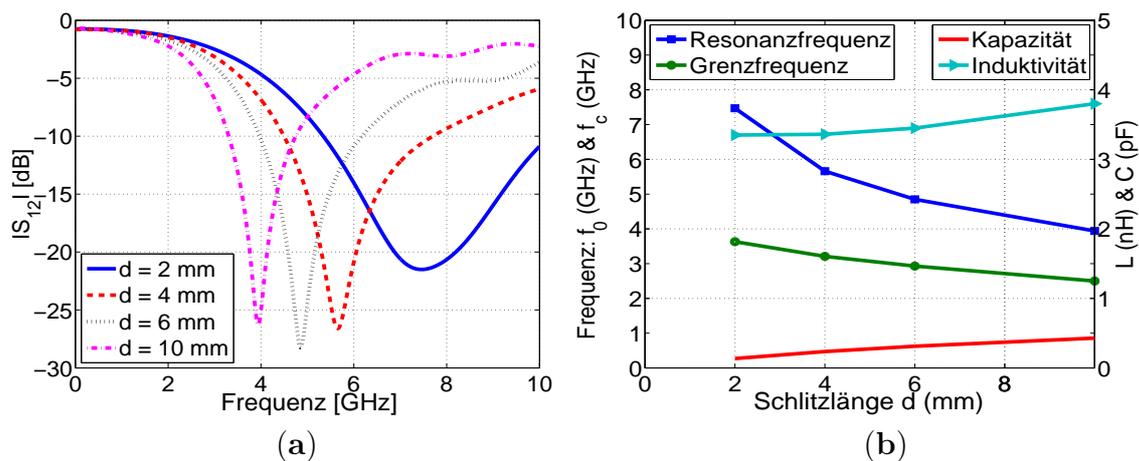


Abbildung 3.18: EM-Simulationsergebnisse der Quadratkopf-DGS für verschiedene Schlitzlängen d : (a) Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Bauelementwerte und Frequenzen des Ersatzschaltbildes

Effekt auf die Grenzfrequenz als auch auf die Resonanzfrequenzposition hat. Je größer der Abstand zwischen den beiden DGS-Köpfen ist, desto größer ist die effektive Serieninduktivität bzw. die effektive Kapazität. Damit werden die Grenzfrequenz f_c und die Resonanzfrequenz f_0 in den Niederfrequenzbereich verschoben (Abb. 3.18(a) und (b)).

► **Pfeilkopf-DGS:**

• *Einfluss der Kopffläche der DGS:*

Die Abb. 3.19 zeigt, dass das untersuchte DGS-Element aus einem mittleren schmalen Schlitz, der die beiden gleichen Pfeilköpfe verbindet, besteht. Wie bei den anderen DGS-Strukturen sollen die Frequenzeigenschaften bei Veränderung der Dimensionen der DGS untersucht werden. Mit dem ersten Versuch wird der Parameter X zwischen 2 bis 8 mm variiert, während die Schlitzbreite $s = 0,6$ mm und die Schlitzlänge $d = 3$ mm konstant gehalten werden.

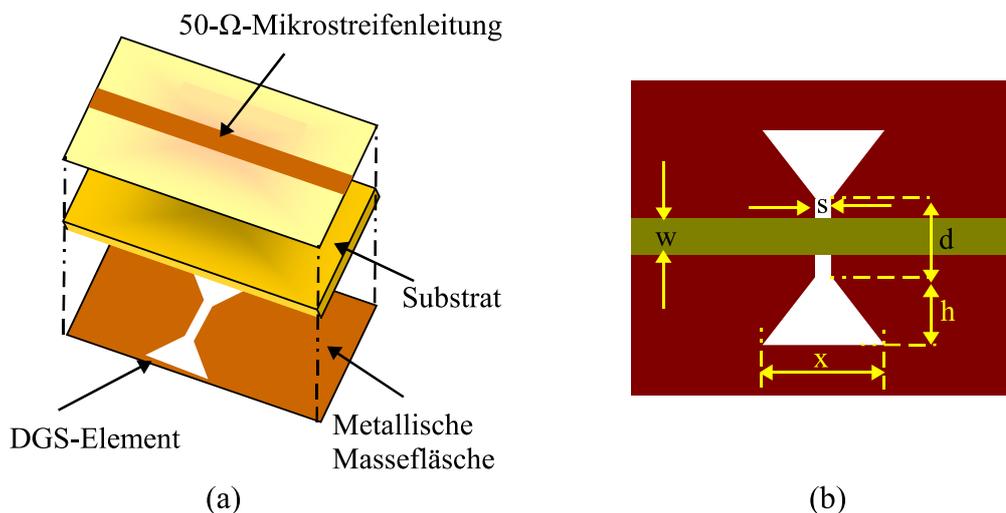


Abbildung 3.19: Aufbau der π -Pfeilkopf-DGS: (a) 3D-Ansicht, (b) 2D-Ansicht

Die unterschiedlichen Versuchsergebnisse sind in Abb. 3.20 (a) dargestellt. Die Abb. 3.20 (a) zeigt, dass die Vergrößerung der Pfeilkopffläche eine Erhöhung der effektiven Serieninduktivität der Mikrostreifenleitung ergibt. Daraus folgt die Entstehung von unterschiedlichen Grenzfrequenz-Charakteristiken bei bestimmten Frequenzen. Abb. 3.20 (a) beweist, dass die Grenzfrequenz f_c mit der Vergrößerung der Kopffläche der DGS immer niedriger wird. Bei diesem Experiment wurde beobachtet, dass die Kapazitätswerte sich nur leicht verändern, während sich die Werte der effektiven Serieninduktivität dagegen stark modifizieren. Das lässt darauf schließen, dass der DGS-Kopf der effektiven Parallelinduktivität entspricht. Mit Hilfe der Resonanz-Gleichung Gl. (2.131) wird gezeigt, dass die Änderung der Ersatzinduktivität der Hauptgrund für die Änderung der Resonanzfrequenzposition ist. Alle experimentellen und berechneten Werte des Versuchs sind in Abb. 3.20 (b) zu sehen.

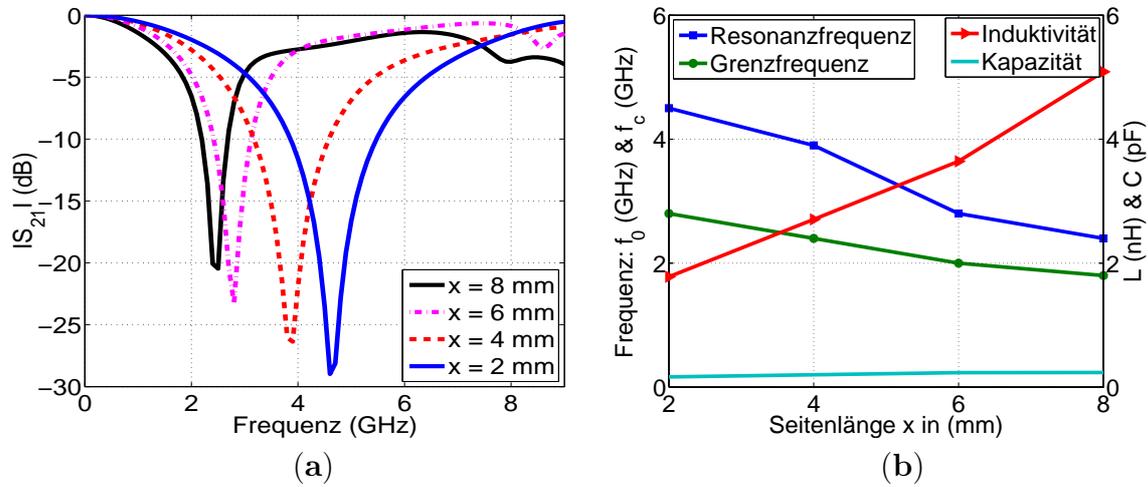


Abbildung 3.20: (a) Vergleich der Transmissionsverläufe, (b) aus Transmissionskurven extrahierte Bauelementwerte und Frequenzen des Ersatzschaltbildes

- *Einfluss der Schlitzbreite der DGS*

Die Breite s des Schlitzes, der zwischen den beiden Pfeilköpfen liegt, wird von 0,6 bis 0,9 mm variiert. Der Einfluss dieses Parameters wird untersucht, während alle anderen Größen konstant gehalten werden ($X = 8$ mm, $d = 3$ mm). Die Simulationsergebnisse der S -Parameter werden in Abb. 3.21 dargestellt. Die Änderung der Schlitzbreite führt zu einer Modifikation der Kapazität, ohne einen bedeutenden Einfluss auf die Induktivität auszuüben. In diesem Fall wird festgestellt, dass die Grenzfrequenzeigenschaften sich ähnlich verhalten wie die Induktivitätscharakteristiken. Bei diesem Experiment ist die Kapazität der einzige Parameter, der stark beeinflusst wird. Die Abb. 3.21 (a) und (b) zeigen, dass die Verbreiterung der Schlitzbreite zur Abnahme der Kapazitätswerte und damit zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenzposition in Richtung des Hochfrequenzbereichs führt. Für jede Schlitzbreite s sind die berechneten konzentrierten Elementwerte L und C sowie die Grenz- und Resonanzfrequenz in Tab. 3.3 dargestellt.

Tabelle 3.3: Physikalische Eigenschaften der π -Pfeilkopf-DGS bei veränderter Schlitzbreite.

s [mm]	f_0 [GHz]	f_c [GHz]	L [nH]	C [pF]
0,6	3,09	2,1	5,581	0,271
0,7	3,19	2,1	5,675	0,254
0,8	3,29	2,1	5,763	0,239
0,9	3,37	2,1	5,829	0,228

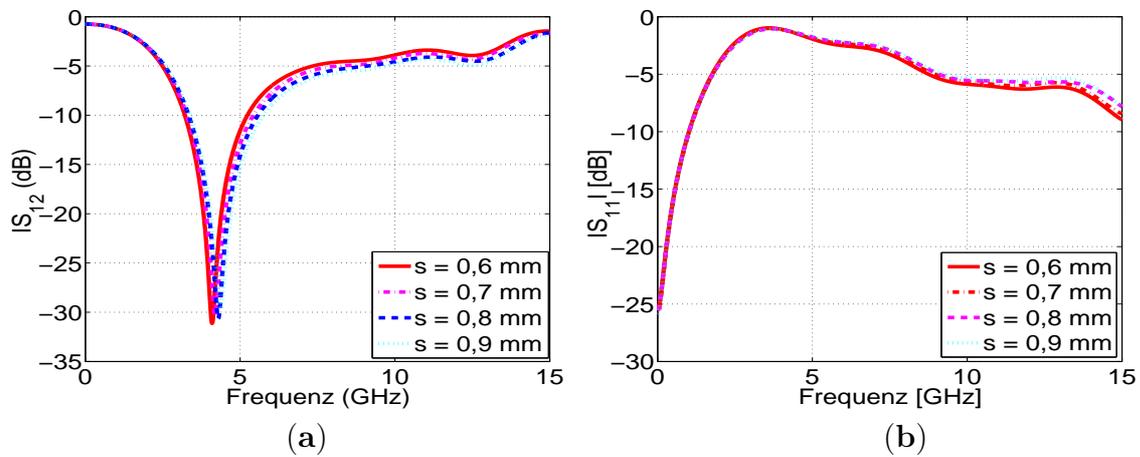


Abbildung 3.21: EM-Simulationsergebnisse der Pfeilkopf-DGS für verschiedene Schlitzbreiten s : (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe

• Einfluss der Schlitzlänge der DGS

In diesem letzten Versuch werden die Parameter $X = 5$ mm und $s = 0,6$ mm konstant gehalten, während die Schlitzbreite d von 2 bis auf 10 mm verlängert wird. Das Ziel dieses Versuches ist, die Wirkung der Länge d auf die Resonatoreigenschaften zu untersuchen. Die Abb. 3.22 (a) und (b) stellen Simulationsergebnisse des Versuchs unter den oben genannten Bedingungen dar. Die Kurven sind voneinander verschoben, je größer die d ist, desto weiter verschiebt sich die Kurve in Richtung des Niederfrequenzbereichs.

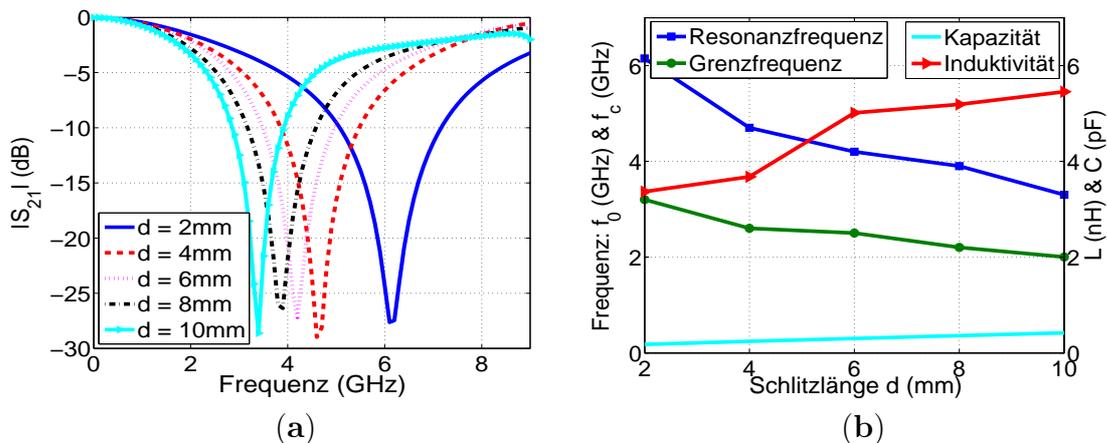


Abbildung 3.22: (a) Vergleich der Transmissionsverläufe für verschiedene Schlitzlängen d , (b) aus Transmissionskurven extrahierte Bauelementwerte und Frequenzen des Ersatzschaltbildes

Die Versuchsergebnisse sind in Abb. 3.22 (b) deutlich dargestellt. Die Kurvenverläufe zeigen, dass je größer die Schlitzlänge d wird, desto geringer ist die Resonanzfrequenz und desto schärfer wird der Übergangsbereich. Daraus resultiert ein breiterer Sperrbereich. Dieser Sachverhalt kann bei Entwurf und Realisierung von breiten Sperrband-Filtern ausgenutzt werden.

3.2 Experimentelle Ergebnisse und Diskussion

In diesem Kapitel wurden mehrere Experimente und Untersuchungen an unterschiedlichen DGS-Strukturen durchgeführt, deren Resultate analysiert und diskutiert mit dem Zweck, optimale Filter-Eigenschaften bei Entwurf und Anfertigung von Filtern zu erzielen.

Bei Defected-Ground-Structure (DGS)-Filtern wird eine definierte Fläche aus der Grundmetallisierung bestimmter planarer Strukturen (z.B. Mikrostreifenleitung) entfernt [109, 110, 111]. Der weggefräste Bereich stört die Feldverteilung in der Grundfläche. Dies verursacht eine Erhöhung der effektiven Kapazität bzw. der Induktivität der planaren Leitung. Im Ersatzschaltbild kann diese Struktur als ein LC -Parallel Resonator dargestellt werden. Jede DGS-Struktur besteht aus schmalen und breiten gefrästen Flächen, die Kapazitäten und Induktivitäten entsprechen. Die Kapazitäts- und Induktivitätswerte des Ersatzschaltbildes wurden mit Gl. (2.135) berechnet. Um für die entsprechende DGS-Struktur das Ersatzschaltbild entwerfen zu können, wird ein Optimierungsalgorithmus (Abb. 3.23) angewendet und weiter schleifenweise ausgeführt bis die EM- und die Schaltungskurve miteinander übereinstimmen. Um einen Resonanzeffekt zu erzielen, wird ein DGS-Element in einem bestimmten Frequenzbereich betrieben. Dieser liegt beispielsweise für eine π -Pfeilkopf-DGS zwischen 500 MHz und 10 GHz. Es wurden vier verschiedene DGS-Elemente eingesetzt: Rechteckige DGS und drei DGS mit verschiedenen Kopfformen: Halbrund-, Quadrat- und Pfeilkopf (Abb. 3.5), deren folgende Freiheitsgrade wurden untersucht:

- Einfluss der Kopf-Dimension auf Frequenzverhalten.
- Einfluss der Schlitzbreite auf die Resonanz- und Grenzfrequenz.
- Einfluss der Schlitzlänge auf die Resonanzantwort sowie auf den Steilheitsfaktor.

Der Effekt der Schlitzlänge wurde nur in sehr wenigen Quellen erwähnt. Die gewonnenen Informationen der durchgeführten Versuche an den DGS-Elementen können sehr nützlich bei Entwurf, Optimierung (Abb. 3.23) und Realisierung kompakter Filter mit besonderen Eigenschaften sein. Darüberhinaus besteht die Möglichkeit, diese Ergebnisse für den Entwurf von Mikrostreifen-Antennen, dielektrischen Mikrostreifen-Phasenschiebern und Kopplern sowie in verschiedenen HF-Bereichen zu nutzen. Eine der wichtigsten Eigenschaften der Filter ist der Übergangsbereich, der durch das Verhältnis von Resonanzfrequenz zu Grenzfrequenz f_0/f_c , den sogenannten Steilheitsgrad

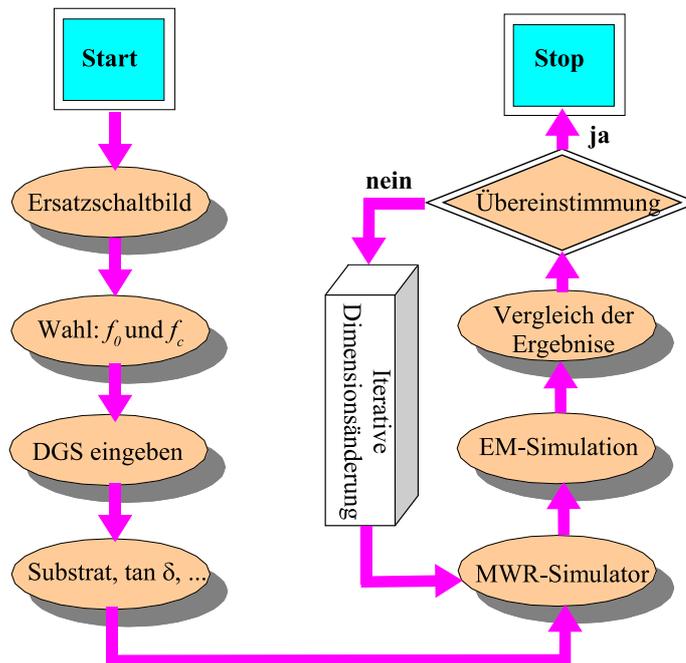


Abbildung 3.23: Vereinfachtes Ablaufschema eines Optimierungsalgorithmus eines beliebigen DGS-Elements.

beschrieben wird. Je kleiner der Steilheitsfaktor ist, desto steiler ist die Übergangantwort zwischen dem Durchlassbereich und dem Sperrbereich, was zu einer erweiterten Sperrbandunterdrückung führt. Diese Versuche werden bei einer Frequenz unter dem X-Band betrieben. Der Arbeitsbereich für die Grenzfrequenz f_c liegt in einem Intervall von 2 bis 8 GHz und für die Resonanzfrequenz f_0 im Bereich von 3 bis 12 GHz. Die Abmessungsvariationen der verschiedenen DGS-Elemente, die Änderungen ihrer entsprechenden Ersatzschaltbildwerte und ihres Frequenzverhaltens sind in der Tab. 3.4 zusammengefasst (siehe unten).

▼ Fazit:

Anhand der durchgeführten Simulationen lässt sich deutlich zeigen, dass die Variation des DGS-Kopfes einen starken Einfluß auf die Grenzfrequenz und damit auf die effektive Induktivität L hat, während der Einfluß auf die Resonanzfrequenz und damit auf die Kapazität nur gering ist. Die Änderungen der Abmessungen des Schlitzes haben dagegen keinen merklichen Einfluß auf die Grenzfrequenz, aber einen sichtlichen Einfluß auf die Resonanzfrequenz und damit auf die Kapazität der Struktur. Das lässt schlußfolgern, dass der DGS-Kopf der Induktivität und der Schlitz der Kapazität entspricht.

Bei den durchgeführten Simulationen wurde festgestellt, dass die Größe der DGS-Kopffläche, die Geometrie des Kopfes sowie die Schlitzdimensionen unterschiedlichen Einfluß auf die Induktivitäts- und Kapazitätswerte sowie auf die Kompaktheit der

untersuchten Struktur haben. Anhand der Informationen, die in der Tabelle zusammengefasst sind, wurde festgestellt, wie wichtig es ist, die angewandte DGS-Struktur beim Entwurf von Filtern mit bestimmten Eigenschaften vorher zu analysieren und auszuwählen.

Im nächsten Abschnitt werden weitere Eigenschaften der DGS-Struktur diskutiert und analysiert. Darüber hinaus werden auch andere Vorteile dieser Geometrien gezeigt, insbesondere bei ihrem Einsatz für den Multischicht-, kaskadierten oder gekoppelten Resonatorfilter.

Tabelle 3.4: Vergleich von verschiedenen Eigenschaftsparametern des DGS-Resonators

DGS-Element	Variation (mm) der Dimensionen Angang-Ende	Variation in f_0	Variation in f_c	Variation in L	Variation in C	Mittelwert f_0/f_c
Rechteck-Kopf	Länge: 10:15	5,23	3,95	3,56	5,37	1,44
	Breite: 0,2:1,0	1,38	1,31	2,11	1,91	1,20
Halbrundkopf	Radius: 1,0:5,0	3,33	2,64	1,25	5,43	2,47
	Abstand: 2,5:12	1,90	1,92	1,85	2,06	1,66
	Breite: 0,6:0,9	1,00	1,09	0,82	1,08	2,13
Quadratkopf	Seite: 4,0:20	5,89	3,69	1,69	7,51	2,12
	Abstand: 2,0:10	1,45	1,90	3,15	1,15	1,78
	Breite: 0,6:0,9	1,00	1,07	0,81	1,08	1,66
Pfeilkopf	Kante: 4,0:20	2,33	2,11	1,47	2,75	1,76
	Abstand: 2,0:10	1,37	1,68	2,48	1,58	1,70
	Breite: 0,6:0,9	1,00	1,06	0,78	1,08	1,69

Kapitel 4

DGS-Technik zur Realisierung von Tiefpassfiltern

Die rasante Entwicklung der modernen Informations- und Kommunikationstechnologien führt zu immer strengeren Spezifikationen, die eine harte Herausforderung für HF-Ingenieure darstellen. Heute sind in der modernen Mikrowellen- und Kommunikationstechnik kompakte und preiswerte Tiefpassfilter mit dämpfungsarmen Durchlassbereichen, kontrollierbaren Sperrbereichen und Unterdrückung der unerwünschten Harmonischen stark nachgefragt. Das herkömmliche Verfahren zum Entwurf und zur Realisierung von Mikrowellenfiltern, für das stellvertretend für die umfangreiche Literatur einige Quellen genannt sein sollen [11, 29, 30], geht letztlich auf den äquivalenten Tiefpassfilter aus konzentrierten Elementen zurück. Aus den Systemanforderungen wird das Anforderungsprofil an den Filter erstellt. Daraus ergeben sich der Filtertyp, die Zahl der benötigten Kreise, die Grenzfrequenzen bzw. die Mittenfrequenz und die relative Bandbreite. Je nach Lage der Pole des Betriebsübertragungsfaktors auf dem Einheitskreis oder auf Ellipsen mit negativem Realteil der komplexen Frequenz lässt sich maximal flaches (Butterworth) oder Tschebyscheff-Verhalten erreichen. Mit zusätzlichen Polen auf der imaginären Achse weist die Struktur im Vergleich zum Tschebyscheff-Verhalten sowohl im Durchlassbereich als auch im Sperrbereich einen oszillierenden Verlauf der Übertragungsfunktion auf. Solche Filter werden Cauer-Filter genannt [74]. Die Größen der äquivalenten Schaltelemente lassen sich aus den Forderungen des Pflichtenhefts errechnen oder Filterkatalogen entnehmen [29, 33]. Durch geeignete Frequenztransformationen werden die Schaltungen und die Betriebsgrößen von Hochpässen, Bandpässen und Bandsperren gewonnen.

Weil Reaktanz und Güte von konzentrierten Filterelementen (Induktivitäten und Kapazitäten) im Bereich oberhalb von etwa 500 MHz keinen hohen Filteransprüchen mehr genügen können, wird zuerst eine Umwandlung eines Filters mit konzentrierten Elementen in ein Filter mit Stichleitungselementen (Leitungselementen) und danach in ein Filter mit Mikrostreifenleitungen angewendet. Die Stichleitungselemente sind

für höhere Frequenzbereiche geeignet. Aber wie in [33, 34] gezeigt wurde, ist diese Topologie aufgrund der Richards-Kuroda-Transformation nicht ganz problemlos. Man stößt bei der Umsetzung auf erhebliche Schwierigkeiten, wie Kopplungsprobleme und Realisierung von kurzgeschlossenen erdfreien Leitungen. Mikrostreifen-Filter erwiesen sich als vorteilhafter als Stichleitungen [91, 112].

4.1 Umwandlung des klassischen zum Mikrostreifenfilter

Wie vorher erwähnt wurde, ist der Entwurf von Filtern mit konzentrierten Spulen und Kondensatoren im Frequenzbereich oberhalb von etwa 0,5 GHz schwer zu realisieren, da die Wellenlänge mit den physikalischen Abmessungen des Filterelements vergleichbar wird und sich damit die Verluste so wie Eigenresonanzen störend bemerkbar machen. Eine alternative Lösung dafür sind Filterstrukturen, die aus Leitungsabschnitten mit verschiedenen Wellenimpedanzen Z_W , aber gleicher elektrischer Länge bestehen (siehe Abschnitt 2.3). Eine Ersetzung der konzentrierten Elemente durch ein kurzgeschlossenes bzw. leerlaufendes Leitungselement mit einer Länge $l \leq \lambda/4$, wobei λ die Wellenlänge ist, ermöglicht eine Umwandlung von einer Schaltung mit konzentrierten Elementen zu einer Leitungsschaltung mit denselben Filtereigenschaften (wie vorher). Diese Einführung zum Entwurf und zur Entwicklung der Leitungfilter in der Hochfrequenztechnik umfasst folgende Teile:

- Synthese aus Butterworth- oder Tschebyscheff-Standardtiefpässen.
- Anwendung der Richards-Transformation.
- Realisierung von Mikrostreifenfiltern mit Kuroda-Transformation.

► Tabellierte Butterworth- und Tschebyscheff-Standardtiefpässe

Für den Entwurf und die Realisierung der Tiefpassübertragungsfunktionen (Gl. (2.4) und Gl. (2.5)) werden mathematische Formeln und Berechnungen angewendet mit dem Ziel die konzentrierten Bauteilwerte der Filterschaltung exakt zu bestimmen. Dafür liegen die tabellierte Werte für die Butterworth- und Tschebyscheff-Koeffizienten [32] vor. Abb. 4.1 zeigt einen Standard-Tiefpassfilter 5. Ordnung mit $Z_L = Z_0 = r_L$ als Abschlussimpedanz des Filters. Die Bauteile des realen Filters (L_i und C_i) können aus den normierten Tiefpasselementen (g_i) wie folgt bestimmt werden:

$$L_i = \frac{g_i Z_0}{\omega_c} \quad (4.1)$$

$$C_i = \frac{g_i}{Z_0 \omega_c} \quad (4.2)$$

Das entsprechende Ersatzschaltbild der Struktur besteht aus drei parallelen Kapazi-

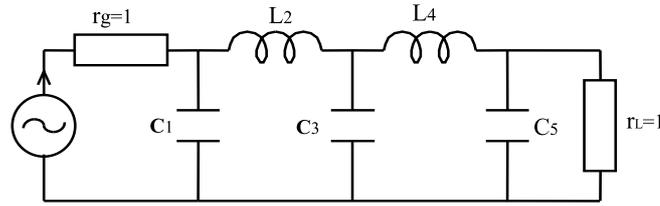


Abbildung 4.1: Tschebyscheff-Tiefpassfilter 5. Ordnung

täten $C_1 = C_5 = 1,7058 \text{ pF}$, $C_3 = 2,5408 \text{ pF}$ und zwei Reiheninduktivitäten $L_2 = L_4 = 1,2296 \text{ nH}$ und $Z_L = 50 \Omega$. Dieser Filter wurde entworfen bei einer Grenzfrequenz von $f_c = 3 \text{ GHz}$, einer Welligkeit von $0,5 \text{ dB}$ und für eine Sperrgrenzfrequenz von ca. $f_s = 6 \text{ GHz}$. Die Simulation erfolgt mit dem Softwarepaket MWO [113].

► Richards-Transformation

Um die Umstellung von konzentrierten Elementen (Kapazität bzw. Induktivität) einer Schaltung zur Stichleitungsschaltung mit dem Ziel in höheren Frequenzbereichen problemlos zu arbeiten, hat P. Richard unter bestimmten Bedingungen (Gl. (2.56) bis Gl. (2.58)) eine spezielle Transformation entwickelt. Dadurch werden die Induktivität durch eine kurzgeschlossene Stichleitung und die Kapazität durch eine offene Stichleitung ersetzt, so dass die neue Schaltung dasselbe Übertragungsverhalten wie die Schaltung aus konzentrierten Elementen hat (Abb.4.2).

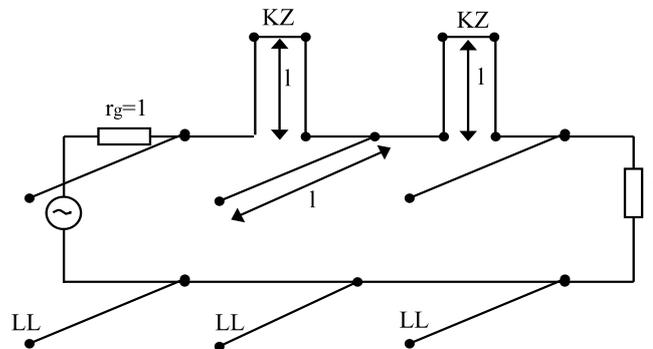


Abbildung 4.2: Tschebyscheff-Tiefpassfilter 5. Ordnung nach Richards-Transformation

Der Eingangswiderstand einer Kurzschluss- bzw. Leerlauf-Übertragungsleitung mit Wellenwiderstand Z_W ist eine reine Reaktanz bzw. eine reine Suszeptanz (Gl. (2.52) bis Gl. (2.53)), da die Längen aller Stichleiter bei gleicher Grenzfrequenz $\omega_c \lambda/8$ sind. Nach Gl. (2.57) bis Gl. (2.58) erhält man einen Zusammenhang zwischen Induktivität L_i bzw. Kapazität C_i des konzentrierten Filters und Wellenimpedanz Z_W bzw. Wellenadmittanzen Y_W der kurzgeschlossenen und leerlaufenden Leitungen des Leitungsfilters. Es folgt also:

$$j\Omega\omega_c L_i = jZ_W \tan \frac{\pi f}{4f_c} \quad (4.3)$$

$$j\Omega\omega_c C_i = jY_W \tan \frac{\pi f}{4f_c} \quad (4.4)$$

Für den Fall $\Omega = \Omega_c$ und $f = f_c$ ergibt sich gemäß der Gleichungen und

$$\omega_c L_i = Z_W \quad (4.5)$$

$$\omega_c C_i = Y_W. \quad (4.6)$$

Setzt man Gl. (4.1) und Gl. (4.2) in die Gl. (4.5) und Gl. (4.6) ein, so erhält man einen sehr einfachen Zusammenhang zwischen den Wellenimpedanzen der Leitungselemente und den Elementwerten des normierten Filters g_i . Damit ergibt sich:

$$g_1 = g_5 \sim Y_1 = Y_5 = 1,7058 \implies Z_1 = Z_5 = 0,5862 \quad (4.7)$$

$$g_2 = g_4 \sim Z_2 = Z_4 = 1,2296 \quad (4.8)$$

$$g_3 \sim Y_3 = 2,5408 \implies Z_3 = 0,3936 \quad (4.9)$$

Man stößt bei der Umsetzung auf erhebliche Schwierigkeiten, wie Kopplungsprobleme und Realisierung von kurzgeschlossenen erdfreien Leitungen (siehe Abschnitt 2.3). Diese Probleme konnten durch den Einsatz der Kuroda-Methode systematisch und erfolgreich gelöst werden (siehe Abb. 4.3 bis Abb. 4.6).

► Kuroda-Identität

Der Einsatz der Kuroda-Identität (Abb. 2.15) transformiert die vorherige Schaltung (Richards-Schaltung) in eine einfache und realisierbare Filtertopologie, wobei die elektrische Länge aller Leitungselemente $\Theta = \beta l = (\pi/4)(f/f_c)$ beträgt (Abb. 2.16).

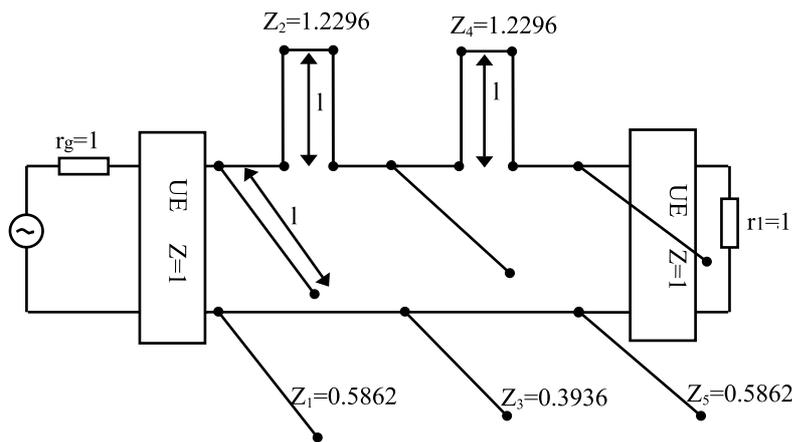


Abbildung 4.3: Entworfenes Tiefpassfilter nach Kuroda-Transformation

Die Sperre ist mit den Wellenwiderstandswerten der Längsstichleitungen und den Querstichleitungen dargestellt. Zwischen Sperre und Quell- und Abschlusswiderstand sind Einzelelemente mit $Z_{U.E} = 1$ eingefügt (Abb. 4.3). Die Konstante n sowie alle Wellenwiderstände können aus Gl. (4.1) bis Gl. (4.9) und aus der Kuroda-Identität (Abb. 2.15) wie folgt ermittelt werden:

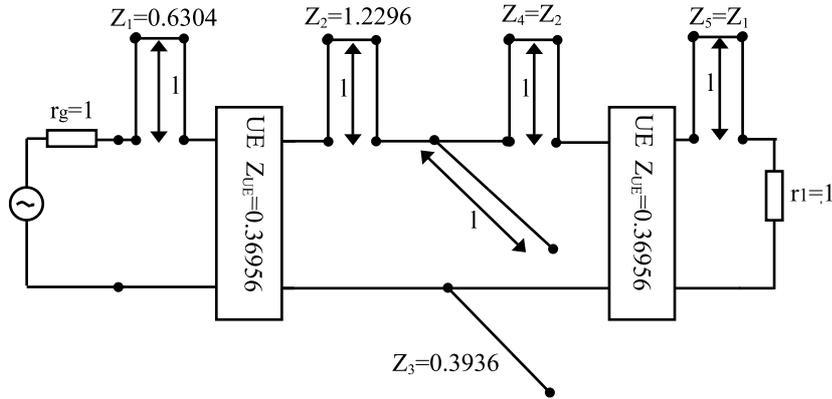


Abbildung 4.4: Entworfenes TPF nach Kuroda-Identität

$$n^2 = 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \quad (4.10)$$

$$n^2 Z_1 = 1 \text{ und } n^2 Z_2 = 0,5862 \implies \frac{Z_2}{Z_1} = 0,5862 \quad (4.11)$$

$$n^2 = 1,5862 \quad (4.12)$$

$$\text{Teil I : } Z_1 = \frac{1}{1,5862} = 0,63043 \text{ und } Z_{UE} = \frac{0,5862}{1,5862} = 0,36956 \quad (4.13)$$

$$\text{Teil II : } Z_5 = Z_1 \text{ und } Z_{UE} = 0,36956 \quad (4.14)$$

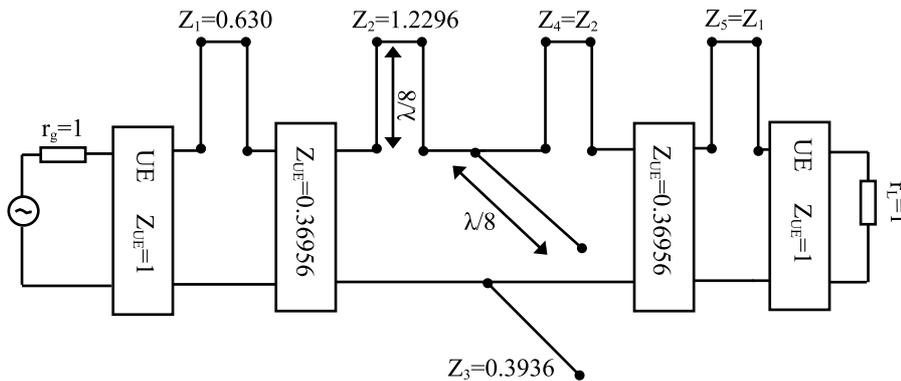


Abbildung 4.5: Entworfenes TPF nach Kuroda-Identität

Die Einheits-elemente mit den benachbarten Längsstichleitungen werden nach der zweiten und dritten Kuroda-Identität in Einheits-elemente mit Querstichleitungen umgewandelt, die mittlere Querstichleitung bleibt unverändert (Abb. 4.4 und Abb. 4.5). Schließlich erhält man nur noch eine Schaltung mit leerlaufenden Stichleitungen im Querzweig getrennt durch Einheits-elemente (Abb. 4.6). Alle Impedanzen werden mit 50Ω multipliziert. Die Abmessungen w_i bzw. l_i der Mikrostreifenfilter wurden nach

Gl. (2.79), Gl. (2.71) und Gl. (2.73) oder einfach mit Hilfe der TX-Line Calculator-Software [114] berechnet [29, 32, 115]. Die Filterdimensionen sind in Tab. 4.1 aufgelistet. Die Abb. 4.7 zeigt das Layout des Filters.

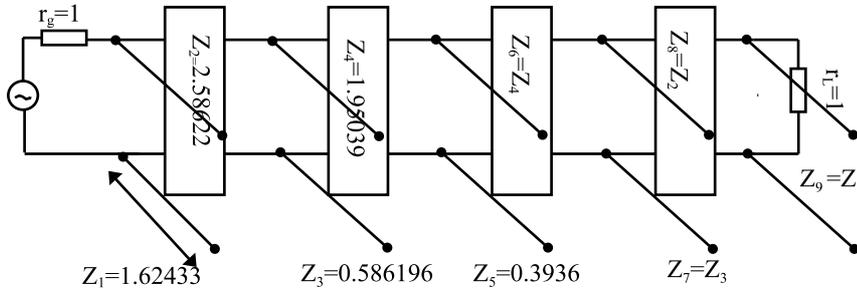


Abbildung 4.6: Entworfenes TPF nach Kuroda-Identität

Tabelle 4.1: Die Filterdimensionen und die charakteristischen Impedanzen.

Teil[i]	$Z_i[\Omega]$	$L_i[\text{mm}]$	$w_i[\text{mm}]$
0	$Z_0 = Z_{10} = 50,00$	7,594	1,869
1	$Z_1 = Z_9 = 129,0$	7,914	0,186
2	$Z_2 = Z_8 = 81,50$	7,871	0,742
3	$Z_3 = Z_7 = 24,00$	7,748	5,286
4	$Z_4 = Z_6 = 80,00$	7,860	0,773
5	$Z_5 = 19,7$	7,872	6,756

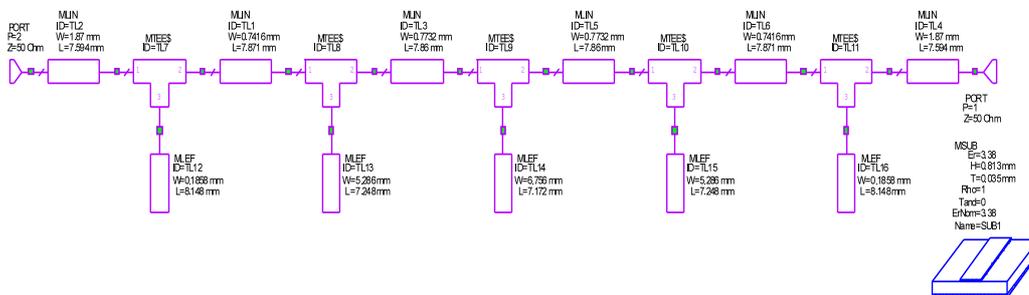


Abbildung 4.7: Layout des entworfenen TPF

Die Simulationsversuche wurden mit Hilfe der kommerziellen Software MWO durchgeführt. Das Filter wurde auf einem RO4003-Substrat mit einer relativen dielektrischen Konstante ϵ_r von 3,38 und einer Substrathöhe h von 0,813 mm gefertigt. Die

Mikrostreifenleitung, die das Filter an die 50 Ω -Anschlüsse anschließt (Anpassung), besteht aus einem Kupferstreifen mit einer Metallisierungsdicke von 35 μm , einer Breite $w = 1,9$ mm und einer Konduktivität von $58,8 \cdot 10^6$ S/m (Abb. 4.8).

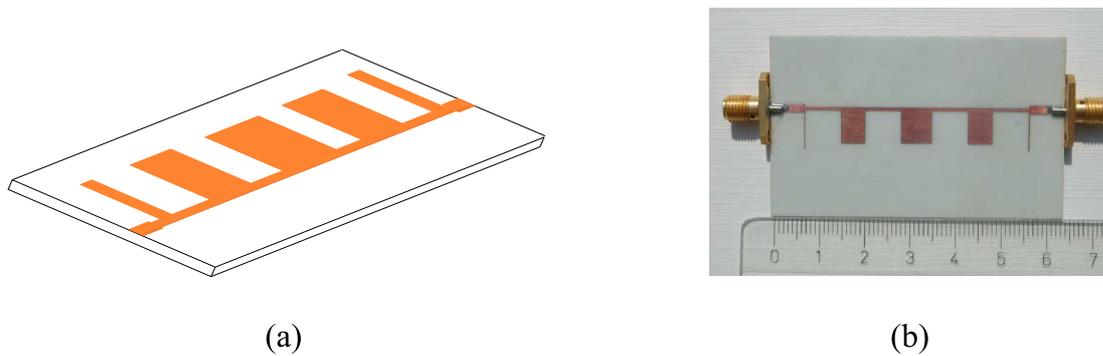


Abbildung 4.8: (a) 3D-Ansicht des Filters. (b) der hergestellte TPF

► Ergebnisse und Fazit

Durch Richards- und Kuroda-Transformationen ist der Tschebyscheff-Filter 5. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_c = 2,8$ GHz, einer Sperrgrenzfrequenz von $f_s = 5,8$ GHz und mit einem Durchlassverlust von weniger als 0,5 dB von einer konzentrierten Schaltung zu einer Mikrostreifen-Struktur umzuwandeln. Der Transmissionsverlauf S_{21} ist im Übergangsbereich relativ steil. Der Steilheitsgrad (f_0/f_c) beträgt 2,07. Dank dieser Methode wird ein breiterer Sperrbereich von 3,4 GHz bis 7,7 GHz mit einer Einfügungsdämpfung von mindestens -20 dB erreicht.

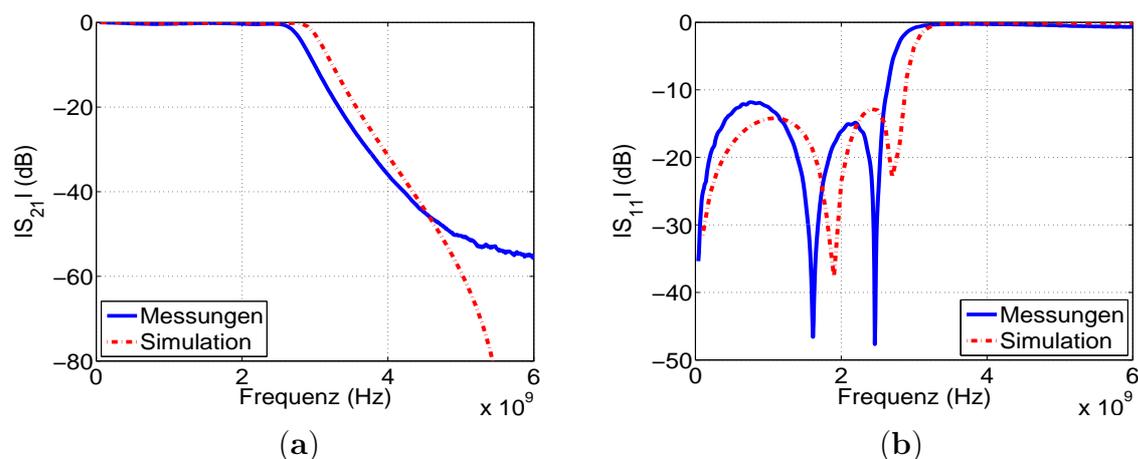


Abbildung 4.9: Vergleich der S -Parameter der Filterstruktur: (a) Transmissionsverläufe, (b) Reflexionsverläufe

Die Abb. 4.9 zeigt, dass die Simulations- und Messergebnisse sehr gut miteinander

übereinstimmen. Die hergestellte Struktur beansprucht eine gesamte Fläche von ca. $(1,12\lambda_g \times 0,6\lambda_g)$. Die Wellenlänge λ_g lässt sich in Abhängigkeit von f_c , der Lichtgeschwindigkeit c und von der effektiven relativen dielektrischen Konstante $\varepsilon_{r_{eff}}$ wie folgt definieren:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_c \sqrt{\varepsilon_{r_{eff}}}} \quad (4.15)$$

4.1.1 Entwurf und Verbesserung des High-Low-Tiefpassfilter

Der Filterentwurf auf Basis der Richard-Kuroda-Methode ist mühsam und kompliziert. Als Alternative wird hier eine andere Methode, die sogenannte Hi-Lo-Impedanz-Methode (Stufenimpedanz-Methode), angewendet. Sie ist einfach im Aufbau und rechnerisch schnell durchführbar. Dieses Verfahren wurde zuerst in [32] beschrieben und in [116] angewendet und weiter erforscht. Mit der Verwendung dieser Methode werden einfache Tiefpassfilter in Mikrostreifen realisiert, indem man eine Mikrostreifenleitung mit sehr hohem Impedanzwert Z_{high} und eine Mikrostreifenleitung mit sehr niedrigem Impedanzwert Z_{low} hintereinander schaltet (Abb. 4.10 (a)). Diese Art von Stufen-Filtern werden häufig benutzt, weil sie einfacher beim Entwurf und bei der Realisierung als Tiefpassfilter sind. Diese Theorie basiert auf der Hi-Lo-Impedanz-Methode, welche es erlaubt eine Äquivalentschaltung mit einer sehr großen bzw. sehr kleinen charakteristischen Impedanz zu entwickeln. Um die Hi-Lo-Impedanz-Methode praktisch zu testen und anzuwenden, wird ein Tschebyscheff-Tiefpassfilter 3. Ordnung (Abb. 4.10 (b)) simuliert, umgewandelt und hergestellt. Bei diesen Berechnungen wird die Hi-Lo-Theorie, die bereits in Abschnitt 2.4 und in [117] ausführlich erläutert wurde, benutzt. Der Filter hat eine Grenzfrequenz $f_c = 1,3$ GHz, max. Rippel im Durchlassbereich, $A_c = 0,1$ dB, wobei die Abschlussimpedanz $Z_L = Z_0 = 50 \Omega$ ist. Die Elementwerte g_i des normierten TPF 3. Ordnung wurden aus der Tschebyscheff-Tabelle [29] gewählt und zwar wie folgt:

$$g_0 = g_4 = 1 \quad (4.16)$$

$$g_1 = g_3 = 1,0316 \quad (4.17)$$

$$g_2 = 1,1474 \quad (4.18)$$

Die konzentrierten Elementwerte werden durch normierte Tiefpasselemente folgendermaßen definiert:

$$L_1 = L_3 = \left(\frac{Z_0}{g_0}\right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c}\right) g_1 = 6,3148 \text{ nH} \quad (4.19)$$

$$C_2 = \left(\frac{g_0}{Z_0}\right) \left(\frac{\Omega_c}{2\pi f_c}\right) g_2 = 2,8092 \text{ pF} \quad (4.20)$$

Die Simulationsversuche wurden mit Hilfe der EM-Simulationssoftware MWO-225 durchgeführt. Das Filter wurde auf einem dielektrischen RO4003-Substrat mit einer relativen Permittivität $\varepsilon_r = 3,38$ und einer Breite $h = 0,813$ mm hergestellt.

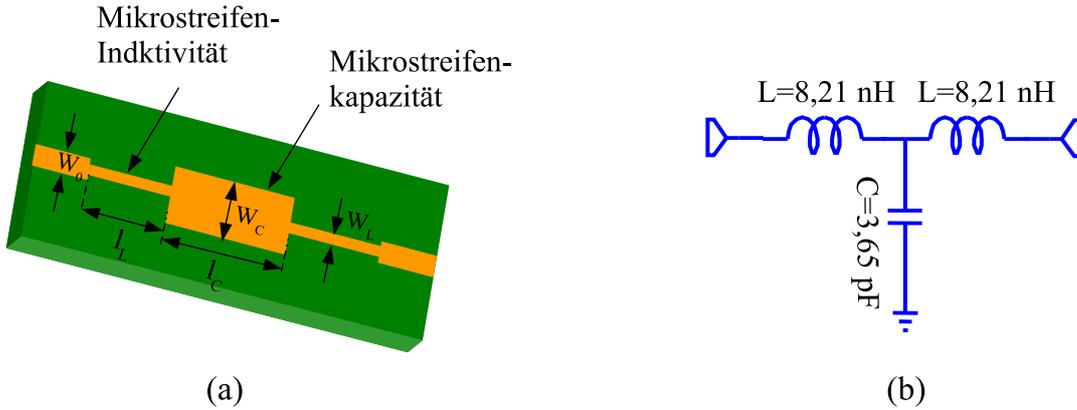


Abbildung 4.10: (a) Layout-Struktur des Hi-Lo-TPF.(b) Äquival. Ersatzschaltbild

Um die Anpassung an die 50 Ω -SMA-Anschlüsse zu gewährleisten, wird ein 50 Ω -Mikrostreifenleiter mit einer Breite von 1,9 mm verwendet. Dieser Oberleiter befindet sich auf der oberen Schicht des Substrats und verbindet den Eingang und den Ausgang des Filters mit der Mikrostreifen-Induktivität (siehe Abb. 4.10 (a)). Alle anderen Wellenimpedanzen wurden nach der Hi-Lo-Impedanz-Methode $Z_{0L} = 93 \Omega$ und $Z_{0C} = 24 \Omega$ gewählt. Alle Filtergrößen wurden entweder mittels TX-Line-Software [114] bestimmt oder wie hier nach Gl. (2.79) und Gl. (4.19) bis Gl. (4.24) berechnet oder lassen sich anhand der Abb. 2.26 einfach ablesen.

$$\frac{X}{2} = Z_W \tan\left(\frac{\beta l_L}{2}\right) \quad (4.21)$$

$$B = \frac{1}{Z_W} \sin(\beta l_C) \quad (4.22)$$

Für kurze Leitungen ($\theta = \beta l < \frac{\pi}{4}$) werden die Gl. (4.21) und Gl. (4.22) durch die Taylor-Reihe wie folgt vereinfacht:

$$\sin\left(\frac{2\pi l_L}{\lambda_g}\right) = \left(\frac{\omega_c L}{Z_{0L}}\right) \Rightarrow l_L = \left(\frac{\lambda_g}{2\pi}\right) \sin^{-1}\left(\frac{\omega_c L}{Z_{0L}}\right) \simeq 17 \text{ mm} \quad (4.23)$$

$$\sin\left(\frac{2\pi l_C}{\lambda_g}\right) = \left(\frac{\omega_c C}{Z_{0C}}\right) \Rightarrow l_C = \left(\frac{\lambda_g}{2\pi}\right) \sin^{-1}(\omega_c C Z_{0C}) \simeq 15,3 \text{ mm} \quad (4.24)$$

Die Mikrostreifenlängen können auch abhängig von den Elementwerten g_i und der Abschlussimpedanz Z_L wie folgt definiert werden (Gl. (2.71) und Gl. (2.73)):

$$\beta l_{L_i} = g_i \left(\frac{Z_L}{Z_{0L}}\right) \quad (4.25)$$

$$\beta l_{C_{i+1}} = g_{i+1} \left(\frac{Z_{0C}}{Z_L}\right) \quad (4.26)$$

mit

- θ elektrische Länge des Stubs
- β Phasenkonstante

Die Tab. 4.2 stellt alle Filterdimensionen in Abhängigkeit von der Wellenlänge dar. Weil die Serienreaktanz (eng.: series reactance) des Leiters mit niedriger Impedanz und die Parallelsuszeptanz (eng.: shunt susceptance) des Leiters mit höherer Impedanz nicht berücksichtigt wurden, liefern die Gl. (4.23) und Gl. (4.24) nur Näherungsergebnisse. Die exakte Formel dafür wird in unserer veröffentlichen Arbeit [116] ausführlich diskutiert und präsentiert.

Tabelle 4.2: Die Filterdimensionen in mm.

Dimension	Physikalisch	Normiert
l_L	16,9	$0,135 \lambda_g$
l_C	15,3	$0,122 \lambda_g$
W_L	0,50	$0,004 \lambda_g$
W_C	5,20	$0,041 \lambda_g$
W_0	1,90	$0,015 \lambda_g$

4.1.2 Realisierung und experimentelle Ergebnisse

► Beschreibung des Versuchs

Die Einfachheit des Entwurfs und der Realisierung der Filterstruktur sowie die gute Übereinstimmung zwischen experimentellen und simulierten Werten sind die Hauptvorteile des Hi-Lo-Filters (siehe Abb. 4.11 (a)). Der Nachteil besteht jedoch darin, dass der Transmissionsverlauf S_{21} im Übergangsbereich nicht steil genug ist und das Sperrband mit einer Sperrdämpfung von -10 dB nur 1 GHz breit ist, was eine schlechte Sperrfunktion bedeutet (siehe Abb. 4.11 (b)). Damit sind die Ergebnisse nicht so befriedigend wie bei Stubs-Tiefpassfiltern. Deshalb ist die Anwendung sehr beschränkt, zum Beispiel für Filter, für die die Schärfe des Übergangsbereiches nur eine geringe Rolle spielt.

Um diese Nachteile zu beseitigen wird in den nächsten Experimenten versucht, den Hi-Lo-Filter vom vorigen Experiment zu verbessern. Dafür wurde ein Mikrostreifenfilter eingesetzt, der die gleichen Abmessungen wie der Hi-Lo-Filter hat, mit dem Unterschied, dass bei der neuen Streifenkapazität (Leerlaufende Mikrostreifenleitung) die Länge L und die Breite w vertauscht wurden (open-circuited-stub) (Abb. 4.11 (a) und Abb. 4.12 (a)). Wie erwartet, ist die Antwort im Durchlassbereich ähnlich wie beim Hi-Lo-Filter mit der gleichen Grenzfrequenz $f_c = 1.3$ GHz. Im Übergangsbereich fällt die Kurve des Open-Circuited-Stub bis -45 dB ab statt nur bis -12 dB beim Hi-Lo-Filter, was deutlich am Transmissionsverlauf S_{12} zu erkennen ist (Abb. 4.12 (b)).

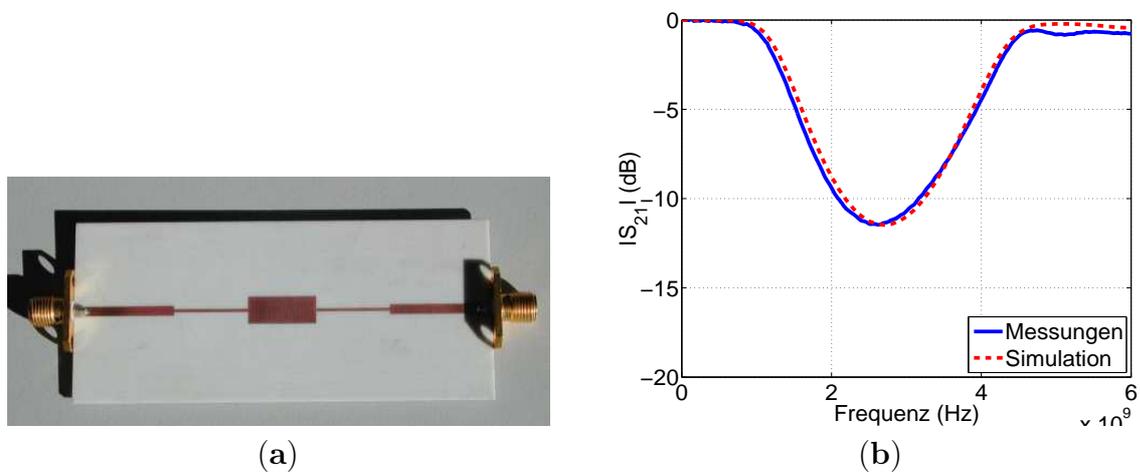


Abbildung 4.11: (a) Hergestelltes Hi-Lo-TPF, (b) Vergleich der Transmissionsverläufe des Filters

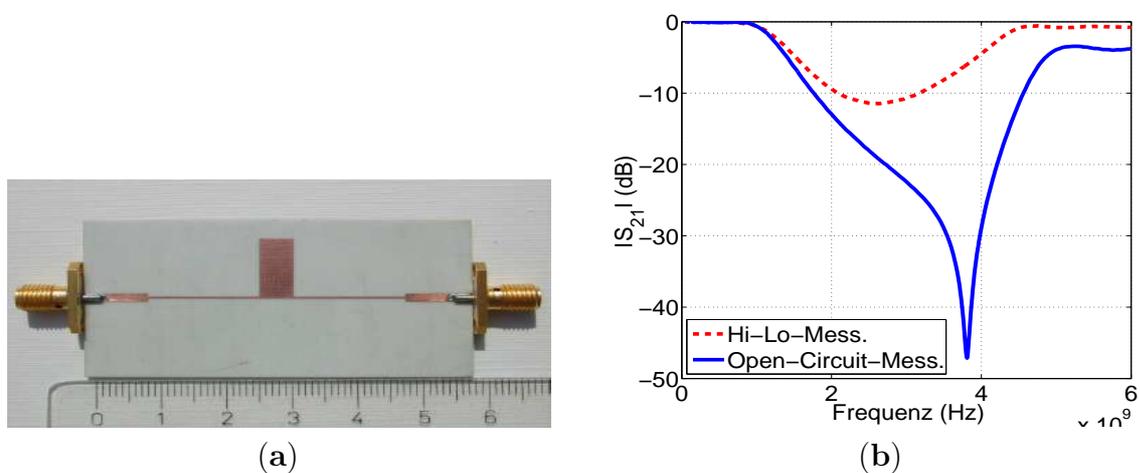


Abbildung 4.12: Hergestelltes leerlaufendes Mikrostreifenleitungsfilter. (b) Vergleich der S-Parameter des Filters

► Fazit

Trotz der einfachen Herstellbarkeit der Hi-Lo-Struktur, bleiben die Filterergebnisse weit hinter den Erwartungen zurück (Abb. 4.11 und Abb. 4.12). Die Ursache dieser weniger guten Resultate sind einerseits die Wärmeenergie, die der sehr dünne Mikrostreifen (Induktivität) ausstrahlt und andererseits die unerwünschten diskreten Bauelemente (z.B. parasitäre Kapazität), die sich wegen den Leitungsknicke oder

der abrupten Änderung der Streifenleiterbreite (eng.: impedance step) eingeschlichen haben. Um diese Schwierigkeiten leichter zu beseitigen, werden andere Ideen und Intuitionen wie der DGS-Resonator entwickelt und weiter in Filterstrukturen eingesetzt.

4.2 Hight-Low-Tiefpassfilter mittels konventionellen DGS-Resonatoren

In modernen drahtlosen Kommunikationssystemen wurden in der Regel kompakte Hochleistungs-Filter eingesetzt, um geringe Kosten und eine Verbesserung der Systemleistung zu erzielen. In letzter Zeit gewinnen DGS-Strukturen immer mehr an Bedeutung, da sich die typischen Eigenschaften von Filtern wie breitbandiger Sperrbereich (BBS), steiler Übergangsbereich und Kompaktheit relativ sicher durch Verwendung von DGS realisieren lassen [118]. DGS wird durch weggefräste Metallflächen aus der Massefläche der Struktur geschaffen. Die DGS-Reihenfolge kann periodisch oder nicht periodisch wie auch symmetrisch oder unsymmetrisch sein. Häufig besteht die DGS-Form aus zwei gleichen Köpfen, die verschiedene Formen besitzen können und durch einem Schlitz verbunden sind. Die verschiedenen Formen haben Einfluss auf die DGS-Eigenschaften. Die gefräste Fläche verursacht eine Art von Störung der Feldverteilung an der Massefläche. Diese Störung kann die effektive Kapazität und Induktivität einer Übertragungsleitung beeinflussen und erhöhen. Damit kann ein Parallel-*LC*-Resonator als äquivalentes Ersatzschaltbild der DGS-Struktur eingesetzt werden [119].

Konventionelle Mikrowellen-TPF werden entweder durch die leerlaufende Mikrostriifenleitungsmethode (open-stub method) [120, 121, 122, 123], durch in Reihen verbundene Hi-Lo-Impedanzen [122, 124] oder durch Kaskadierungsverfahren [125, 126] entworfen. Jedoch sind diese Art von Filtern im Allgemeinen nicht einfach in beliebigen Mikrowellen und Millimeterwellen-Systemen anzuwenden. Die Filtergröße und Strukturform können ein Hindernis für die Realisierung guter Filtereigenschaften wie Kompaktheit, Integrierbarkeit, geringer Aufwand, kostengünstige und einfache Serienfertigung, sein.

Um diese Nachteile beseitigen zu können, kommen Tiefpassfilter mittels DGS-Resonatoren zum Einsatz. Mit DGS-Technik werden Tiefpassfilter mit breitem Sperrbereich, verlustarmem Durchlassbereich und hohem Steilheitsgrad erzielt [127]. Zusätzlich sind solche Filter mit der Anwendung der DGS-Elemente relativ kompakt und ohne großen Aufwand einstellbar.

In diesem Abschnitt werden die meisten untersuchten Filter 3. Ordnung auf Basis der "Betriebsparametertheorie" dargestellt. Dabei werden Eingangs/Abschlusswiderstand gleich 50Ω vorausgesetzt. Die Filtersynthese beruht dann auf Tschebyscheff-Approximation mit maximaler Welligkeit von 0,1..1,5 dB (oder Rückflussdämpfung < -20

dB) im Durchlassbereich. Für diesen Entwurfszweck werden Elementwerte g_i in Abhängigkeit der normierten Frequenz aus den Tabellen für normierte Tschebyscheff-Standardtiefpässe abgestimmt [20, 32, 33]. Diese Filter wurden für L-Band (1 GHz bis 2,6 GHz), S-Band (2,6 GHz - 3,95 GHz) oder C-Band (3,95 GHz - 5,8 GHz) entworfen, welche für die kommerzielle Nutzung eine große Bedeutung haben. Diese Schaltungen wurden dann mit Hilfe der Leitungstheorie, der Richards- und Kuroda-Transformation und der DGS-Technik (siehe Abschnitt 2.7) zum kompakten Mikrostreifenfilter umgewandelt. Die Strukturen wurden dann mit Hilfe der Simulationssoftware Microwave Office (MWO) entworfen, simuliert, optimiert und schließlich je nach praktischem Einsatzzweck hergestellt. Während der Simulation sowie bei der Herstellung wurde das ROGERS RO4003-Substratmaterial mit einer relativen Permittivität $\epsilon_r = 3,38$ und mit einer Dicke $h = 0,813$ mm verwendet.

4.2.1 Entwurf und Realisierung der DGS-Hi-Lo-Tiefpassfilter

DGS-Filter werden mittels des Kopplungsverfahrens vollständig charakterisiert. Um aber die gewünschte und kontrollierbare Filterantwort zu bekommen, ist es wichtig die geeignete Topologie und den richtigen Abstand X zwischen den benachbarten DGS-Resonatoren zu finden wie in unserer Veröffentlichung [57] gezeigt wurde. Bei den nächsten Versuchen werden diese Eigenschaften durch empirische Versuche festgelegt. In späteren Experimenten (Bandpassfilter) wird dafür eine sogenannte Kopplungstheorie [32] angewendet .

► Pfeilkopf-DGS-TPF

Basierend auf den Informationen über das DGS-Element im Abschnitt 3.1.4 wird ein Tiefpassfilter mit bestimmten Eigenschaften entworfen, optimiert und hergestellt. Die Abb. 4.13 zeigt eine 3- und 2-dimensionale Ansicht der Struktur. Das DGS-Pfeilkopf-Tiefpassfilter besteht aus zwei gleichen benachbarten Pfeilkopf-DGS (Resonatoren), die zwischen der Oberschicht und der Massefläche angeordnet sind. Auf die obere Schicht der Struktur ist eine Ausgleich-Mikrostreifenkapazität mit einer Breite $w = 5,2$ mm und einer Länge $l = 15,3$ mm aufgebracht. Um Anpassung an die Messgeräte zu gewährleisten, muss die Breite des 50Ω -Mikrostreifenleiters mit $1,9$ mm gewählt werden.

Der 50Ω -Oberleiter verbindet die Mikrostreifenkapazität mit Eingangs- und Ausgangstor des Filters. Die spezifischen Eigenschaften des Filters sind folgende:

- $f_0 = 2,2$ GHz (Polfrequenz).
- $A_c = -0,1$ dB (Max. Durchlassdämpfung) (max. Rippel).
- $f_c = 1,3$ GHz(3-dB-Grenzfrequenz).

Die Elementwerte g_i des normierten Filters 3. Ordnung wurden aus speziellen Tabellen, für verschiedene Welligkeiten ausgewählt [29]. Die verschiedenen Filterdimensionen wurden durch Anwendung eines Optimierungsalgorithmuses (siehe Abb. 3.23)

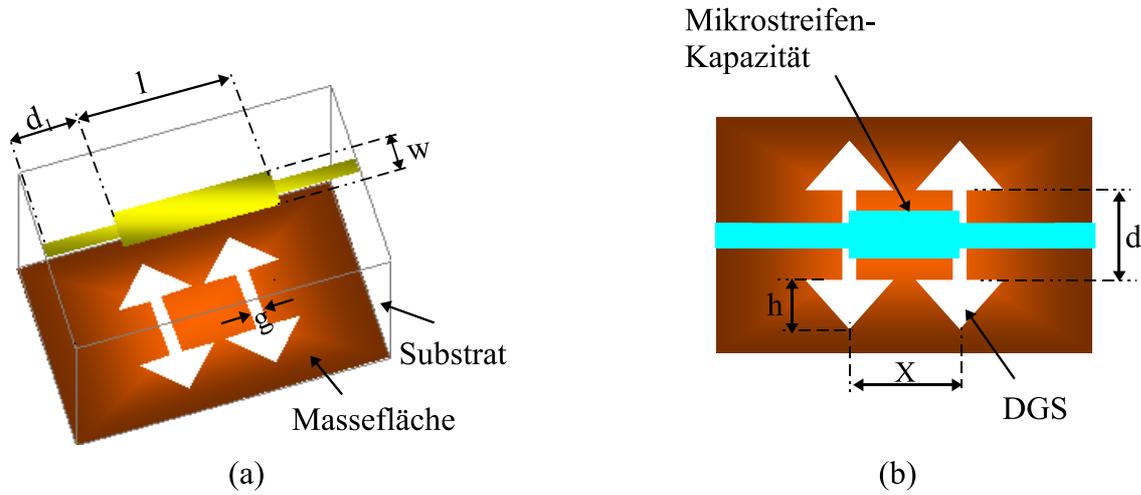


Abbildung 4.13: (a) 3D-Ansicht des simulierten Pfeilkopf-DGS-LPFs. (b) 2D-Ansicht des Filters

wie folgt dargestellt: $h = 5,2 \text{ mm}$, $d = 16,9 \text{ mm}$, $g = 600 \mu\text{m}$ und $X = 11,2 \text{ mm}$. Die Werte der konzentrierten Bauelemente der Äquivalentschaltung wurden zuerst nach Gl. (4.27) und Gl. (4.28) berechnet und dann mithilfe der Simulationssoftware MWO optimiert, um eine Übereinstimmung zwischen EM-Simulationen und Ersatzschaltbild zu erzielen. Abb. 4.14 stellt das Ersatzschaltbild des Filters dar.

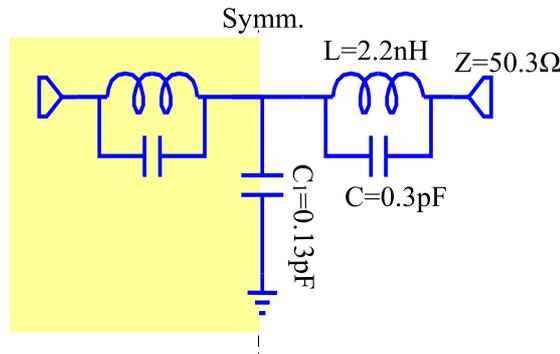


Abbildung 4.14: Ersatzschaltbild des Pfeilkopf-DGS-LPF

$$C = \frac{5f_c}{Z_0\pi [f_0^2 - f_c^2]} \text{ pF} \text{ und } L = \frac{250}{C (\pi f_0)^2} \text{ nH} \quad (4.27)$$

Für den Frequenzbereich $f < f_0$ verhält sich das DGS-Element induktiv. Der Wert der Ersatzinduktivität L_{eq} für diesen Frequenzbereich errechnet sich zu

$$L_{eq} = \frac{L}{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]}, \quad (4.28)$$

- **EM-Feldverteilung des Filters**

Um die Gültigkeit des elektrischen Ersatzschaltbilds des Filters zu überprüfen, wird die Stromverteilung auf dieser Struktur untersucht (siehe Abb. 4.15). Diese Verteilung demonstriert deutlich, dass die Leistung bei einer Frequenz $f_1 = 1$ GHz durch die Struktur dämpfungslos übertragen wird (siehe Abb. 4.15 (a)), während bei Polfrequenz $f_0 = 2,5$ GHz völlig gesperrt wird. Was bedeutet, dass die komplette Energie reflektiert wird, wie in Abb. 4.15 (b) veranschaulicht ist. Diese physikalischen Erscheinungen stimmen sehr gut mit dem Frequenzverhalten des Ersatzschaltbildes überein.

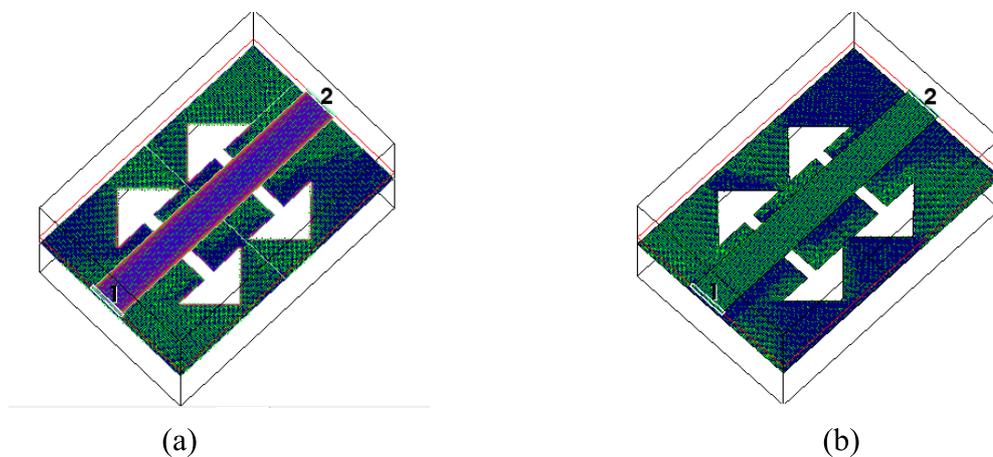
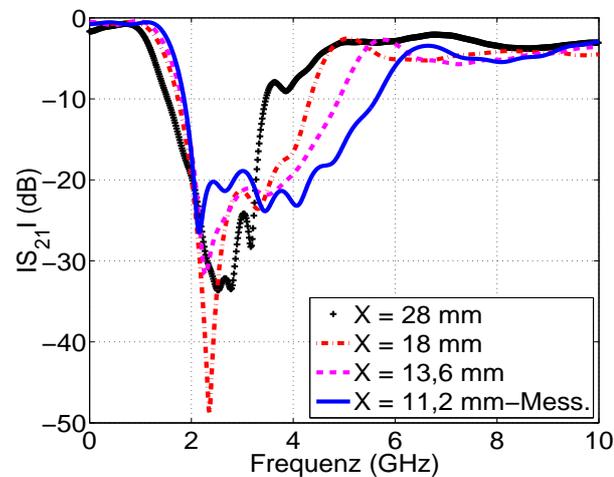


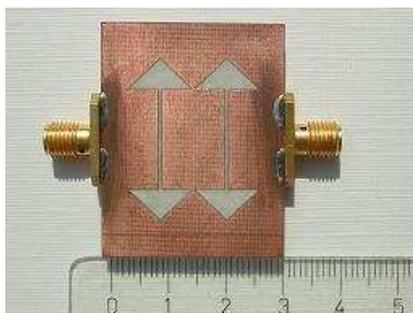
Abbildung 4.15: Elektromagnetische Feldlinienverteilung: (a) $f = 1$ GHz, (b) $f = f_0 = 2,5$ GHz

- **Simulations- und Messergebnisse**

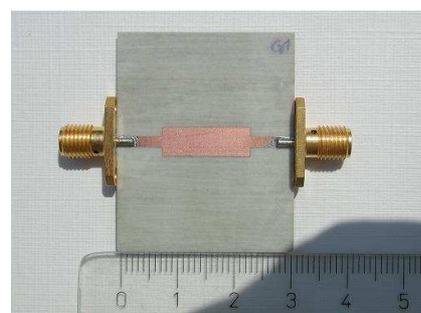
Um den Einfluss des Abstandes X zwischen den beiden DGS-Resonatoren auf das Frequenzverhalten des Filters zu untersuchen, wurden drei Versuche mit verschiedenen X -Werten durchgeführt (siehe Abb. 4.16). Die durchgeführten Versuche zeigen, dass die 3-dB-Grenz- und die Übertragungsnullstelle (Polfrequenz) leicht abhängig von dem Abstand X sind. Die Erhöhung des Abstandes d führt zu einer leichten Verschiebung der Übertragungsnullstelle bzw. der Polfrequenz f_0 . Die Transmissionsverläufe S_{21} zeigen jeweils geringe Einfügungsdämpfung im Durchlassbereich, eine gute Flankensteilheit im Übergang zum Sperrbereich und eine gute Unterdrückung im Sperrbereich. Es lässt sich feststellen, dass eine präzise Einstellbarkeit der Polfrequenz durch den Trennabstand durchgeführt werden kann. Abb. 4.17 zeigt das gefertigte DGS-Mikrostreifenfilter 3. Ordnung, wobei $X = 1,12$ cm gewählt wurde. Die gesamte Struktur besitzt eine Fläche von $30 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$. Das benutzte Metall hat eine elektrische Leitfähigkeit (Konduktivität) von $58,0 \times 10^6 \text{ Sm}^{-1}$ und eine Dicke von $35 \text{ }\mu\text{m}$. In Abb. 4.16 sind die Simulationskurven für die Abstände X von 11,2 mm bis 28 mm und die Messkurve für $X = 11,2$ mm dargestellt und miteinander

Abbildung 4.16: Simulationsvergleich des S_{12} -Parameter des Hi-Lo-Filters

verglichen. Die gefertigte Struktur hat eine Grenzfrequenz von 1,3 GHz und eine Polfrequenz von 2,2 GHz. In dieser Konfiguration lässt sich zwischen 1,9 GHz und 4 GHz eine Sperrdämpfung von mehr als 20 dB und zwischen DC und Grenzfrequenz eine geringe Einfügungsdämpfung von etwa 0,9 dB erzielen. Je dichter die DGS-Resonatoren zueinander liegen, desto größer ist die elektromagnetische Kopplung (bis zu einem gewissen Grad), was zu einer Verbesserung der Sperrband im Sperrbereich führt.



(a)



(b)

Abbildung 4.17: Fotografie: (a) untere Schicht (Bottom) der Pfeilkopf-Struktur, (b) obere Schicht (Top) des Filters

► Rundkopf-DGS-TPF

Wie im Abschnitt 3.1.4 gezeigt wurde, hat die Form des DGS-Kopfs einen Einfluss auf die Struktureigenschaften. Jede Form kann den elektromagnetischen und den Slow-Wave-Effekt anders beeinflussen, was zu einer Verbesserung oder Verschlechterung im Übergangs- und Sperrbereich führt. In diesem zweiten Versuch wurde statt eines

Pfeilkopf-DGS (Arrowhead) ein Rundkopf-DGS (Dumbbell head) als DGS-Resonator für das TPF verwendet. Dieser Filterentwurf besteht aus zwei gekoppelten DGS-Einheiten, die voneinander durch einen Abstand $X = 11,2$ mm getrennt sind. Dieser Abstand wurde durch experimentelle Versuche bestimmt. Abb. 4.18 zeigt die 3D- und 2D-Modell-Ansicht des Filteraufbaus der Struktur.

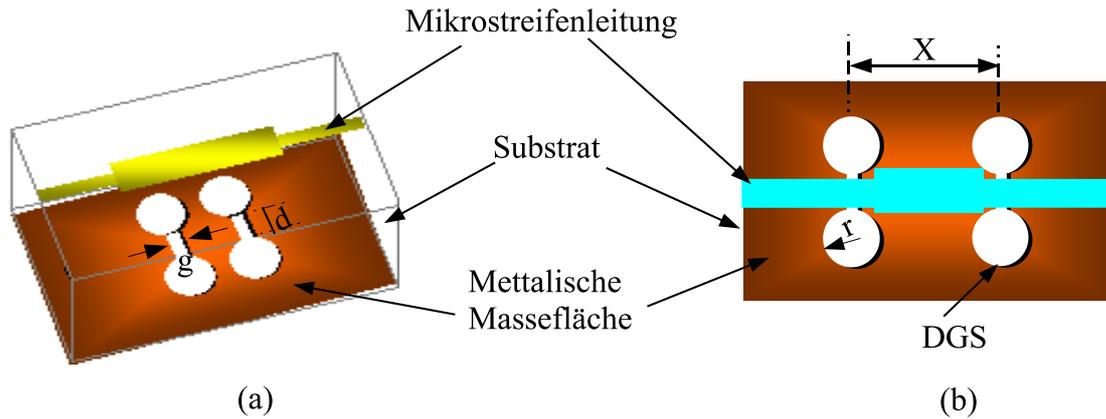


Abbildung 4.18: (a) 3D-Ansicht des simulierten Dumbbell-DGS-LPFs. (b) Aufbau der Dumbbell-DGS-LPFs

Das DGS-Tiefpassfilter besteht aus zwei kaskadierten Rundkopf-DGS (Resonatoren). Die gleichen kaskadierten Strukturen wurden in die Grundmetallisierung des Mikrostreifenleiters eingebracht. Die Filterstruktur wurde für ein RO4003-Substrat mit den gleichen Eigenschaften wie bei den vorangegangenen Versuchen entworfen und auf einem solchen hergestellt. Auf der oberen Seite des Substrates befindet sich eine Ausgleichs-Mikrostreifenkapazität und ein 50Ω -Mikrostreifenleiter mit den gleichen Dimensionen wie beim Pfeilkopf-TPF. Das Filter wurde für die gleichen spezifischen Eigenschaften wie der Hi-Lo-LPF bzw. der Pfeilkopf-TPF entworfen. Abb. 4.19 (a) vergleicht drei S_{21} -Ergebnisse für verschiedene Abstände X und zeigt, dass der Abstand zwischen den Resonatoren einen Einfluss auf die Sperrbandeigenschaften der Struktur hat. Mit Hilfe des Optimierungsalgorithmuses (siehe Abb. 3.23), wurden alle Filtersdimensionen wie folgt dargestellt: $r = 3$ mm, $d = 16,9$ mm, $g = 600 \mu\text{m}$ und $X = 11,2$ mm. [57].

• Simulations- und Messergebnisse

Für den gleichen Zweck wie in den vorangegangenen Versuche, wurden drei Simulationen mit verschiedenen X -Werten durchgeführt (siehe Abb. 4.19 (a)). Die drei Transmissionsverläufe sowie das entsprechende Eratzschaltbild wurden in Abb. 4.19 (b) dargestellt. Die Ergebnisse zeigen, dass die Grenzfrequenz stark von dem Abstand X abhängig ist, während die Polfrequenz fast unbeeinflusst blieb. Die simulierten Ergebnisse zeigen das gleiche Frequenzverhalten wie bei der Pfeilkopf-Struktur mit dem Unterschied, dass die Unterdrückung des Sperrbands besser als vorher ist. Abb. 4.20

zeigt das hergestellte DGS-Mikrostreifenfilter 3. Ordnung. Die gesamte Struktur besitzt eine Fläche von $(0,31 \lambda_g \times 0,23 \lambda_g)$, wobei $\lambda_g = 130 \text{ mm}$. Die Messergebnisse für den Abstand $X = 11,2 \text{ mm}$ wurden in Abb. 4.19 (a) dargestellt und mit den entsprechenden Simulationsergebnissen verglichen. Anhand der Simulationsergebnisse bei $X = 11,2 \text{ mm}$ wurde gezeigt, dass die Rundkopf-Struktur mit der Grenzfrequenz von $1,2 \text{ GHz}$ und der Polfrequenz von $2,4 \text{ GHz}$ gegenüber der Pfeilkopf-Struktur einen gleich geringen Durchlassverlust ($|S_{21}| = 0,5 \text{ dB}$) aber ein schmales Sperrband von weniger als 2 GHz mit Einfügungsdämpfung von mindestens -20 dB besitzt. Die Ursache dieser Verschlechterung beruht auf dem Strahlungsverlust der runden Form des DGS-Elements. Je mehr der Flächenraum zwischen den benachbarten DGS-Köpfen konvergiert, desto effektiver wird die Energienutzung des Filters.

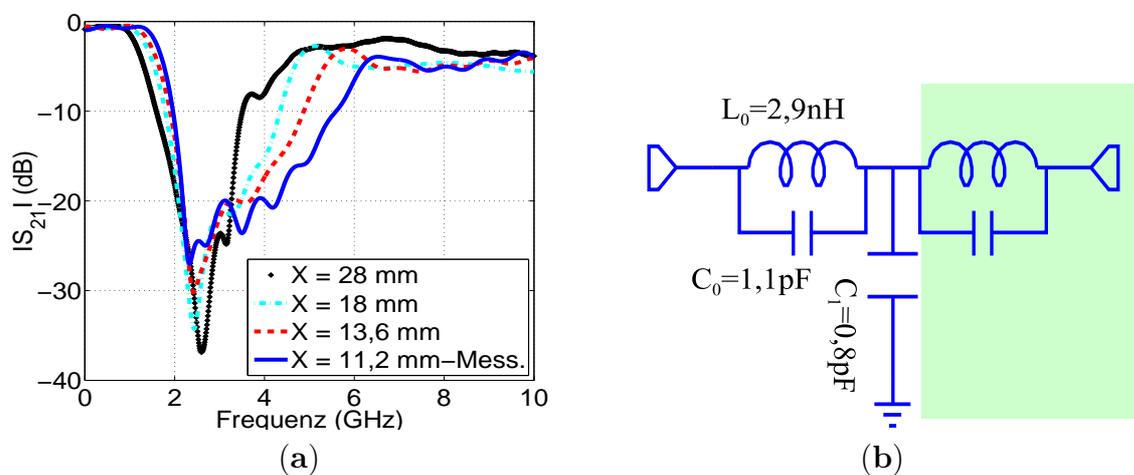
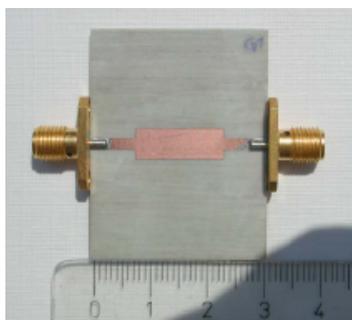
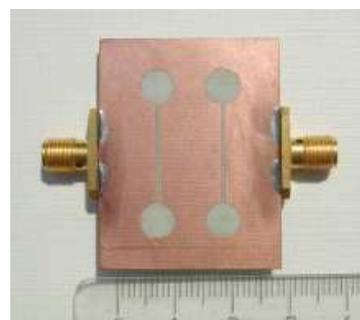


Abbildung 4.19: (a) Mess- und Simulationsergebnisse der S_{12} -Parameter des Hi-Lo-Filters, (b) Ersatzschaltbild des Rundkopf-DGS-Filters



(a)



(b)

Abbildung 4.20: Fotografie: (a) Untere Schicht (Bottom Layer) der Filterstruktur, (b) Obere Schicht (Top Layer) des Rundkopf-DGS-Filters

► Quadratkopf-DGS-TPF

In diesem letzten Versuch wird eine DGS mit quadratischer Kopfform verwendet. Abb. 4.21 stellt die 3D- und 2D-Ansicht des schematischen Aufbaus des Filters dar. Es wurden drei verschiedene Versuche durchgeführt, wobei X drei verschiedene Werte annahm. Die Ergebnisse wurden in Abb. 4.22 (b) aufgeführt.

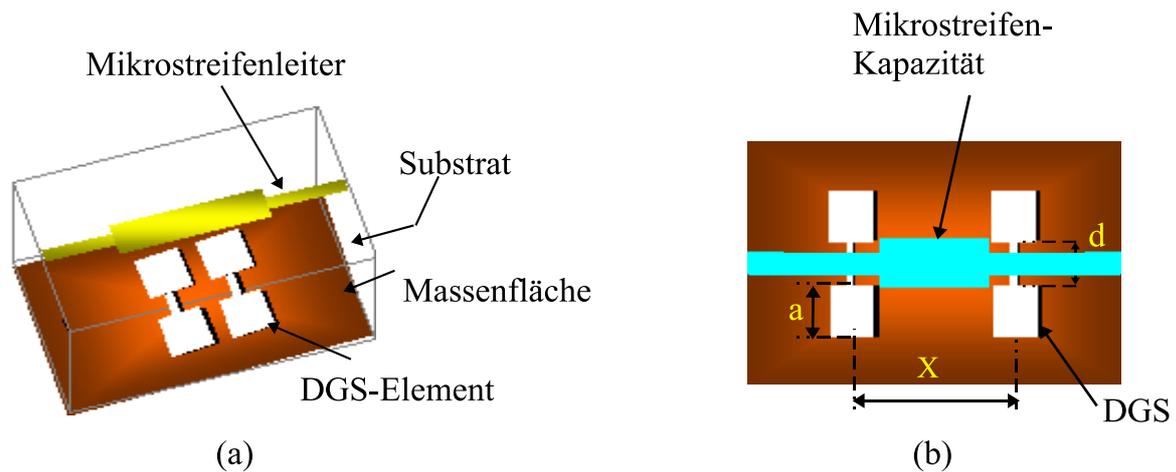


Abbildung 4.21: (a) 3D-Ansicht des simulierten Quadratkopf-DGS-LPFs. (b) Aufbau des Quadratkopf-DGS-LPFs

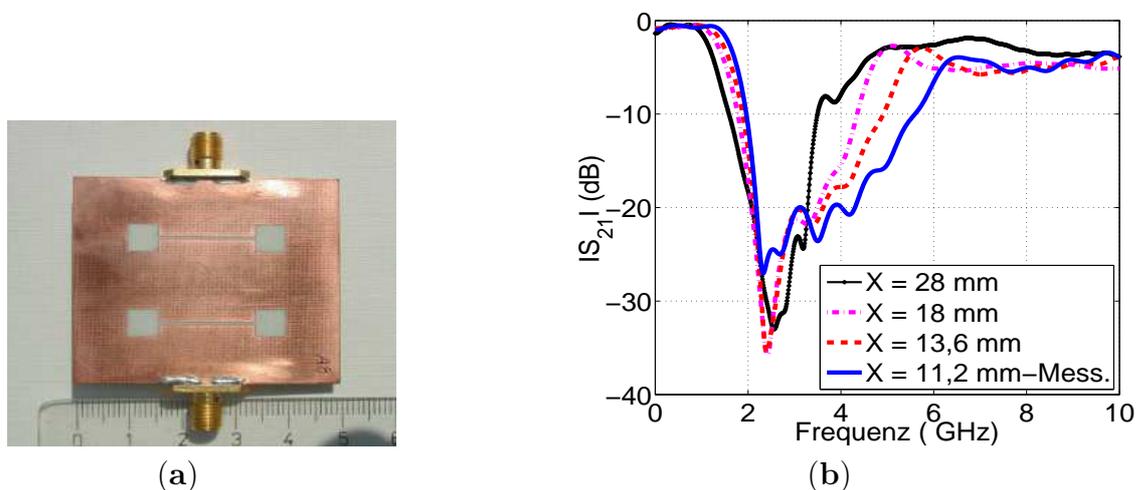


Abbildung 4.22: (a) Fotografie des hergestellten Quadratkopf-DGS-TPFs, (b) Messungen der S_{12} -Parameter des Hi-Lo-Filters

Es wurde ein ähnliches Filterverhalten wie bei dem Rundkopf-DGS-Filter auch hier beobachtet. Für $X = 11,2$ mm wurde das Filter hergestellt (siehe Abb. 4.22 (a)) und

im Labor des Lehrstuhls (IESK) mit Hilfe eines Netzwerkanalysators HP8719D gemessen. Eine gute Übereinstimmung zwischen Mess- und Simulationen wurde in Abb. 4.22 (b) gezeigt. Die benötigte Filterfläche beträgt circa $30 \text{ mm} \times 40 \text{ mm}$. Die typischen Merkmale (Frequenzgang) dieses Filters weichen sehr wenig von denen des Rundkopf-DGS-Filters ab.

► Vergleich der Messergebnisse der verschiedenen Strukturen

Die Versuche, die bisher durchgeführt wurden, hatten das Ziel den Einfluss der Kopfgröße und des Abstandes X auf die Filtereigenschaften zu untersuchen und zu analysieren, um die gewonnenen Informationen später in anderen Strukturen anzuwenden. Im Folgenden wird der Einfluss der DGS-Kopfabmessungen und danach der DGS-Kopfform auf das Frequenzverhalten untersucht. Abb. 4.23 vergleicht die Kompaktheitseigenschaft zwischen gefertigten Hi-Lo-Tiefpassfiltern mit und ohne DGS-Methode. Ein Vergleich der Messergebnisse von zwei gefertigten Filterstrukturen mit Rundkopf (Dumbbell-head) mit verschiedenen Durchmessern wurde in Abb. 4.24 dargestellt (der Durchmesser des einen ist dreimal so groß wie der des anderen). Die beiden Filter wurden auf RO4003-Substrat unter gleichen Bedingungen wie in den vorherigen Versuchen simuliert und getestet. Die Struktur mit $r = 1,5 \text{ mm}$ zeigt eine Grenzfrequenz von 2,2 GHz, eine Resonanzfrequenz von 3,7 GHz und ein Frequenzverhältnis (engl.: sharpness factor) $f_0/f_c = 1,68$. Die andere Struktur mit $r = 4,5 \text{ mm}$ hat dagegen, eine Grenzfrequenz von 1,7 GHz, eine Polfrequenz (Dämpfungspol im Sperrbereich) von 2,2 GHz und einen Verhältnissfaktor von $f_0/f_c = 1,29$. Daraus kann gefolgert werden, dass die Kopfgröße der DGS (Induktivität) eine Wirkung auf die Filtereigenschaften hat. Je größer der Durchmesser r ist, desto kleiner wird die Polfrequenz, desto steiler wird der Übergangsbereich des Filters (und umgekehrt).

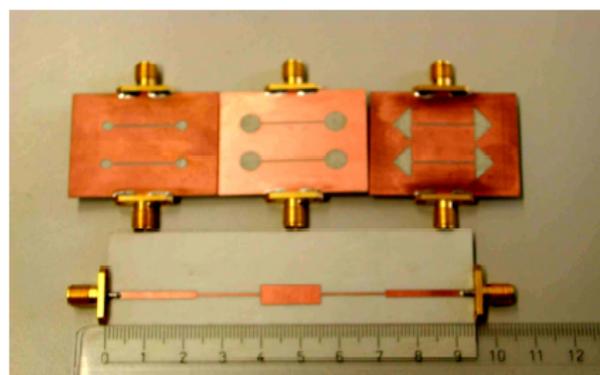


Abbildung 4.23: Fotografie des hergestellten konventionellen Hi-Lo-TPFs und DGS-TPFs

Nun wurden, um den Einfluss der DGS-Form auf das Filterverhalten zu untersuchen, die Messergebnisse der hergestellten Rundkopf- und Pfeilkopf-Struktur gemessen und

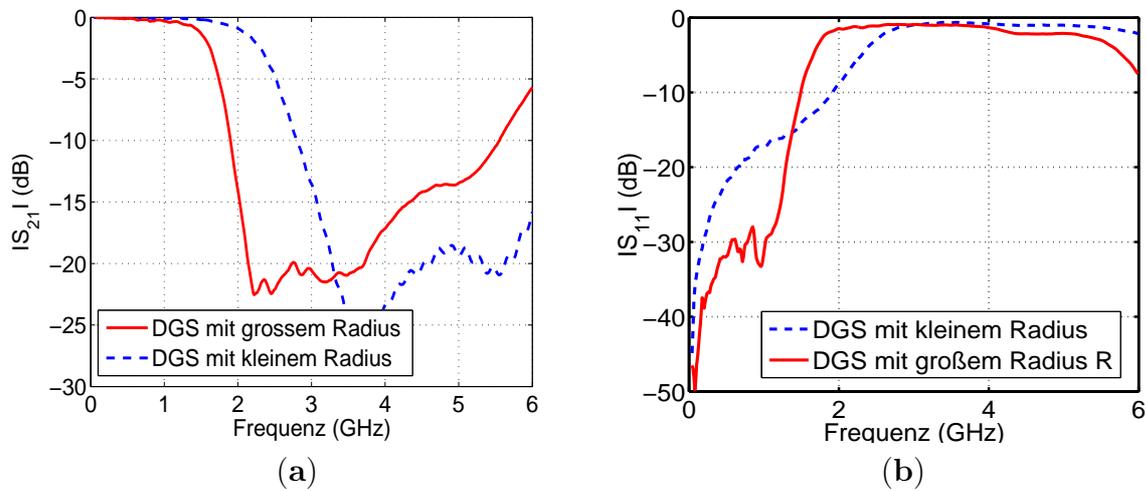


Abbildung 4.24: (a) Vergleich zwischen den S_{12} -Parametern des Rundkopf-DGS-Filters, (b) Vergleich zwischen den S_{11} -Parametern des Rundkopf-DGS-Filters

miteinander verglichen (siehe Abb. 4.25). Die Dimensionen der beiden Strukturen sind gleich gewählt. Die Pfeilkopf- sowie Rundkopffläche beträgt jeweils $F = 28,27 \text{ mm}^2$. Abb. 4.23 zeigt die Fotos der gefertigten Filter. Die Ergebnisse stimmen im Durchlassbereich gut miteinander überein mit einer kleinen Abweichung in der Umgebung der Grenzfrequenz.

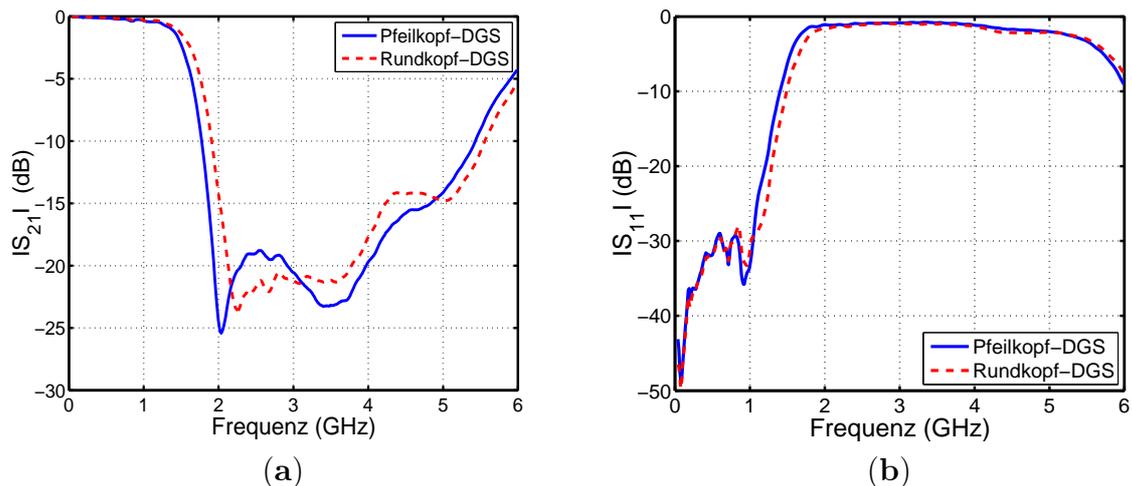


Abbildung 4.25: Messungen der (a) S_{12} -Parameter und (b) S_{11} -Parameter des Pfeilkopf- und des Rundkopf-DGS-Filters

Für das Pfeilkopf-DGS-Filter beträgt die Grenzfrequenz 1,55 GHz und die Polfrequenz 2,04 GHz, während diese Werte für das Rundkopf-DGS-Filter 1,57 GHz und 2,36 GHz betragen. Der Übergangsbereich des Pfeilkopf-DGS-Filters ($f_0/f_c = 1,32$) ist steiler

als beim Rundkopf-DGS-Filter ($f_0/f_c = 1,5$). Das Sperrband der Pfeilkopf-Struktur wurde deswegen um bis zu 25% gegenüber der Rundkopf-Struktur verbessert. Anhand der durchgeführten Simulationen und Messungen lässt sich feststellen, dass die DGS-Form einen Einfluss auf die EM-Energie und dem Slow-Wave-Effekt und damit auf die gesamten Eigenschaften der Struktur hat. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass die DGS-Filter viel kompakter sind als konventionelle Filter.

► Ergebnisse und Fazit

Abb. 4.23 stellt die vier hergestellten (drei DGS-Filter und ein Hi-Lo-Filter) Filter dar. Es ist deutlich zu sehen, dass die gesamte Fläche des DGS-Filters gerade ein Drittel der Hi-Lo-Filterfläche einnimmt. Um das Frequenzverhalten der beiden Filtertypen zu vergleichen, wurden die beiden entsprechenden Messergebnisse in Abb. 4.26 dargestellt. Die beiden Resultate stimmen sehr gut miteinander im Durchlassbereich überein. Der Übergangsbereich der DGS-Filter ist viel steiler als der des Hi-Lo-Filter. Anhand der in Abb. 4.26 ersichtlichen Ergebnisse wird ganz deutlich aufgezeigt, dass die DGS-Struktur ein breites Sperrband von 2 GHz bis 4 GHz mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB hat, während die Hi-Lo-Struktur nur ein 1 GHz-Sperrband mit einer Sperrdämpfung von 12 dB hat [57].

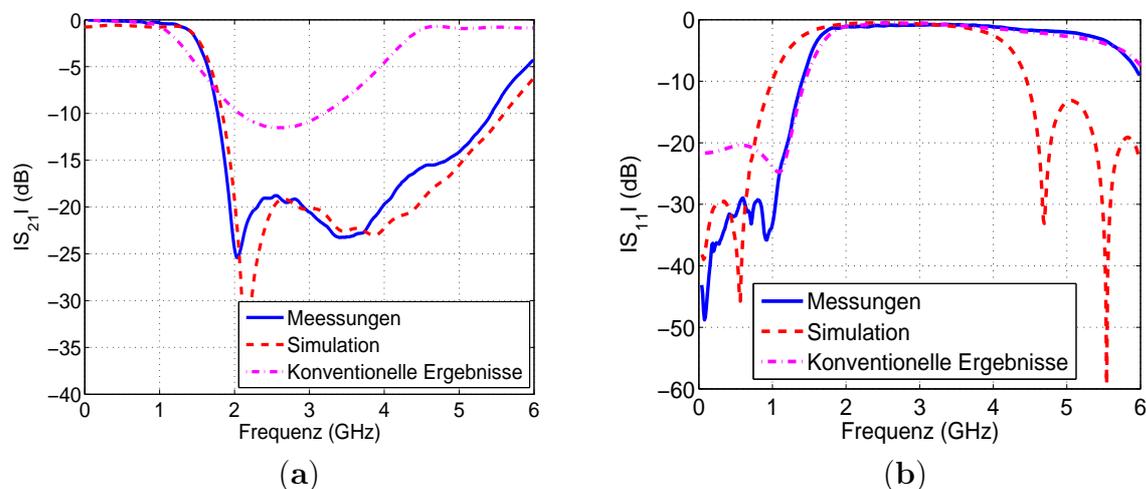


Abbildung 4.26: Vergleich der S -Parameter der DGS- und Hi-Lo-Struktur

4.2.2 Design und Entwicklung der DGS-TPF mittels der Kaskadierungsmethode

Die Unterdrückung der unerwünschten Oberwelle im Sperrbereich bleibt eine der wichtigsten Eigenschaften des Tiefpassfilters. Mehrere Versuche wurden durchgeführt um das Ziel zu realisieren. Bei der Kaskadierungsmethode werden mehrere Resonatoren hintereinander geschaltet, mit dem Zweck, die Filterantwort im Sperrbereich

zu verbessern. Der Nachteil dabei ist, dass je größer die Anzahl der Resonatoren ist, desto höher ist der Verlust und desto größer wird die Fläche der Struktur. In diesem Abschnitt wird versucht, diese Nachteile zu beseitigen, indem man DGS-Technik und nicht identische Resonatoren verwendet. Zusätzlich wird eine empirische Methode entwickelt und angewendet [127, 128], um die Filterverbesserung systematisch zu erzielen.

► Frequenzeigenschaften des π -Pfeilkopf-DGS-Elements

Abb. 4.27 (a) stellt die 3D-Ansicht des π -Pfeilkopf-DGS-Elements (Pfeilkopf um 180° gedreht) dar. Der $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter hat eine Breite von $1,9\ \text{mm}$ und befindet sich auf der oberen Schicht der Struktur.

Die DGS-Einheit ist aus der metallischen Massenfläche gefräst. Für alle Simulationen und Herstellung wurde ein RO4003-Substrat mit $\varepsilon_r = 3,38$ und einer Dicke von $h = 0,813\ \text{mm}$ verwendet. Die Simulationen werden mit Hilfe der MWO-Software durchgeführt. Wie im Abschnitt 3.1.4 gezeigt wurde, entspricht der DGS-Resonator einem Parallel-LC-Resonator, wobei die Kopffläche $F = a^2\sqrt{3}/4$ der Induktivität und der Schlitz mit Breite $g = 600\ \mu\text{m}$ und Länge $l = w$ der Kapazität entspricht. Um die Eigenschaften der DGS-Einheit zu untersuchen, werden g und l konstant gehalten, während die Fläche sich ständig ändert. Wie erwartet, hat die Flächenänderung einen starken Einfluss auf die Resonanz- und die Grenzfrequenz (siehe Abb. 4.27 (b)). Der Vorteil des π -Pfeilkopf-Elements ist, dass der Transmissions- sowie der Reflexionsverlauf einen guten Steilheitsgrad gegenüber denen des Pfeilkopf-Elements [115, 117, 128] haben.

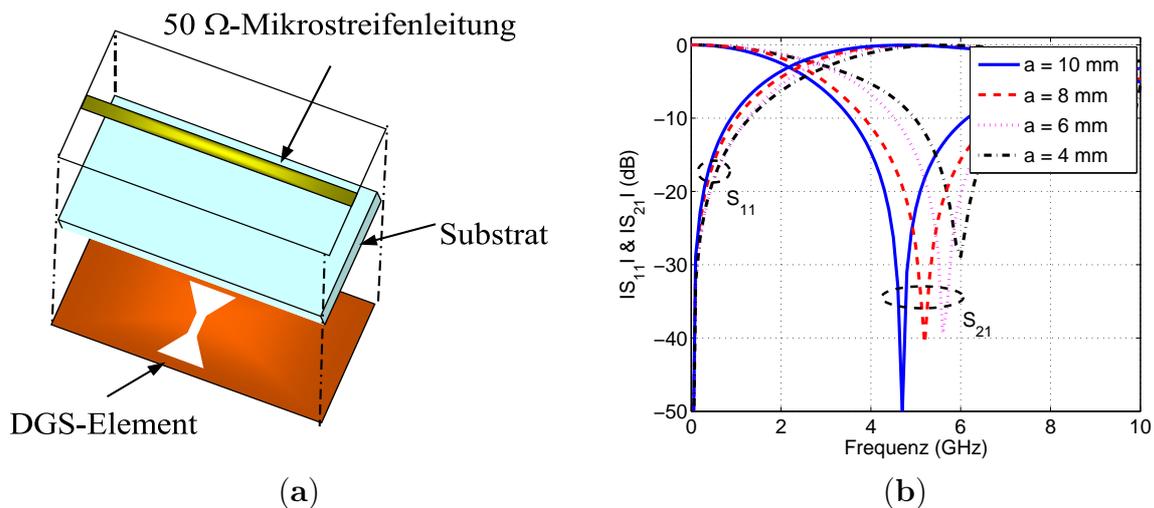


Abbildung 4.27: (a) 3D-Ansicht der Pfeilkopf-Struktur, (b) Simulationsergebnisse des DGS-Einheitselements

► Vergleich von Pfeilkopf-DGS- und π -Pfeilkopf-DGS-TPF

Der untersuchte kaskadierte Pfeilkopf-TPF (siehe Abb. 4.28 (a)) besteht aus drei gleichen hintereinander geschalteten DGS-Resonatoren. Die Kupfer-Mikrostreifenleiter haben eine Dicke von $35 \mu\text{m}$ und eine Konduktivität von $58,0 \times 10^6 \text{ S/m}$. Der π -Pfeilkopf-Filter ist in derselben Weise wie der Pfeilkopf-Filter aufgebracht mit dem Unterschied, dass die Resonatorköpfe um 180° um ihren Mittelpunkt gedreht sind (Abb. 4.28 (b)).

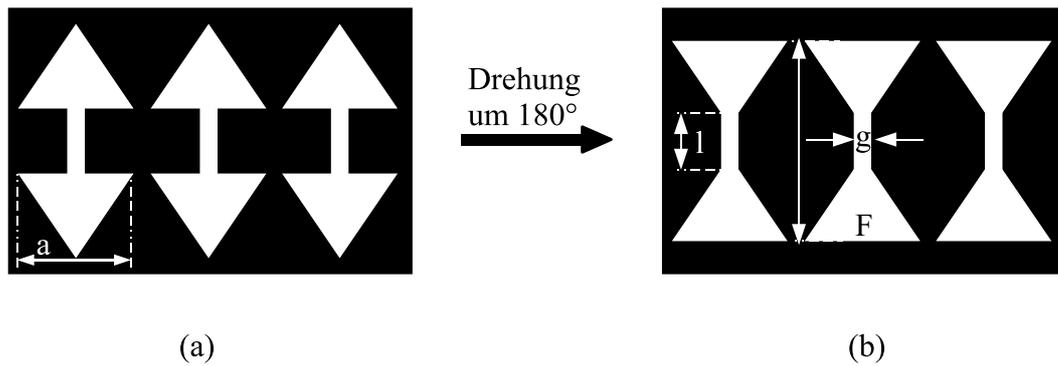


Abbildung 4.28: (a) Aufbau des Pfeilkopf-DGS-TPFs, (b) Aufbau des π -Pfeilkopf-DGS-TPFs (*Struktur 1*)

Basiert auf unseren Veröffentlichten Artikeln [117, 128], wurde schlussfolgern, dass die neue Struktur vorteilhafter als die konventionelle ist. Ein deutliche Verbesserung wurde im Sperrbereich gezeigt. Deshalb wird die π -Pfeilkopf-DGS als Alternative weiterhin benutzt, um Filterstrukturen mit besseren Eigenschaften zu erzielen.

► Anwendung der Mikrostreifen-Kapazität

Das neue Filter hat einen steilen Übergangsbereich und ein breites Sperrband von 7 GHz bis 12 GHz mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB im Sperrbereich. Das Problem des großen Verlustes im Durchlassbereich bleibt jedoch bestehen. Der Reflexionsverlauf in Durchlassbereich ($[\text{DC} - 5,5 \text{ GHz}]$) hat eine minimale Rückflussdämpfung von -5 dB. Daraus resultiert eine Welligkeit mit maximaler Betriebsdämpfung $A_c = 1,2 \text{ dB}$. Der Verlust im Durchlassbereich (Einfügungsdämpfung) wurde aufgrund einer Fehlanpassung verursacht. Um dieses Problem zu beseitigen, werden Mikrostreifenkapazitäten als Ausgleichselemente auf die obere Schicht aufgebracht (Abb. 4.29 (a)). In Abb. 4.29 (b) ist tatsächlich eine Verbesserung der Anpassung zu erkennen. Dabei lässt sich diese Topologie zwischen DC und Grenzfrequenz eine Rückflussdämpfung von mehr als 20 dB erzielen. Die Abmessungen der Mikrostreifenkapazität wurden nach Gl. (2.73) bis Gl. (2.79) und Gl. (4.19) bis Gl. (4.24) oder einfach mit Hilfe von TX-Line berechnet. Die Filterabmessungen sind wie folgt aufgeführt: $a = 2 \text{ mm}$, $b = 5 \text{ mm}$, $c = 7 \text{ mm}$, $d = 5 \text{ mm}$, $w = 1,92 \text{ mm}$ und $s = 0,5 \text{ mm}$. Die gesamte Fläche der entworfenen Filterstruktur beträgt ca. $(25 \times 15) \text{ mm}^2$.

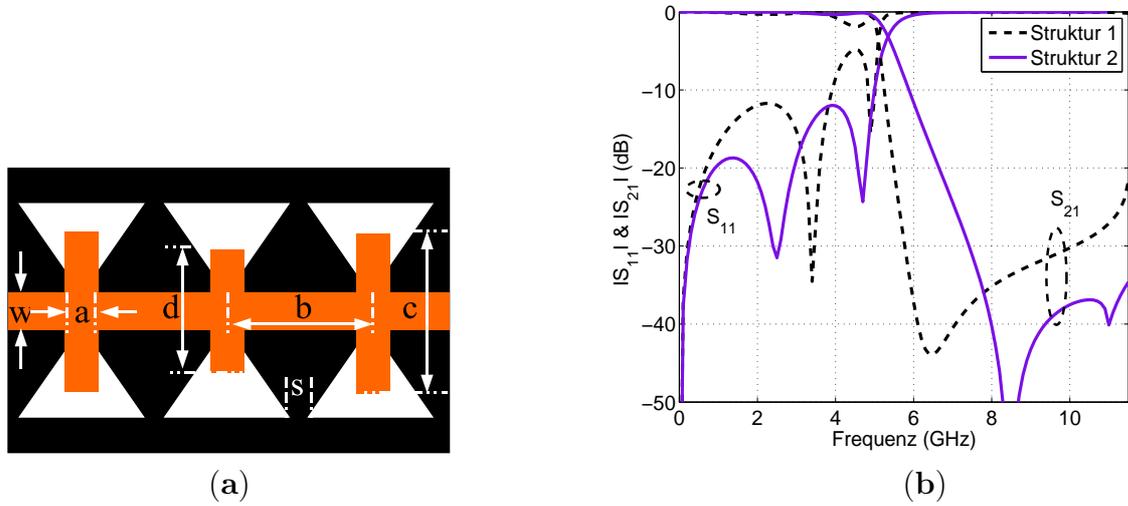


Abbildung 4.29: (a) 3D-Ansicht der π -Pfeilkopf-DGS-Struktur (*Struktur 2*), (b) Vergleich der Simulationsergebnisse von Struktur 1 und 2

► Anwendung der empirischen Methode

Um die Filter weiter zu verbessern, wird die letzte Struktur verändert, indem die gleichflächigen Pfeilkopf-DGS durch π -Pfeilkopf-DGS mit unterschiedlichem Flächeninhalt ersetzt werden (siehe Abb. 4.30 (a) und (b)). Die Veränderung der Fläche erfolgt proportional zur relativen Amplituden-Verteilung der logarithmischen Funktion $[\ln(10)]^{\frac{1}{n}}$ bzw. zur experimentellen Zahl $[2, 3]^{\frac{1}{n}}$. So werden die Flächen wie folgt berechnet:

$$[2, 3]^{\frac{1}{1}} \dots [2, 3]^{\frac{1}{n-1}} [2, 3]^{\frac{1}{n}} [2, 3]^{\frac{1}{n-1}} \dots [2, 3]^{\frac{1}{1}} \quad (4.29)$$

Der Zahl n ist gleich der Anzahl der Resonatoren $m-1$. Für den verwendeten TPF mit drei DGS ist $m = 3$ und $n = 2$ und die relativen Amplituden werden folgendermaßen berechnet:

$$[2, 3]^1 = 2,302; [2, 3]^{\frac{1}{2}} = 1,517; [2, 3]^{\frac{1}{1}} = 2,302 \quad (4.30)$$

Aus dem Vergleich der entsprechenden Verhältnisse resultieren die folgenden optimalen Kopfflächen (in mm^2):

$$\text{Für } m = 3 \implies F_1 = 9; F_0 = 6; F_1 = 9 \quad (4.31)$$

$$\text{Für } m = 5 \implies \dots F_0 = 6; F_1 = 9; F_2 = 12 \quad (4.32)$$

$$\text{Für } m = 7 \implies \dots F_0 = 6; F_1 = 9; F_2 = 12; F_3 = 15 \quad (4.33)$$

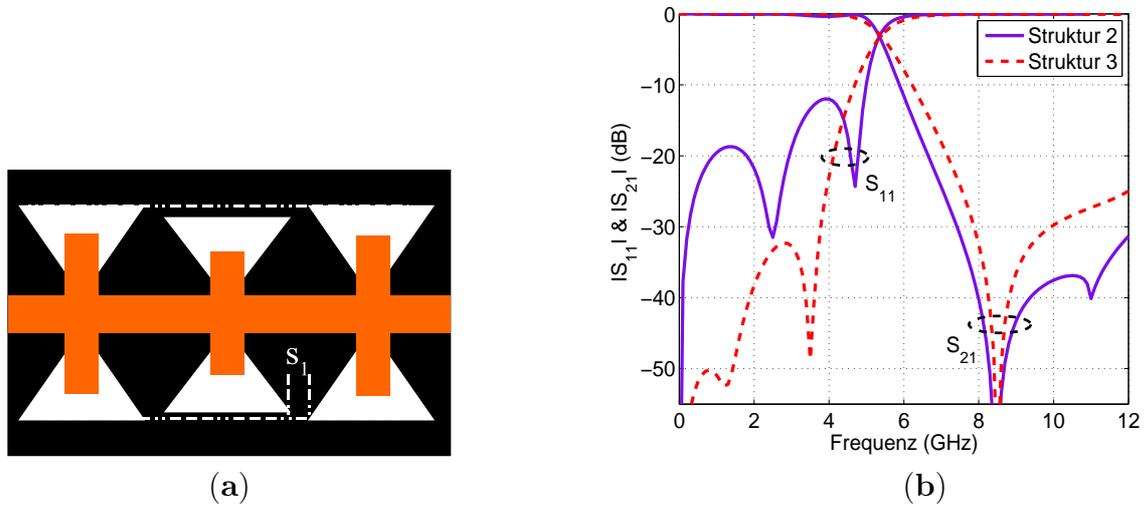


Abbildung 4.30: (a) 3D-Ansicht der π -Pfeilkopf-DGS-Struktur (*Struktur 3*), (b) Vergleich der Simulationsergebnisse von Struktur 2 und 3

► Anwendung der geometrischen Reihe

Die gleiche Struktur wurde simuliert, indem man die logarithmisch-approximierte Funktion (die empirische Methode, Zahl [2,3]) mit einer bestimmten geometrischen Reihe [129] einsetzt. Die Flächen (in mm^2) werden wie folgt berechnet:

$$q = \left[\frac{F_0}{5} \right], \text{ das Anfangsglied} \quad (4.34)$$

$$F_n = (q^n) F_0 \quad (4.35)$$

$$F_{n+1} = (q^{n+1}) F_0 = \left[\frac{F_0}{5} \right]^{n+1} = 5 \left[\frac{F_0}{5} \right]^{n+2} \quad (4.36)$$

$$\text{Für } m = 5 \implies \dots F_0 = 6; F_1 \simeq 8,2; F_2 \simeq 10,8 \quad (4.37)$$

$$\text{Für } m = 7 \implies \dots F_0 = 6; F_1 \simeq 8,2; F_2 \simeq 10,8; F_3 = 14,3, \quad (4.38)$$

wobei F_0 gegeben wird [128].

Die mittels der beiden experimentellen Methoden berechneten Flächen stimmen also bis zu einem gewissen Grade miteinander überein. Abb. 4.30 (a) zeigt den schematischen Aufbau der verbesserten Filterstruktur. Die Simulationsergebnisse des optimierten und des konventionellen Filters sind in Abb. 4.30 (b) zu sehen. Der S_{21} -Parameter des optimierten Filters zeigt im Durchlassbereich eine Einfügungsdämpfung von weniger als 0,6 dB und ein Sperrband von 3,6 GHz mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB.

4.2.3 Realisierung und Messergebnisse

Diese Arbeit stellt eine effektive und einfache Methode zur Verbesserung des Sperrbands im Sperrbereich und zur Verringerung der geometrischen Größe von TPF durch den Einsatz der ungleichmäßig kaskadierten DGS, die sich in der metallischen Massefläche befinden. Die Abmessungen der Pfeilkopf-Flächen wurden durch die Anwendung einer logarithmischen Verhältnismäßigkeits-Methode (Gl. (4.29) bis Gl. (4.33)) extrahiert. Um die Wirkung der benutzten Methoden zu demonstrieren, wurde ein Tiefpassfilter simuliert, optimiert, hergestellt und gemessen (siehe Abb. 4.31 (a) und (b)).

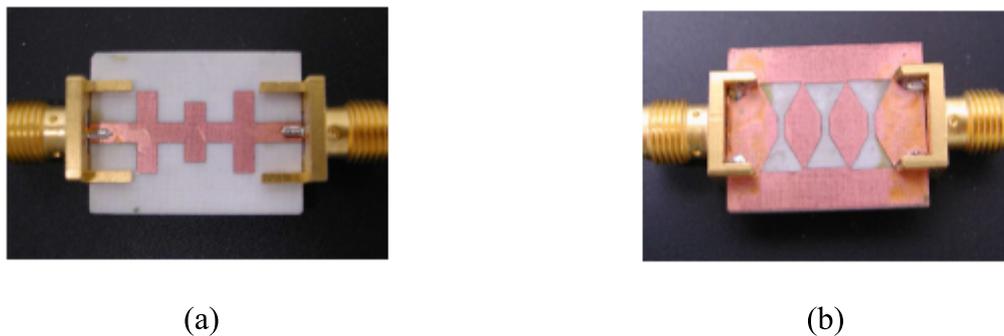


Abbildung 4.31: Foto des gefertigten π -Pfeilkopf-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

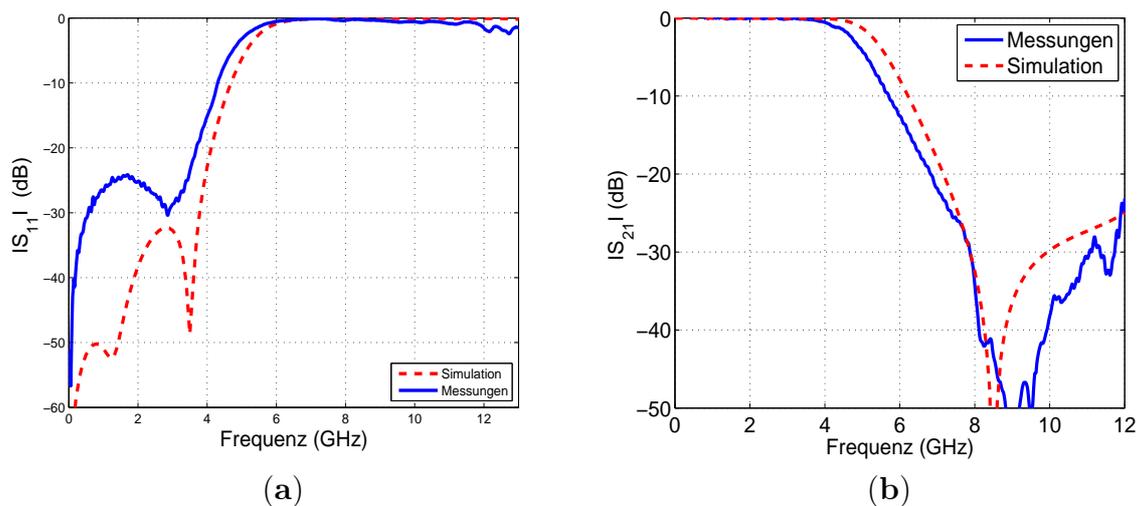


Abbildung 4.32: Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Filters: (a) Transmissionsverlauf, (b) Reflexionsverlauf

Um die Effektivität hinsichtlich einer Minimierung der Einfügungsdämpfung bzw.

Verbesserung des Sperrbands des Filters zu demonstrieren, wurde die Struktur gefertigt und getestet. Abb. 4.31 stellt die Vorder- und Rückseite des hergestellten Filters dar. Der Vergleich zwischen den simulierten und den gemessenen Ergebnissen wurde in Abb. 4.32 presentiert. Die Messungen zeigen gute Übereinstimmung mit den Simulationen. Der neue geometrische DGS-TPF ist relativ kompakt mit steilem Übergangsbereich und guter Unterdrückung der unerwunsten Harmonischen. Filter mit solchen Eigenschaften sind in modernen drahtlosen Kommunikationssystemen sowie in verschiedenen Mikrowellenbereichen sehr gefragt.

4.3 Eine Filtertopologie durch Schlitzverformung ‘‘U,, des DGS-Resonators

Bei der Modellierung des Filters mit zwei oder mehreren DGS als parallele *LC*-Schwingkreise wird der Kopplungseffekt meistens nicht berucktigt. Weil dieser Effekt einen wesentlichen Einfluss auf das Filterergebnis ausüben kann, werden in den folgenden Versuchen Filtertopologien entworfen, die den EM-Kopplungseffekt zwischen den benachbarten DGS-Elementen beachten [130].

Die Idee, die dem neu entworfenen DGS-Filter zugrunde liegt, ist, dass bei nahe zueinander liegenden DGS-Resonatoren ein zusätzlicher elektrischer Effekt wirkt statt nur ein magnetischer Effekt. Damit werden elektromagnetische Kopplungen verstärkt, was zu einer Verbesserung des Sperrbereichs sowie des Steilheitsgrads führt.

4.3.1 Aquivalentmodell des neuen DGS-Elements

Abb. 4.33 zeigt das konventionelle und das neue DGS-Element. Dieses besteht aus zwei weggefrasteten Flächen in der Grundmetallisierung (Quadratkopf-DGS), die durch einen U-Schlitz (g) verbunden sind. Auf der oberen Seite der Struktur befindet sich eine 50Ω -Mikrostreifenleiter mit einer Breite $w = 1,9$ mm, der die Filteranschlusse (Filtertore) mit den anderen Mikrostreifenkomponenten verbindet.

Das DGS-Element besteht aus zwei Köpfen mit einer Fläche von je ($5 \text{ mm} \times 5 \text{ mm}$), die durch einen $600 \mu\text{m}$ breiten Schlitz verbunden sind. Die Schlitzlänge ist gleich der Breite des Mikrostreifenleiters. Abb. 4.34 (a) und (b) stellen jeweils den DGS-Resonator und die dazu gehörigen Simulationsergebnisse dar. Die beiden Verläufe weisen eine gute Übereinstimmung auf. Die Versuche wurden mit Hilfe der Simulationssoftware MWO durchgeführt. Ein RO4003-Substrat mit einer relativen Permittivität von 3,38 und einer Dicke von 0,813 mm wurde für die Simulation und die Herstellung verwendet. Abb. 4.34 (a) stellt die DGS-Dimensionen dar, die wie folgt bestimmt sind: $a = 8$ mm, $d = 1$ mm, $l = 2$ mm, $g = 0,6$ mm und $w_0 = 1,9$ mm. Die DGS kann als Parallel-*LC*-Schwingkreis modelliert werden. Die Schaltungsparameter des Ersatzschaltbilds können aus der Simulation extrahiert werden, indem die

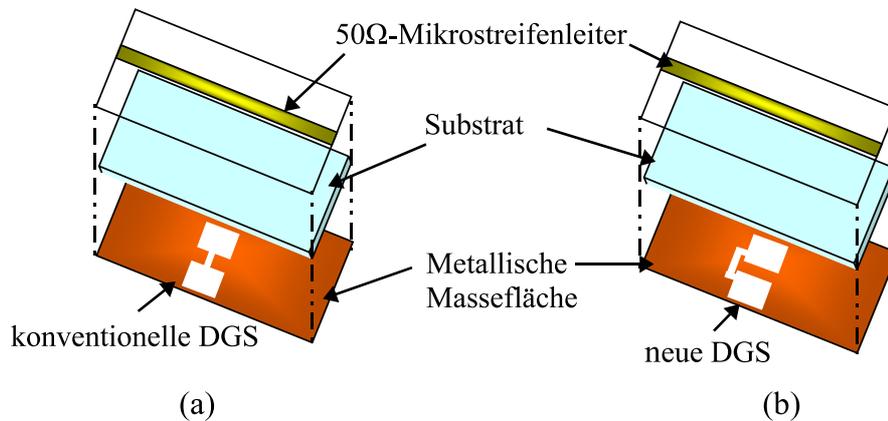


Abbildung 4.33: (a) Das konventionelle DGS-Element, (b) das vorgeschlagene DGS-Element

folgenden Gleichungen benutzt werden:

$$C = \frac{5f_c}{Z_0\pi(f_0^2 - f_c^2)} \text{ pF} \quad \text{und} \quad L = \frac{250}{C(\pi f_0)} \text{ nH} \quad (4.39)$$

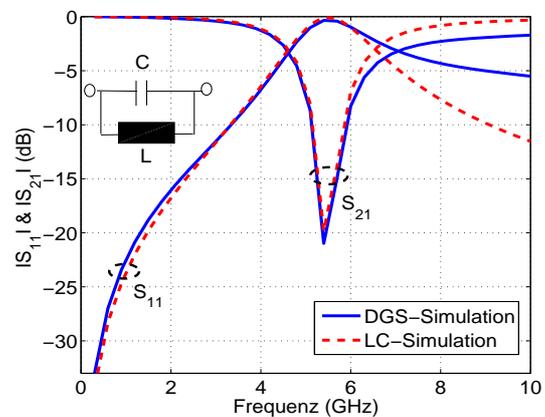
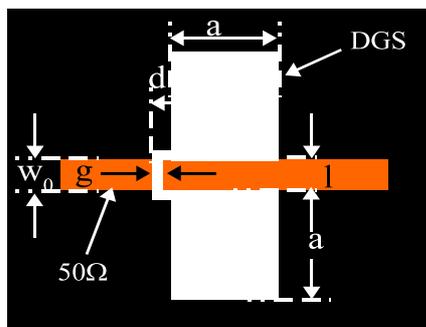


Abbildung 4.34: (a) Das neu entworfene DGS-Element, (b) Simulationsergebnisse des DGS-Elements

4.3.2 Tiefpassfilter mittels des neuen DGS-Resonators

Das im Abschnitt 4.3 beschriebene Konzept wird für ein analoges Tschebyscheff-Tiefpassfilter 3. Ordnung mit 0,5 dB Welligkeit, einer Grenzfrequenz von 1,8 GHz

und 50 Ω-Quellen- bzw. Abschlussimpedanz angewendet. Das Filter wurde für das L-Band entworfen. Die Koeffizienten g_i werden in Gl. (4.1) und Gl. (4.2) eingesetzt, um die Elementwerte des realen Filters zu berechnen. Die Filterkoeffizienten g_i können aus speziellen Tabellen [29] nachgeschlagen werden.

Die magnetische Kopplung wurde bisher selten eingesetzt, um eine bestimmte Verbesserung bei TPF zu erzielen. Dieses neue DGS-Element nutzt den Kopplungseffekt zwischen den DGS-Resonatoren, um ein breites Sperrband mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB zu erzielen und die Flankensteilheit im Übergangsbereich zu verbessern. In dieser Arbeit wurde durch mehrere Simulationen und Beobachtungen (empirische Verfahren) der optimale Koppelabstand s zwischen den beiden DGS-Resonatoren bestimmt. Im Folgenden wird dieser optimierte Abstand durch das Matlab-Programm und die Kopplungsmatrix-Methode rechnerisch definiert.

Abb. 4.35 stellt den schematischen Aufbau des konventionellen und des neuen Filters dar. Die beiden DGS-Filter wurden mit Hilfe der Mikrowellen Simulations- und Design-Software MWO aufgebaut, simuliert und verglichen.

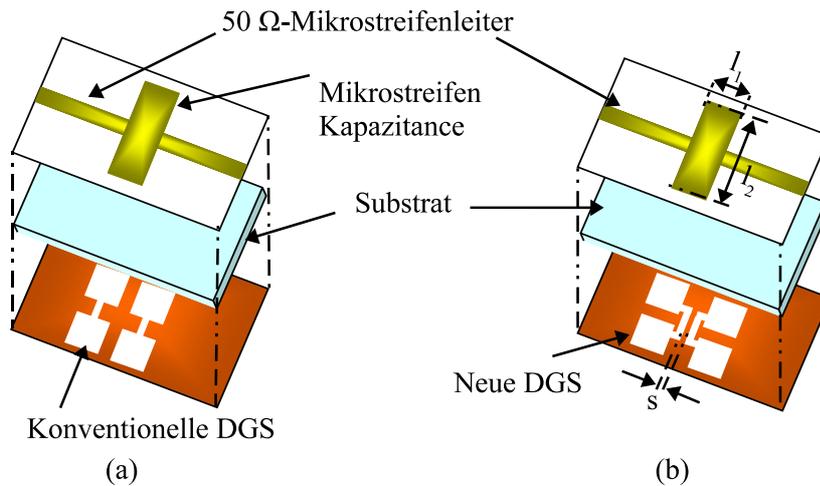


Abbildung 4.35: (a) Konventionelles DGS-Filter, (b) neu entwickelte DGS-Struktur

Basierend auf der DGS-Schaltung (als Grundstein der Struktur) und aus dem Simulationsverlauf in Abb. 4.36 (a) wurden die Elementwerte des Ersatzschaltbildes $L_1 = L_1$ zu 2,3 nH, $C_1 = C_2$ zu 0,22 pF, C_0 zu 1,2 pF und C_m zu 0,13 pF ermittelt. Abb. 4.36 (b) stellt den Simulationsvergleich der beiden Filter dar, wobei die Werte der beiden charakteristischen Frequenzen gleich geblieben sind (die Polfrequenz) $f_0 = 3$ GHz und die 3-dB-Grenzfrequenz $f_c = 1,85$ GHz). Ausgehend von den Simulationsergebnissen ist festzustellen, dass das neu entwickelte Filter eine gute Flankensteilheit im Übergang zum Sperrbereich, einen geringen Durchlassverlust und ein breiteres Sperrband (2,5 GHz bis 7 GHz) im Vergleich zum herkömmlichen TPF (2,5 GHz bis 4 GHz) hat. Bei der Platzierung der beiden verformten DGS ne-

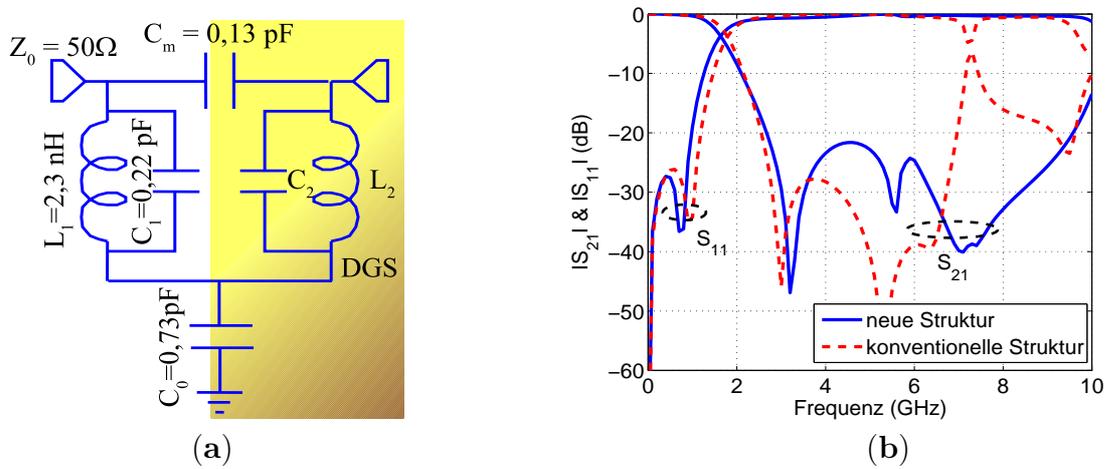


Abbildung 4.36: a) Ersatzschaltbild des neu entworfenen DGS-Filters, (b) Vergleich der EM-Simulationsergebnisse der beiden Filtermodelle

beneinander, wird eine gemischte Kopplung zwischen den beiden benachbarten Slots entwickelt, die einen geringeren Verlust im Durchlassbereich von DC bis zur Grenzfrequenz und gleichzeitig einen breiten Sperrbereich bewirkt. Der Slothead mit seiner neuen geometrischen Form verursacht eine zusätzliche elektrische Kopplung.

4.3.3 Realisierung und Messung des Tiefpassfilters

Um die Wirksamkeit dieser zusätzlichen elektrischen Kopplungseffekte zu demonstrieren und danach mit der konventionellen Filterstruktur (Abb. 4.35 (a)) zu vergleichen, wurde das DGS-Tiefpassfilters (Abb. 4.35 (b)) entworfen, simuliert und optimiert. Die Abmessungen der kompensierten Mikrostreifen-Kapazität und der Koppelabstand wie folgt aufgeführt: $l_1 = 4\text{ mm}$, $l_2 = 16\text{ mm}$ und $s = 0,9\text{ mm}$. Abb. 4.37 stellt das hergestellte DGS-TPF mit einer Gesamtfläche von ca. $(0,33\lambda_g)^2$ dar, wobei $\lambda_g = 90\text{ mm}$.

Der Vergleich zwischen den Simulations- und Messergebnissen wurde in Abb. 4.38 veranschaulicht. Die gemessenen S -Parameter wurden im Labor mittels des vektoriellen Netzwerkanalysators HP8722D durchgeführt. Die Simulationsergebnisse stimmen sehr gut mit den Messresultaten überein. Das Filter 3. Ordnung wurde für das L-Band entworfen und hat ein breites Sperrband von 2,5 GHz bis 10 GHz mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB. Die Grenzfrequenz liegt bei 1,85 GHz mit 0,3 dB Welligkeit (maximale Dämpfung im Durchlassbereich). Das neue DGS-Filter mit seinen verbesserten Eigenschaften ist viel vorteilhafter als das konventionelle TPF [130].

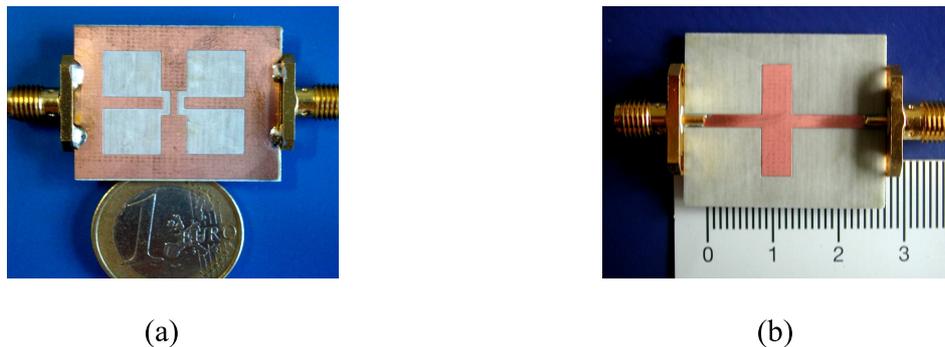


Abbildung 4.37: Foto des gefertigten U-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

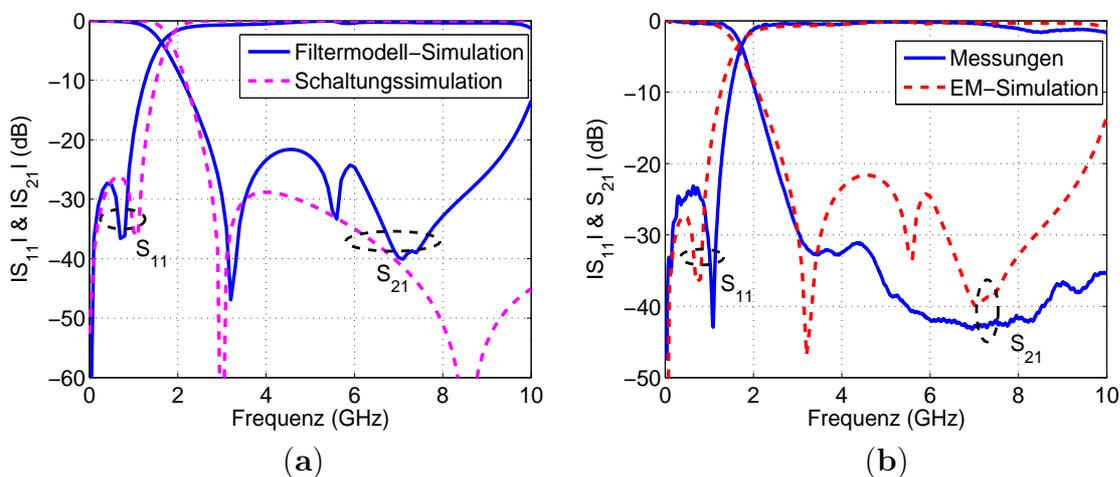


Abbildung 4.38: Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Filters: (a) Vergleich der Ersatzschaltbild- und Filtermodell-Simulation, (b) Simulations- und Messergebnisse der Filterstruktur

4.4 Abweichungen zwischen Mess- und Simulationsergebnissen

Im Lauf dieser Arbeit war die Übereinstimmung zwischen Simulations- und Messergebnissen bei Versuchen, bei denen die Fläche der verwendeten DGS groß ist, akzeptabel aber nicht optimal. Um die Ursache dieser Abweichung zu finden und danach zu kompensieren, wurde hier ein Fazit einer expliziten Studie in einer von mir betreuten Diplomarbeit [131] dargestellt. Die drei vermuteten Fehler (Abweichungsfehler) sind:

- Thermische Verluste
- Fabrikationsfehler
- Abstrahlungsenergie

Die experimentellen Ergebnisse der hergestellten Hi-Lo-Struktur (ohne DGS) (dünne Streifen = hohe Wärmeenergie) stimmten gut mit der Simulation überein, was bedeutet, dass der thermische Verlust nicht direkt verantwortlich für diese Abweichung ist. Damit bleibt dieser Fall ausgeschlossen. Als andere Fehlerquellen wurden die Rauheit, Rundungen und Unebenheiten, die durch Fräser-Maschine entstehen, eingeschätzt. Wie im Abschnitt 1.1.1 beschrieben, ist es üblich, Mikrostreifenleiter mittels Fräs- oder Fotoätztechnik zu fertigen (Abb. 4.39 (a) und (b)). Durch Trockenfräsen können an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg Mikrostreifenfilter produziert werden (Abb. 4.39 (a)).



(a)



(b)

Abbildung 4.39: Koordinatenmessgerät IP 200

Dabei kommen unterschiedliche Fräser zum Einsatz. Optische Messungen mit dem Koordinatenmessgerät IP 200 von Werth Messtechnik am Institut für Fertigungstechnik und Qualitätssicherung (Abb. 4.39 (b)) bestätigten die Existenz von unerwünschten Streifen an den Rändern der HF-Strukturen, deren Breite jedoch war nicht konstant, sondern schwankte und erreichte 20 bis 200 μm (siehe Abb. 4.40 und Abb. 4.41).

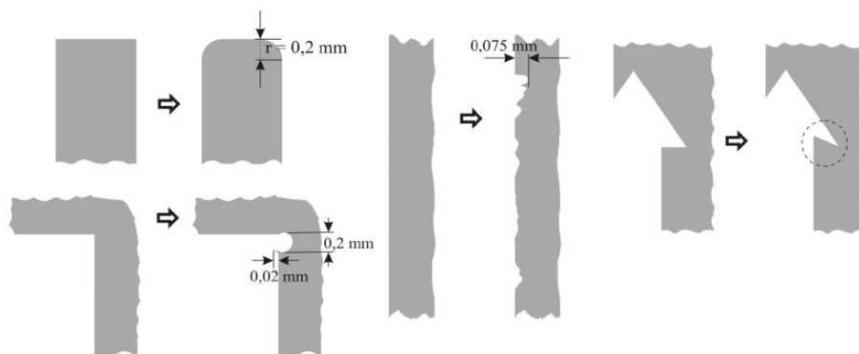


Abbildung 4.40: Schematische Darstellung von Ungenauigkeiten gefertigter Filterstrukturen

Der Vergleich zwischen gemessenem und simuliertem S -Parameter zeigt keine Abhängigkeit zwischen den Abweichungen der beiden Verläufe durch die untersuchten Fertigungsfehler. Der Vergleich zwischen den physischen Abmessungen von Simulierten und gefertigten Filterstrukturen zeigt, dass sich die Abweichungen auf Werte bis zu 0,04 mm beschränken. Dieser Wert bewegt sich innerhalb des Toleranzbereichs des Messgeräts. Anhand der untersuchten Strukturen lässt sich sogar schlussfolgern, dass das Fräsen von HF-Filter prinzipiell mit ausreichend hoher Genauigkeit möglich ist. Die Abweichung der Simulationskurve von den Messverläufe kann durch andere Gründe verursacht werden. Die untersuchten Filterstrukturen wurden mit Hilfe des MWO-Simulators entworfen und simuliert. Die simulierte Struktur wurde in einem Metallgehäuse (Metallbox) eingeschlossen mit dem Ziel, die Grenzbedingungen bei der Feldberechnung berücksichtigen zu können.

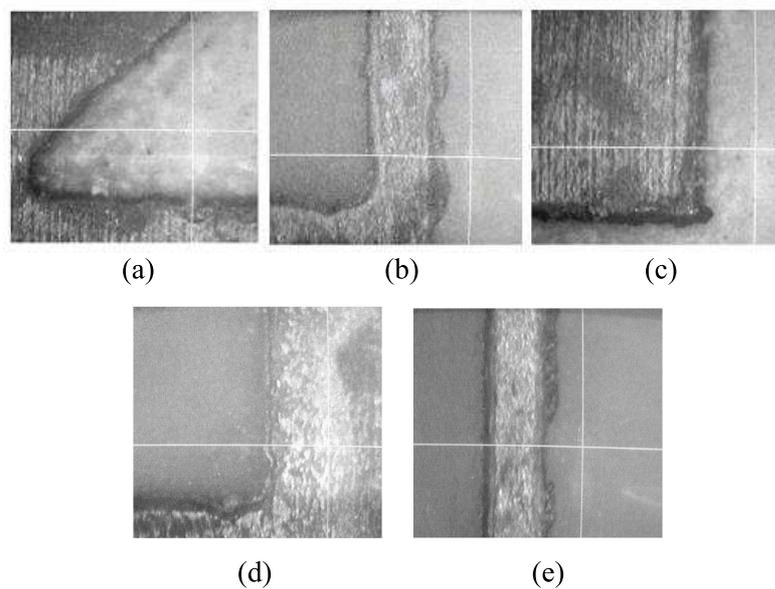


Abbildung 4.41: (a) Grat und Eckerundung bei einer Pfeilkopf-DGS, (b) Unebenheiten an schmaler Filterstruktur, (c) "Nase" an der Kante einer Mikrostreifenstruktur, (d) Einbruchtung an einer Ecke einer Mikrostreifenstruktur, (e) "Ausfransungen" an schmaler Filterstruktur

Abb. 4.42 zeigt wie die elektrischen Feldlinien sich teilweise im Substrat und teilweise in der Luft ausbreiten, bei Verwendung des Metallgehäuses dagegen werden die Feldlinien unterdrückt und auf einen begrenzten Raum konzentriert. Oft wurde das hergestellte Filter ohne irgendeine Abschirmung gemessen. Um eine Näherung zu den Simulationsergebnissen zu erreichen (Abweichungskompensation) und gleichzeitig die Strahlungsverluste zu kompensieren, wurde das gefertigte Filter in einem Metallgehäuse eingeschlossen und danach getestet. Das Metallgehäuse wurde so dimensioniert, dass seine Resonanzfrequenz $f_{r,Box}$ mit der zweiten Resonanzfrequenz des Filters übereinstimmt (Unterdrückung der Harmonischen).

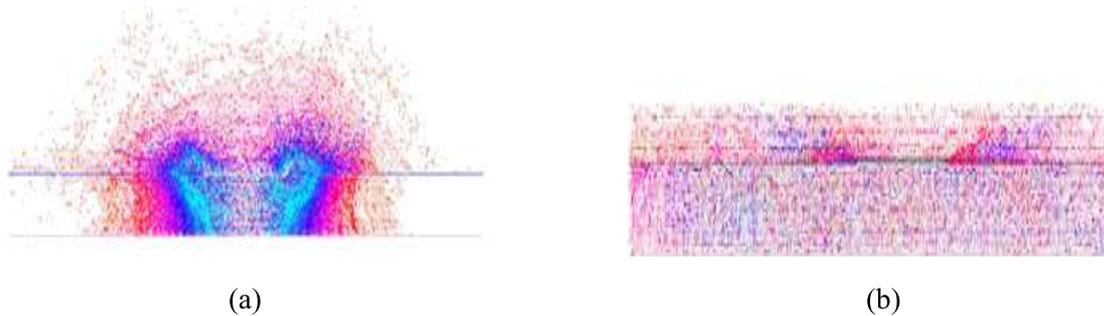


Abbildung 4.42: Elektrische Feldverteilung im Mikrostreifenleiter: (a) ohne Metallgehäuse, (b) mit Metallgehäuse [3]

► Abweichungs-Kompensierung

Ein DGS-Bandpassfilter wurde für die mittlere Frequenz von 6,8 GHz und $\Delta f = 800$ MHz bei 3-dB-Bandbreite simuliert und hergestellt. Abb. 4.43 (a) und (b) zeigen die schematische Ansicht bzw. das hergestellte Bandpassfilter [132].

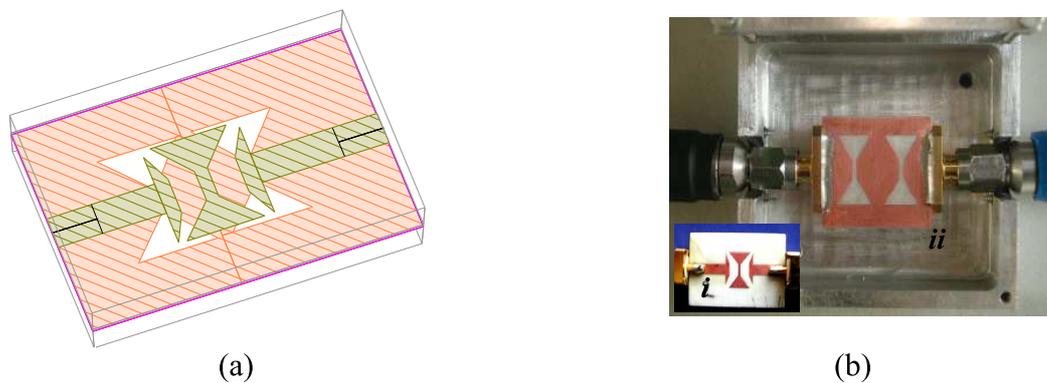


Abbildung 4.43: (a) 3D-Ansicht eines Bandpassfilterentwurfs, (b) Foto des gefertigten DGS-Bandpassfilters (mit Metallgehäuse, (i) Vorderseite, (ii) Rückseite)

Abb. 4.44 (a) und (b) zeigen den Vergleich der gemessenen und simulierten S -Parameter. Die Existenz des Metallgehäuses verursacht eine Verschiebung des Wertes f_0 von 6,0 bis 6,8 GHz. Die gestreute Energie wurde dann durch die Metallbox reflektiert und wieder gewonnen, was zu einer Abweichungskorrektur führt (siehe Abb. 4.44). Weil der elektrische Kopplungs- und der Slow-Wave-Effekt einen wichtigen Einfluss auf die Verbesserung der Filtereigenschaften gezeigt haben, wird dann eine andere Technik, wie die Zickzack- oder die Kreuz-Technik entwickelt und angewendet, mit dem Ziel die Stärke dieser Effekte weiter zu untersuchen und zu erhöhen.

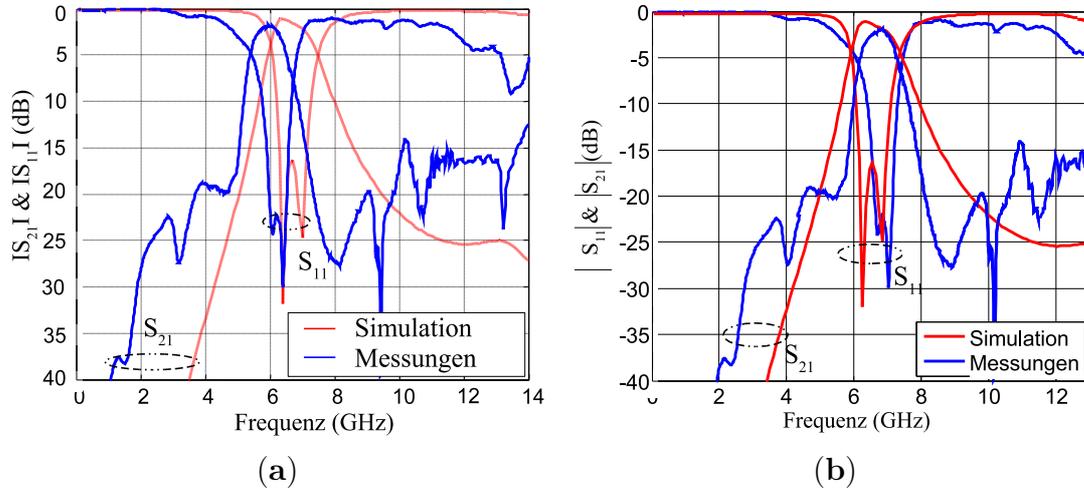


Abbildung 4.44: Simulierte und gemessene S -Parameter: (a) ohne Metallgehäuse, (b) mit Metallgehäuse

4.5 Quasi-Fraktal und Kreuz-Technik

„Fraktale entstehen, wenn man eine bestimmte Abbildungsvorschrift auf ein Ausgangsbild anwendet, das Ergebnis wieder als Ausgangsbild benutzt und die Vorschrift erneut anwendet usw. (siehe Koch-Kurve). Einen solchen Rückkopplungsprozess nennt man *Iteration*“ [133, 134, 135].

Bisher wurden die DGS-Methode und die Kaskadierungsmethode eingesetzt, um die Eigenschaften des Filters zu verbessern. Durch die Anwendung von DGS wurden die Herstellungsschwierigkeiten und Durchlassverluste größtenteils beseitigt. Mit dem Kaskadierungsverfahren konnte ein breites Sperrband mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB erzielt werden, aber die Kompaktheit sowie die Unterdrückung der Harmonischen im Sperrbereich sind noch immer unbefriedigend. Um diese Nachteile zu beseitigen, wurden verschiedene Methoden, entwickelt, getestet und angewandt. In diesem Abschnitt wird eine Quasi-Fraktal-Technik [136] untersucht und angewendet mit dem Ziel die Sperrbandeigenschaften zu verbessern und die unerwünschten Harmonischen zu eliminieren. Dafür wird eine andere DGS-Kopfform, die sogenannte Quasi-Fraktal-H-DGS(Zickzack-Form) verwendet. Durch die Quasi-Fraktalform treten zusätzliche starke EM-Kopplungs- und Slow-Wave-Effekte auf, was zu einer Verbesserung der Filtereigenschaften führt.

4.5.1 Design des Quasi-Fraktal-H-DGS-Tiefpassfilters

In diesen Untersuchungen wurde eine H-DGS entworfen, simuliert, mit Pfeil- und Quadratkopf-DGS verglichen und schließlich für ein Tschebyscheff-Tiefpassfilter (A_c

= 0,5 dB, $f_c = 2$ GHz) 3. Ordnung im L-Band angewendet. Diese DGS wird aufgrund seiner Form die elektrische (kapazitive) und die magnetische Kopplung sowie den Slow-Wave-Effekt stark beeinflussen, was zu einem sehr breiten Sperrband und einem steilen Übergangsbereich des Filters führt.

► Die Eigenschaften der Quasi-Fraktal-H-DGS

Die neu entwickelte DGS-Struktur ist symmetrisch und besteht aus vier kapazitiven Armen, die mit einer induktiven gefrästen Rechteckfläche verbunden sind (siehe Abb. 4.45 (a) und (b)). Das DGS-Element ist in die metallische Grundfläche der Unterseite des Substrats frei gefräst. Die beiden H-Köpfe sind durch einen 0,6 mm breiten Schlitz miteinander verbunden. Der Schlitz entspricht einer Kapazität, wie Abb. 4.45 (b) zeigt. Die Elementwerte des LC -Resonators Abb. 4.45 (c) wurden nach Gl. (4.27) und Gl. (4.28) berechnet, wobei f_c und f_0 sich anhand der EM-Simulationsergebnisse der Struktur ablesen lassen.

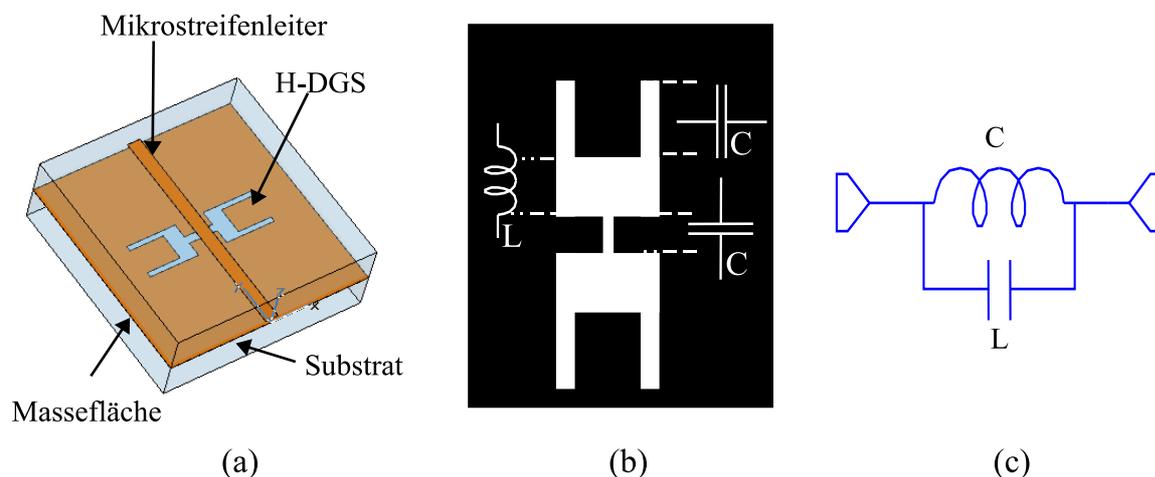


Abbildung 4.45: (a) 3D-Ansicht des DGS-Elements, (b) 2D-Ansicht des Fraktal-DGS, (c) der Ersatzschaltbild der DGS

Auf der Oberseite des Substrates ist ein 50Ω -Mikrostreifenleiter mit einer Breite $w = 1,9$ mm angeordnet (Anpassung) und mit Strukturanschlüssen (50Ω -SMA-Anschlüsse) angeschlossen. Das neue H-DGS-Element wird mit einem Quadrat- und einem π -Pfeilkopf-DGS-Element verglichen (Abb. 4.46 (a)). Zu diesem Zweck wurden mehrere Simulationen mit verschiedenen Geometrien durchgeführt, mit dem Ziel eine einfache, kontrollierbare und verlustarme Filterstruktur entwerfen und realisieren zu können.

Die Leitungsknicke innerhalb einer Struktur verursachen Felddiskontinuitäten, die zu einem Streufeld führen, und mit dem Verluste im Durchlassbereich verbunden sind. Abb. 4.46 zeigt die verschiedenen DGS-Köpfe und ihre entsprechenden Simulationsergebnisse. Die drei DGS-Resonatoren haben die gleiche Grenz- und Resonanzfrequenz

$f_c = 3,3$ GHz bzw. $f_0 = 6$ GHz, mit dem Unterschied, dass das neue DGS-Element einen höheren Qualitätsfaktor gegenüber den beiden anderen hat.

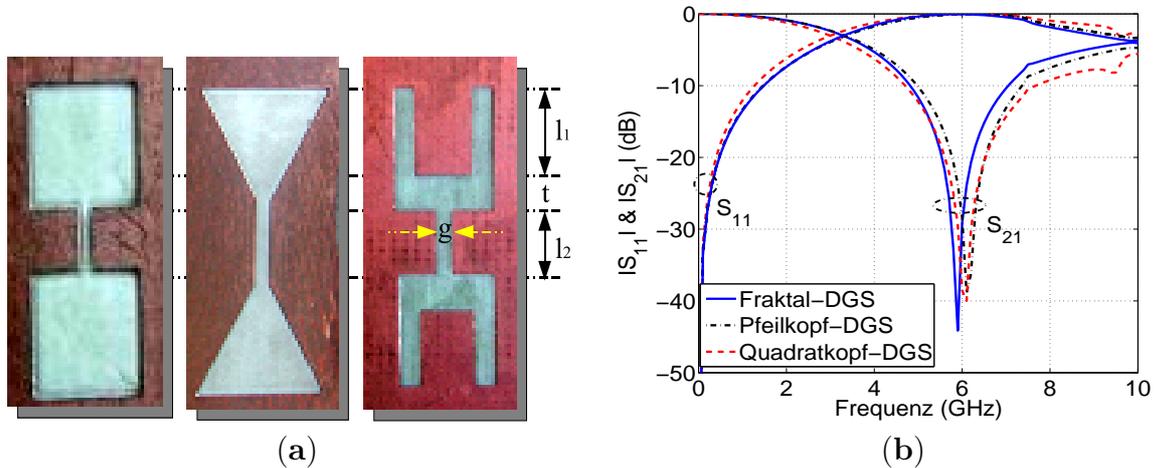


Abbildung 4.46: (a) Drei gefertigte DGS-Elemente, (b) die S -Parameter der DGS-Elemente

Die Vorteile der Fraktal-DGS gegenüber anderen DGS-Elementen lassen sich erst anhand der Filterantwort veranschaulichen. Die Vorteile der H-DGS beruhen auf Fraktal-Technik und Slow-Wave-Effekt, der durch die Zickzack-Musterung und die weggefräste Fläche verursacht wird und Voraussetzung für die Kompaktheit des Filters ist. Um die Vorteile des neuen H-Elements zu überprüfen, wird später ein Tiefpassfilter, das aus H-Resonatoren besteht, simuliert, optimiert und schließlich hergestellt. Die neu entwickelte DGS-Einheit kann die Grenz- und die Resonanzfrequenz entweder mit der Flächenänderung oder mit hintereinander kaskadierten Elementen kontrollieren [128]. Um die Frequenzeigenschaften des DGS-Elements zu untersuchen, werden verschiedene Abmessungen der DGS-Einheit mit Hilfe der Simulationssoftware Microwave Office (MWO) variiert.

Die weggefräste Fläche (DGS) in der Grundmetallisierung unter dem Mikrostreifenleiter führt zu einer Erhöhung der Induktivität und Kapazität des Oberleiters und damit einem Dämpfungspol bei einer bestimmten Frequenz. Die Abmessungsvariationen der weggefrästen Fläche verursachen Verschiebungen der Grenz- und der Resonanzfrequenz im Frequenzbereich. Demzufolge entspricht die DGS-Einheit einem Schwingkreis, der in Abb. 4.45 (c) dargestellt ist. Basierend auf den Gln. (4.27) und Gl. (4.28) und der Optimierungsmethode lassen sich die Parameter dieses DGS-Ersatzschaltbilds wie folgt ermittelt: $C = 0,33$ pF, und $L = 2,33$ nH.

In den durchgeführten Versuchen werden analog zum Kapitel 3, die Schlitzbreite g , die Armlänge l_1 und die Rechteckbreite t verändert. Die Simulationsergebnisse wurden in Abb. 4.47 dargestellt. Abb. 4.47 (a) zeigt Simulationsergebnisse mit variierender Arm-

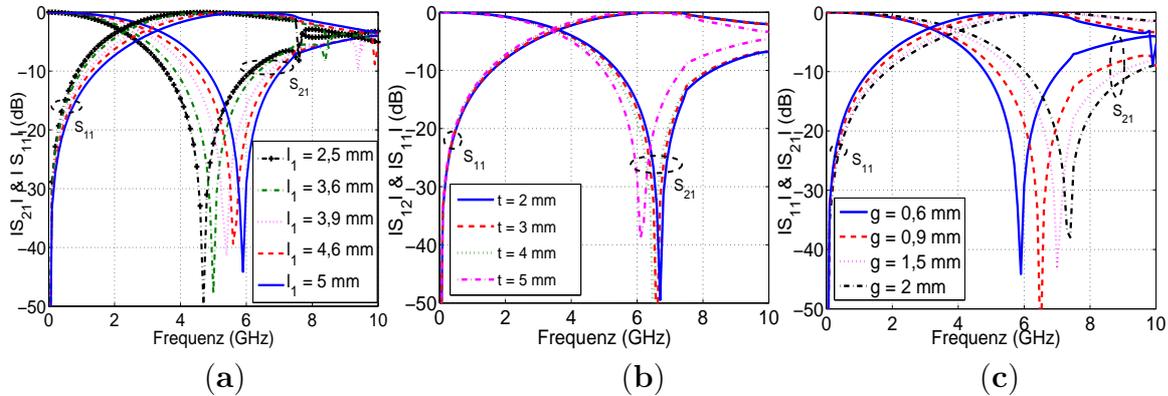


Abbildung 4.47: Simulationsergebnisse der Quasi-Fraktal-H-DGS: (a) Änderung der Armlänge l_1 , (b) Änderung der Flächenbreite t , (c) Änderung der Schlitzbreite g

länge l_1 , während g konstant auf einem Wert von 0,6 mm und t auf einem Wert von 2 mm gehalten wurden. Man erkennt, dass sich durch eine Variation von l_1 zwischen 2,5 bis 5 mm, Resonanzfrequenzen zwischen 6,4 und 5 GHz bzw. Grenzfrequenzen zwischen 3 und 2 GHz einstellen. In Abb. 4.47 (b) wurden l_1 zu 5 mm und g zu 0,6 mm konstant gewählt und nur t von 2 bis 5 mm variiert. Die Änderung der Armlänge t hat kein Einfluss auf die S -Parameterverläufe. In Abb. 4.47 (c) wurden l_1 zu 5 mm und t zu 2 mm konstant gewählt und nur g von 0,6 bis 1,7 mm variiert. Die Erhöhung der Schlitzbreite g führt nur zu einer leichten Verschiebung der Resonanzfrequenzen, während die Grenzfrequenz unvariiert bleibt. Für die Filtersynthese ist es von Vorteil, wenn die Mikrostreifen-Filterelemente durch konzentrierte Bauelemente beschrieben werden können. Zu diesem Zweck wurden aus den Kurven in Abb. 4.47 anhand der Lagen der Resonanz- und Grenzfrequenzen die Informationen über einen einfachen Weg zur Verbesserung der Kompaktheit und zur Abstimbarkeit der Resonanzparameter eines Filters ermittelt [136].

► Einfluss der elektrischen Kopplung auf die Filterantwort

Diese Fraktalform (Abb. 4.48 (a)) führt zu einem zusätzlichen kapazitiven Kopplungseffekt zwischen den DGS-Elementen der Struktur. Dank diesem Kopplungseffekt wurde ein zusätzlicher Dämpfungspol verursacht und damit eine Verbesserung des Sperrbands des Quasi-H-Fraktal-Filters erreicht (siehe Abb. 4.48 (b)). Um diesen Kopplungseffekt zu demonstrieren, wurde ein Ersatzschaltbild (siehe Abb. 4.49 (b)) des Quasi-Fraktal-H-DGS-Filters entworfen, simuliert und untersucht. In Abb. 4.48 (a) ist das gekoppelte DGS-Filter zu sehen. Für diese Kopplungsuntersuchung wurden die experimentellen Werte des Ersatzschaltbildes mit Hilfe der DGS-Schaltungselemente und MWO simuliert, optimiert und wie folgt aufgeführt: $C_1 = C_2 = 0,36$ pF, $L_1 = L_2 = 2,43$ nH und $C_0 = 0,55$ pF. Abb. 4.48 (b) zeigt, dass je kleiner der Koppelfaktor (lose Kopplung) ist, desto weiter wird das Sperrband bzw. die zweite Harmonische

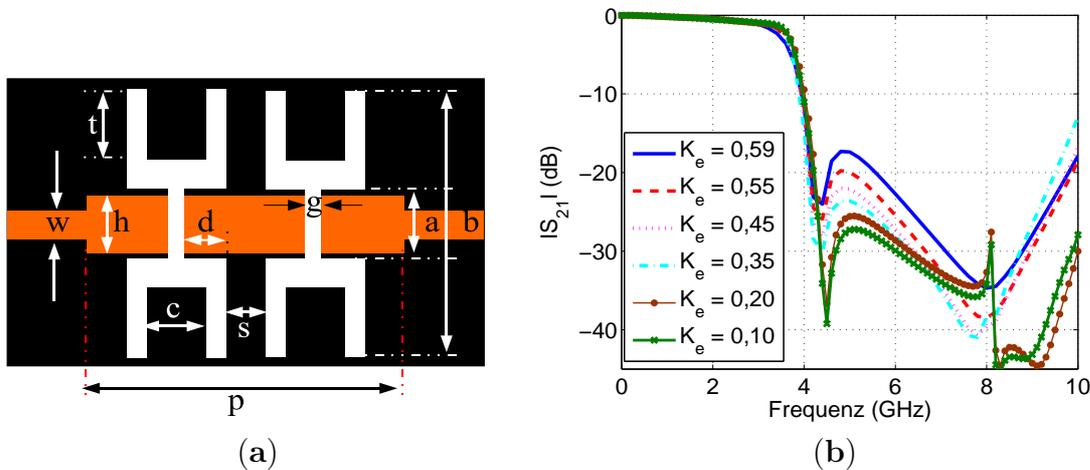


Abbildung 4.48: (a) Das entworfene Quasi-Fraktal-H-DGS-Filter, (b) Simulationsergebnisse des Filters in Abhängigkeit von dem Kopplungsfaktor k_e

im Sperrbereich unterdrückt. Der Übergang vom 3,8 GHz-Durchlassbereich mit einer geringen Einfügedämpfung von maximal 0,2 dB zum Sperrband verläuft mit einer steilen Flanke, die innerhalb weniger als 800 MHz abfällt. In dieser Konfiguration lässt sich zwischen 5,8 GHz und 9 GHz eine Sperrdämpfung von mehr als 20 dB erzielen. Ein kompaktes Tiefpassfilter mit breitbandigem Sperrbereich wurde damit erzielt. Die Kompaktheit dieser Struktur kann weiter verbessert werden, indem man die Schlitzbreite g bzw. die Kopplänge t variieren lässt.

4.5.2 Entwurf, Fertigung und Messergebnisse

Mit dem Ziel ein Tiefpassfilter mit den gewünschten Eigenschaften, wie geringer Flächenbedarf, gute Integrierbarkeit in Gehäuseoberflächen sowie breitbandiger Sperrbereich und steiler Übergangsbereich zu realisieren, wurde das vorgeschlagene Quasi-Fraktal-DGS-Filter verifiziert, simuliert und getestet (Abb. 4.49). Eine 3D-Ansicht sowie das entsprechende Ersatzschaltbild des Filteraufbaus sind in Abb. 4.49 zu sehen. Die beiden Quasi-Fraktal-Resonatoren (DGS) sind nebeneinander in der Massefläche platziert und von der Oberseite durch das Substratmaterial ($\epsilon_r = 3,38$, h von 0,813) getrennt. Alle DGS-Abmessungen wurden durch die Anwendung des Ablaufs eines Systementwurfs (siehe Abb. 3.23) wie folgt aufgeführt: $a = 4$ mm, $b = 9$ mm, $t = 5$ mm, $c = 3$ mm, $g = 0,6$ mm, $d = 2$ mm, $s = 2$ mm, $h = 4$ mm, $p = 9$ mm und $w = 1,9$ mm. Ein Foto des gefertigten Filters ist in Abb. 4.50 zu sehen. Die Strukturfläche beträgt $(0,44 \lambda_g \times 0,29 \lambda_g)$, wobei $\lambda_g = 68$ mm ist. Die gefertigte Filterstruktur hat bei 3 dB eine Grenzfrequenz $f_c = 2,4$ GHz, eine Resonanzfrequenz $f_0 = 4$ GHz und ein breites Sperrband von 3,85 bis 14 GHz im Sperrbereich mit einer Sperrdämpfung von mindestens 20 dB. Die Einfügedämpfung im Durchlassbereich beträgt etwa 0,65

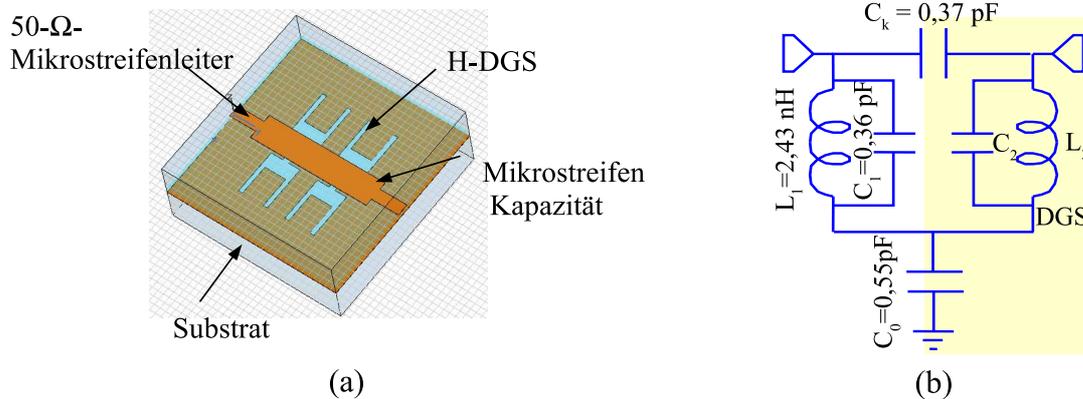


Abbildung 4.49: Das Quasi-Fraktal-H-DGS-Tiefpassfilter: (a) 3D-Ansicht der Struktur, (b) entsprechendes Ersatzschaltbild

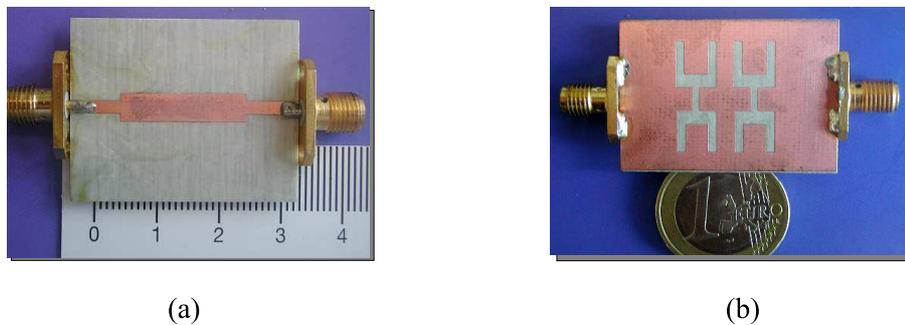


Abbildung 4.50: Foto des hergestellten Quasi-Fraktal-H-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

dB. Die Messungen wurden mit Hilfe von einem Netzwerkanalysator HP8719D durchgeführt. Abb. 4.51 stellt den Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Werten der S -Parameter des Filters dar. Die gemessenen Ergebnisse zeigen gute Übereinstimmung mit den Simulationswerten.

► Diskussion und Zusammenfassung

Es ist deutlich zu merken, dass sich die Resonanzfrequenz des Filters durch die erhöhte Kapazität und Induktivität in der Mikrostreifen-Schaltung mit dem Anstieg der fraktalen Dimension zu niedrigeren Frequenzen verschiebt. Damit wird die Abstimbarkeit einfach durch die Dimension des Fraktals kontrolliert. Die Anwendung der Fraktal-Methode und damit des Slow-Wave-Effekts verbessert die Filter-Güte und unterdrückt die unerwünschten Harmonischen der Struktur. Je mehr die Fraktal-Iteration erhöht wird, desto wirksamer wird die Unterdrückung, und desto mehr wird der Flächenumfang erhöht, wobei die gesamte Strukturfläche konstant bleibt.

Um die vorgeschlagene Methode zu überprüfen, wird ein Lowpassfilter 3. Ordnung mit 1. Iteration entworfen, hergestellt und gemessen. Die Simulations- und Messergebnisse stimmen sehr gut miteinander überein. Das Quasi-Fraktal-H-Filter verfügt

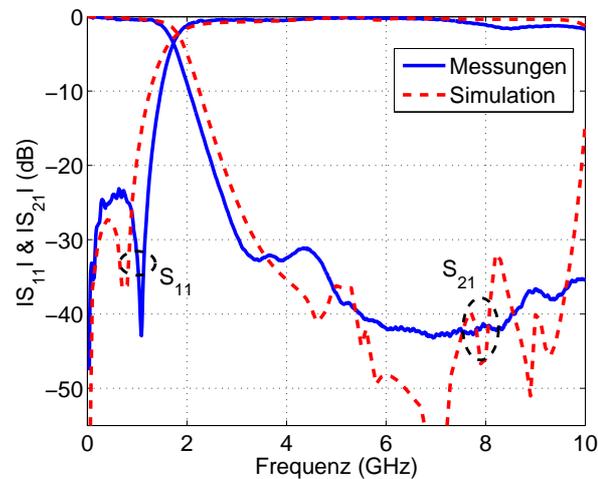


Abbildung 4.51: Mess- und Simulationsergebnisse des Quasi-Fraktal-H-DGS-Filters

über sehr gute Eigenschaften wie Kompaktheit, Steilheit, geringere Einfügungsdämpfung im Durchlassbereich und breitem Sperrband mit hoher Sperrdämpfung. Damit ist sie vorteilhafter gegenüber den vorangegangenen Tiefpassfiltern. Diese Merkmale machen aus dieser Art von Struktur einen starken Kandidaten für die Anwendung in planaren Schaltungen und integrierten Mikrowellenschaltungen.

4.5.3 Kreuz-DGS-Tiefpassfilter

Mit der Quasi-Fraktal-Methode, die im vergangenen Abschnitt 4.5.1 benutzt wurde, wurden die Verluste im Durchlassbereich minimiert und die Charakteristiken im Übergangsbereich und Sperrbereich deutlich verbessert. Der einzige Nachteil bei der Quasi-Fraktal-H-DGS ist, dass die Form der Struktur immer noch kompliziert ist. Aus diesem Grund wurde sich darüber Gedanken gemacht, eine alternative geometrische Form zu entwerfen, die ähnlich gute Eigenschaften besitzt und zusätzlich einfach zu entwerfen und herzustellen ist. Eine der bevorzugten Strukturen, die diese Bedingungen erfüllt, ist das Kreuz-DGS-Filter (eng.: Cross-DGS-Filter) [137].

► Beschreibung des Kreuz-DGS-Resonators und seines Frequenzverhaltens

Die Bedingungen für Entwurf und Simulation dieses DGS-Elements, sind analog denen der Quasi-Fraktal-DGS. Der einzige Unterschied zwischen den beiden Strukturen ist die Kopfform (DGS head). Die neue Kreuz-DGS besteht aus zwei Kreuz-Köpfen, die mit einem schmalen Schlitz (Slot-kanal) verbunden sind (siehe Abb. 4.52 (a) oder (b)). Die Kopfform entspricht einer Induktivität L und der Schlitz einer Kapazität C (siehe Abb. 4.53 (a) II). Abb. 4.53 (b) zeigt die simulierten Streuparameter dieser Struktur. Die Abmessungen des Resonators wurden durch Anwendung der Optimierungsmethode (Abb. 3.23) wie folgt definiert: $a = 5$ mm, $b = 10$ mm, $c = 3$ mm, l_1

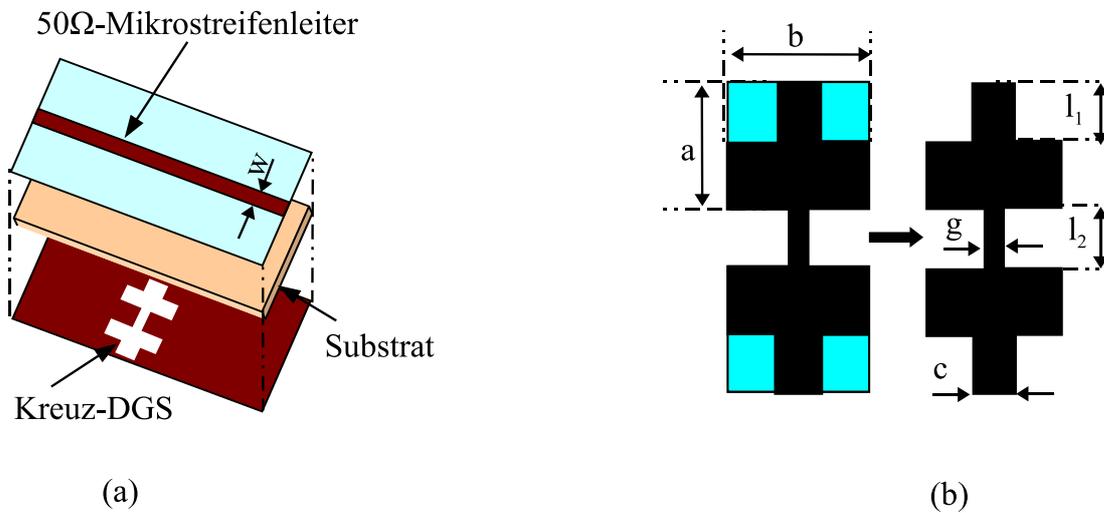


Abbildung 4.52: Kreuz-DGS-Resonator: (a) 3D-Ansicht, (b) 2D-Ansicht

= 2 mm, $l_2 = 6$ mm, $w = 1,9$ mm und $g = 0,6$ mm (siehe Abb. 4.52). Der neue Kreuz-DGS-Kopf hat zusätzlich zwei Mikrostreifendiskontinuitäten (Leitungsknicke). Das Verhalten der Feldverteilung unterscheidet sich deutlich zwischen den Leitungsknicke und der idealen längshomogenen Mikrostreifenleitung. Die näherungsweise homogene Stromverteilung über die Mikrostreifenbreite wird im Knickbereich stark geändert, was zu Feld- und Stromlinienverzerrungen führt [11, 29, 30].

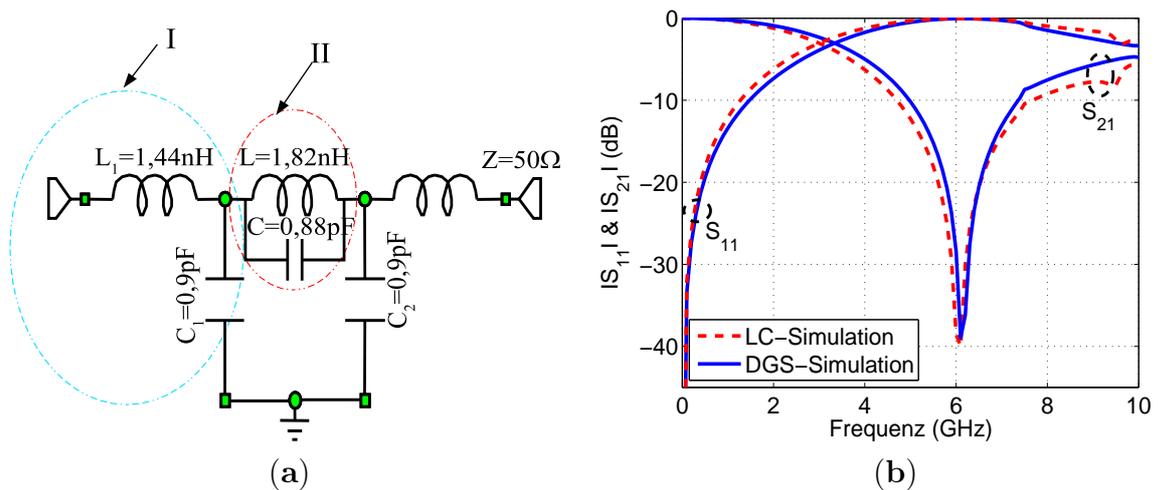


Abbildung 4.53: (a) Das Ersatzschaltbild des DGS-Elements, (b) Vergleich der Simulationsergebnisse des DGS-Elements

An der äußeren Ecke tritt eine Stromlinienkonzentration und an der inneren Ecke ein elektrisches Streufeld auf. Die Streuungsenergie lässt sich durch eine Kapazität C_1 ,

Die Ausgleichs-Mikrostreifenkapazität liegt auf der oberen Schicht der Struktur zwischen den beiden $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleitern und entspricht einer Parallelkapazität C_2 von etwa $0,166\ \text{pF}$. Diese Optimierung erfolgte mit dem Ziel die Anpassungsfehler bzw. die Einfügungsdämpfung im Durchlassbereich zu minimieren.

4.5.5 Simulation- und Messergebnisse

Die Abb. 4.55 zeigt die Fotografie des neu entwickelten Filters. Die Abb. 4.56 zeigt den Vergleich zwischen simulierten und gemessenen Werten der Struktur. Das hergestellte Filter wurde im Labor mit Hilfe von einem HP8719D-Netzwerkanalysator gemessen. Der Vergleich von Messung und Simulation der S -Parameter zeigt eine weitgehende Übereinstimmung der Charakteristiken. Die neu entwickelte kompakte Bauform benötigt eine Fläche von ca. $(0,295\ \lambda_g \times 0,23\ \lambda_g)$, wobei $\lambda_g = 86\ \text{mm}$.

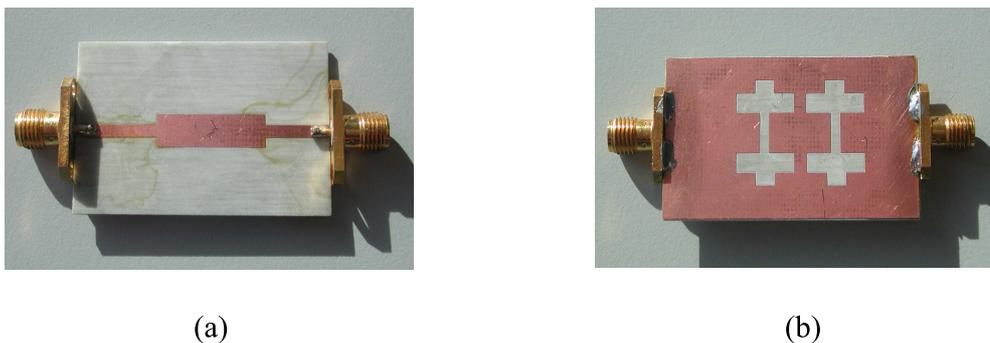


Abbildung 4.55: Gefertigtes Kreuz-DGS-Tiefpassfilter:(a) Vorderseite, (b) Rückseite

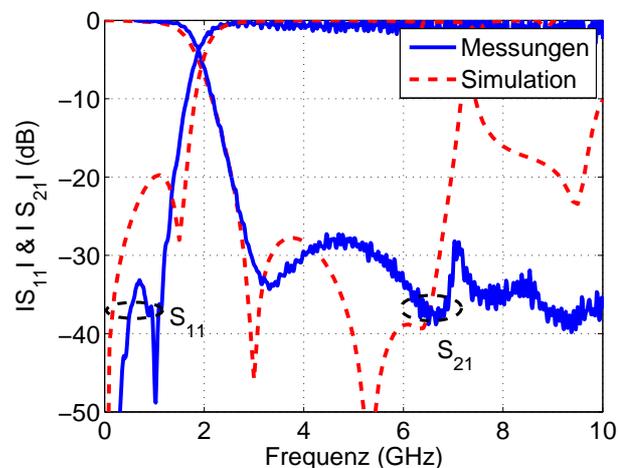


Abbildung 4.56: Mess- und Simulationsergebnisse des Kreuz-DGS-Tiefpassfilters

Die experimentellen Verläufe zeigen, dass die Kreuz-Struktur im Vergleich zu den herkömmlichen DGS-Filtern vorteilhafter ist [138]. Es lässt sich aus den Ergebnissen entnehmen, dass die gefertigte Struktur eine Einfügungsdämpfung von weniger als 0,4 dB von DC bis 1,7 GHz hat und damit eine Rückflussdämpfung im Durchlassbereich, die geringer als -35 dB ist. Die unerwünschte harmonische Oberwelle wurde aufgrund des Kreuz-Effekts und damit des Slow-Wave-Effekts stark unterdrückt, was zu einem breiteren Sperrbereich von 2,6 bis 14 GHz mit einer Einfügungsdämpfung von mindestens -20 dB führt. Die Struktur hat einen sehr steilen Übergangsbereich, weniger als -1 dB bis -35 dB bei einer Differenzfrequenz von nahezu 1 GHz [137]. Solch eine Filterstruktur kann in einem breiten Spektrum von Anwendungen von Mikrowellen-Komponenten und Antennen-Arrays verwendet werden.

► Diskussion und Zusammenfassung

Zur Bestimmung der Parameter, welche die Eigenschaften dieser Filter wesentlich beeinflussen, wurde ihre komplexe Form modelliert und analysiert. Unter Verwendung der Ergebnisse der Analyse ist es möglich, die Filter für verschiedene Anwendungszwecke anzupassen. Eine optimierte Version dieser Filter wird mit den dazugehörigen Messergebnissen präsentiert. Die Übereinstimmung zwischen den Simulationen und den tatsächlichen Ergebnissen des Kreuz- bzw. Quasi-Fraktal-Filters beweist, dass der Slow-Wave-Effekt und die weggefrästen Flächen in der Grundmetallisierung (DGS) die Ursache zur Verbesserung der Filtereigenschaften sind.

In der Zukunft wird diese Technik, neue kompakte, leichtgewichtige und kostengünstige Filter- und Antennengenerationen ermöglichen, die in modernen Kommunikationssystemen sehr nützlich sein können.

4.6 Kompakt-TPF mittels Halb-DGS-Technik

Die bisher entwickelten und angewandten Methoden konnten die Filtereigenschaften verbessern. Die S -Parameter sind im Durchlassbereich fast verlustlos. Die Übergangsbereiche sind steiler geworden und die unerwünschten Harmonischen wurden gut unterdrückt. Um die Kompaktheit weiter zu verbessern und damit die Geometrien weiter schrumpfen zu können, wird in diesem Abschnitt eine Halb-DGS-Methode (eng.: Thin Slot) entwickelt und eingesetzt (siehe Abb. 4.57). Bei dieser Methode werden Halb-DGS-Formen anstatt kompletter DGS-Elemente wie Rundkopf-, Pfeilkopf- oder Quadratkopf-DGS benutzt. Damit werden die gleichen Ergebnisse wie bei den klassischen DGS-Filtern erreicht (Abb. 4.57 (a)). Der Vorteil liegt darin, dass der neue Halb-DGS-Filter viel kompakter geworden ist [59]. Um diese Idee zu verifizieren, wird ein bestimmter DGS-Tiefpassfilter mit Hilfe der Halb-DGS-Methode (Abb. 4.57 (b)) entworfen, simuliert und hergestellt. Schließlich werden die elektromagnetischen Simulationen und Messungen dargestellt und miteinander verglichen.



Abbildung 4.57: (a) Die klassischen DGS-Elemente. (b) Die neuen Halb-DGS-Elemente

4.6.1 Untersuchung der Eigenschaften des Halb-DGS-Elements

Das DGS-Element, welches hier untersucht werden soll, ist ein Halb-DGS. Wie man in der Abb. 4.57 (b) sehen kann, besteht dieser aus zwei Halbrundköpfe, die mit einem 0,6 mm breiten Schlitz verbunden sind. Das DGS-Element ist unter einem Mikrostreifenleiter angebracht und aus einer metallischen Massenfläche als Struktur gefräst worden. Wie bei den vorherigen Untersuchungen entspricht der mittlere Schlitz der Kapazität und die beiden Halbrundköpfe der Induktivität. Abb. 4.57 (b) stellt 2D-Ansicht des DGS-Resonators und seine Abmessungsparameter dar. Für alle Simulationen und Untersuchungen wurde ein RO4003-Substratmaterial mit der Dicke $h = 0,813$ mm, der relativen Permittivität von 3,38 und dem Verlustfaktor $\tan \delta = 0,0027$ angewendet. Um die Anpassung an 50 Ω -SMA-Anschlüsse zu gewährleisten, muss die Breite des 50 Ω -Oberleiters etwa 1,9 mm betragen.

Die Elementwerte des entsprechenden Ersatzschaltbildes lassen sich, ähnlich wie bei Abb. 4.45 (c), leicht nach Gl. (4.41) bis Gl. (4.43) berechnen. Somit ergeben sich die beiden Schaltungswerte: $C = 0,33$ pF und $L = 2,4$ nH. Die beiden simulierten Ergebnisse (EM- und Schaltungssimulationen) stimmen in wesentlichen Frequenzmerkmalen ebenfalls sehr gut miteinander überein (siehe Abb. 4.58 (a)). Die optimierte DGS-Struktur hat eine 3 dB-Grenzfrequenz f_c von 3,8 GHz und eine Resonanzfrequenz f_0 von 5,1 GHz. Alle DGS-Abmessungen (Abb. 4.57 (b)) wurden durch die Anwendung des Optimierungsschemas (siehe Abb. 3.23) wie folgt aufgeführt: $r = 3$ mm, $l = 15$ mm, $d = 5$ mm und $g = 0,6$ mm.

$$C_1 = \frac{\omega_c}{g_1 Z_0 (\omega_c^2 - \omega_0^2)} = \frac{f_c}{2Z_0 2\pi (f_0^2 - f_c^2)} \text{ pF} \quad (4.41)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_1 C_1} \quad (4.42)$$

$$L_1 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 C_1} \text{ nH} \quad (4.43)$$

Um die Frequenzeigenschaften der Halb-DGS zu untersuchen, wurden mehrere Simulationen mittels der Simulationssoftware MWO durchgeführt. Die Abb. 4.58 stellt verschiedene Versuchsergebnisse dar, welche durch die Dimensionsänderungen beeinflusst wurden. Ähnlich wie im Abschnitt 3.1.4 wurde hier auch gezeigt, dass die Änderung der DGS-Dimensionen zu einer kontrollierbaren Filterstruktur führt. Das heisst, um ein Filter mit bestimmten Eigenschaften realisieren zu können, muss die richtige Kombination zwischen der DGS-Geometrie und der passenden Topologie gefunden und schließlich das geforderte DGS-Filter entworfen werden.

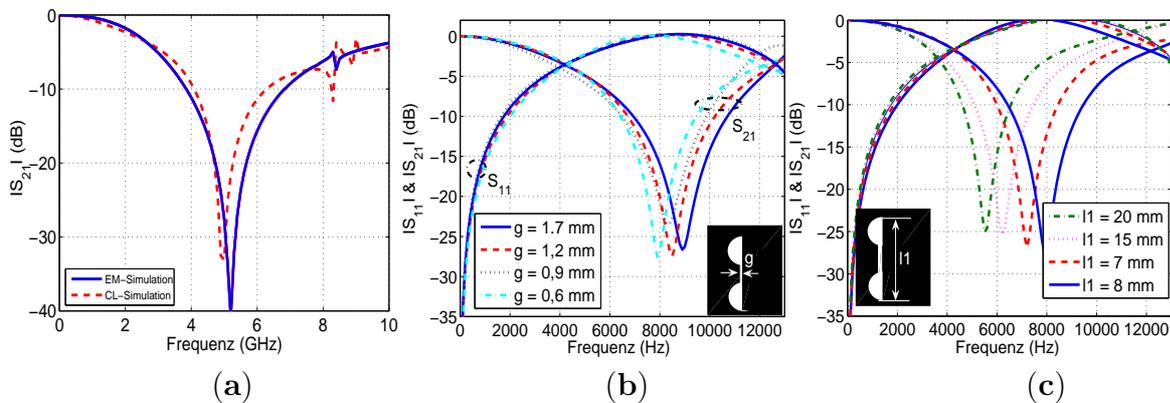


Abbildung 4.58: (a) Vergleich der EM- und Schaltungssimulation der neuen Halb-DGS-Elements. (b) Die Änderung des Resonanzpols abhängig von der Schlitz g . (c) Die Änderung der Frequenzeigenschaften abhängig von der DGS-Länge (l_1)

Oft zeigt der Vergleich aufgrund der EM-Kopplung zwischen den kaskadierten DGS-Resonatoren eine leichte Abweichung zwischen den erwünschten und den tatsächlichen Ergebnissen, daher ist eine Korrektur der geometrischen DGS-Dimensionen erforderlich (siehe Abb. 3.23). Analog zu Abschnitt 4.5.1 wurden der Radius r zu 5 mm und die Länge l zu 18 mm konstant gewählt und nur die Schlitzbreite g von 0,6 bis 1,7 mm variiert (siehe Abb. 4.58 (b)). Folglich wurde die Resonanzfrequenz zu höheren Frequenzen hin verschoben, während die Grenzfrequenz konstant bleibt.

Außerdem wurden wie in Abb. 4.58 (c) dargestellt wurde, die Schlitzbreite g zu 5 mm und DGS-Länge l zu 18 mm gewählt, während der Radius r von 2 bis 6 mm variiert wurde. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass die Transmissionsnullstelle und die 3-dB Eckfrequenz durch eine Erhöhung des Radius r zu einer höheren Frequenz hin verschoben wurden.

► Die Grund-Idee des verbesserten DGS-Elements

Die neue Idee ermöglicht eine Minimierung der Filterstruktur ohne die Frequenzeigenschaften ändern zu müssen. Mit der Verwendung des neuen DGS-Elements lässt

sich die Fläche der Struktur auf die Hälfte verringern. Parallel dazu werden die elektromagnetischen Kopplungen so verstärkt, dass sie die unerwünschte Oberwelle unterdrücken und damit einen breitbandigen Sperrbereich erzeugen.

► **Vergleich zwischen der Rundkopf-DGS- und Halbrundkopf-DGS-TPF**

Der untersuchte DGS-Filter basiert auf einen Tschebyscheff-Filter 3. Ordnung mit einer Welligkeit von 0,5 dB, einem Durchlassbereich von DC - 3,3 GHz, und einer Grenzfrequenz von $f_c = 3,5$ GHz. Die Quellen- bzw. Abschlussimpedanz sind jeweils $Z_L = 50 \Omega$. Die Filterkoeffizienten g_i werden entweder durch analytische Berechnung bestimmt (Gl. (4.1) und Gl. (4.2)) oder aus Eigenwerte-Tabellen entnommen [33].

Abb. 4.59 veranschaulicht den schematischen Aufbau der beiden untersuchten Filterstrukturen. Jede Struktur besteht aus zwei gekoppelten DGS-Resonatoren, die aus weggefräste (geätzte) Flächen aus der Grundmetallisierung (DGS) darstellen und berührungslos mit 50Ω -Mikstreifenoberleiter gekoppelt sind. Oberleiter und Grundmetallisierung sind voneinander durch ein dünnes Substratmaterial getrennt.

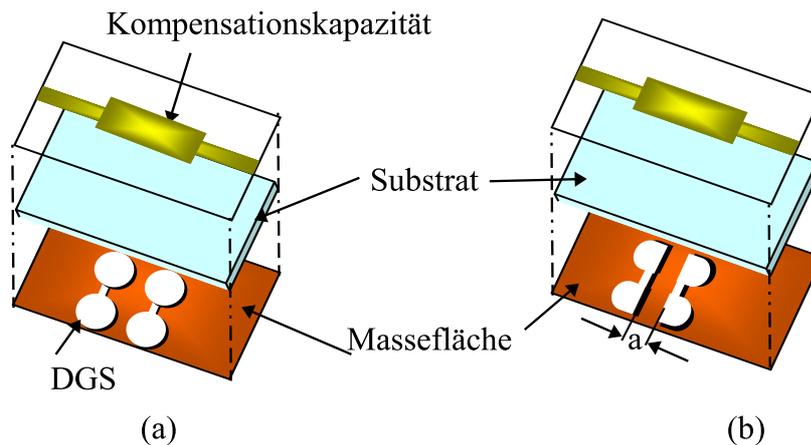


Abbildung 4.59: Rundkopf-DGS- und Halbrundkopf-DGS-TPF: (a) 3D-Ansicht des Rundkopf-DGS-Tiefpassfilters, (b) 3D-Ansicht des Halbrundkopf-DGS-Tiefpassfilters

Die beiden geprüften DGS-Filter wurden mit Hilfe des Softwarepaketes MWO simuliert und miteinander verglichen. Abb. 4.60 stellt die simulierten S -Parameter der beiden Filter dar. Die untersuchten DGS-Filter haben die gleiche 3-dB-Grenzfrequenz (GF) $f_c \simeq 3,5$ GHz und nahezu die gleiche Polfrequenz $f_0 \simeq 4$ GHz. Im Vergleich zum konventionellen Rundkopf-DGS-TPF hat das neue TPF eine geringere Einfügedämpfung im Durchlassbereich (DB), eine ähnlich sehr gute Unterdrückung der ungewollten Oberwelle im Sperrbereich und einen unveränderten Steilheitsfaktor (SF), der nah an 1 ist. Die Platzierung der DGS-Resonatoren nebeneinander erzeugt eine gemischte elektromagnetische Kopplung zwischen den beiden benachbarten DGS-Strukturen. Damit wurde ein breites Sperrband (SB) mit einer Sperrdämpfung von mehr als 25 dB erzielt. Zum Vergleich sind die Werte für die beiden Filter in Tab. 4.3

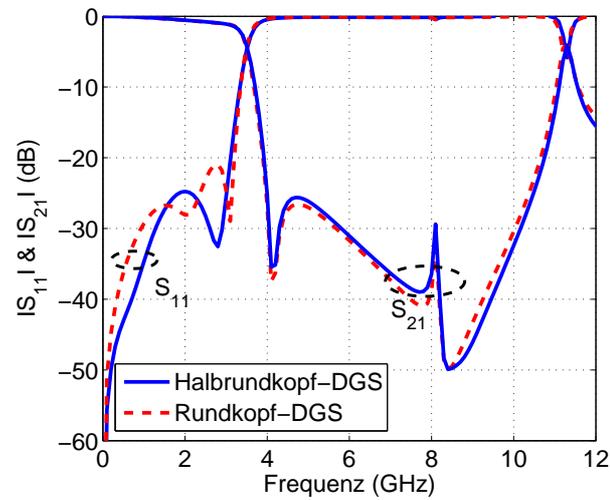


Abbildung 4.60: Vergleich der simulierten und der Messungsergebnisse des Filters

zusammengefasst. Anhand dieser Daten wird deutlich gezeigt, dass die neue Geometrie bessere Eigenschaften gegenüber der alten Struktur besitzt.

Tabelle 4.3: Vergleich der Physikalischen Eigenschaften des Rundkopf- und Halbrundkopf-DGS-Filters.

Filtertyp	DB	SB	RF	GF	SF
	S_{12} [dB]	S_{11} [dB]	f_0 [GHz]	f_c [GHz]	f_0/f_c
Rundkopf-DGS	-23	1,50	2,90	1,70	1,70
Halbrundkopf-DGS	-27	4,50	3,00	1,70	1,76

In Abb. 4.61 (a) ist eine Tiefpassschaltung 3. Ordnung mit den dazugehörigen Elementwerten für eine 3dB-Grenzfrequenz f_c von 3,8 GHz dargestellt. In Abb. 4.61 (b) sind die Simulationsergebnisse eines Feldsimulationsprogramms für ein solches Filter mit dem analytischen Modell verglichen. Der Vergleich zeigt eine sehr gut Übereinstimmung entlang des ganzen Frequenzbereichs [0,1 - 12 GHz]. Die Elementwerte des entsprechenden Ersatzschaltbildes lassen sich nach Gl. (4.25) und Gl. (4.26) leicht berechnen und mit Hilfe des Softwarepaketes MWO optimieren, es folgt also: $C_1 = C_2 = 1,1$ pF, $L_1 = L_2 = 2,9$ nH und $C_0 = 1,8$ pF.

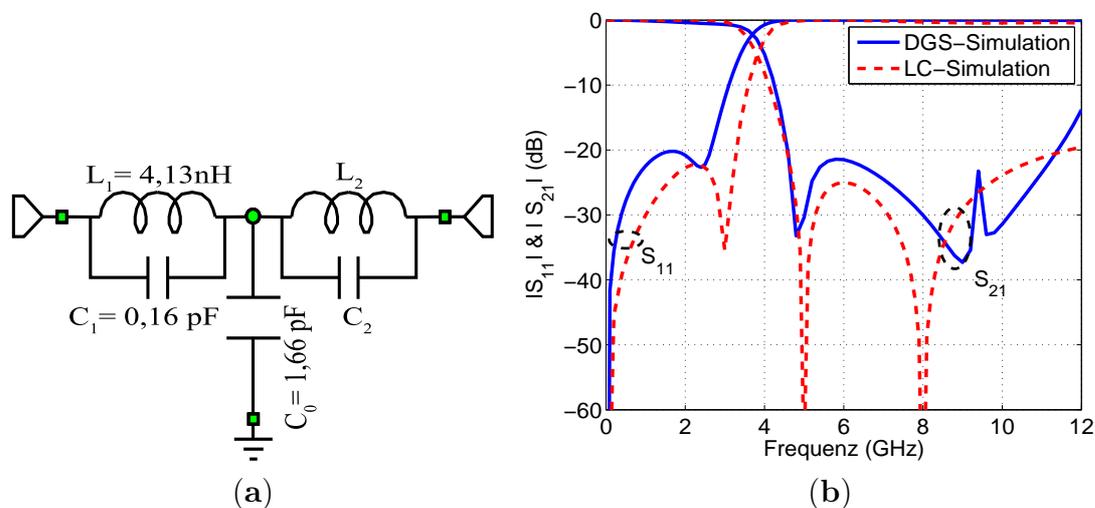
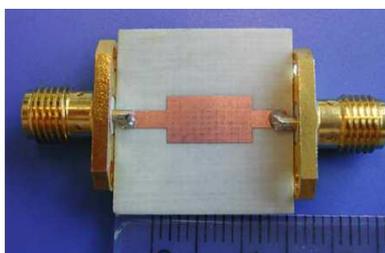


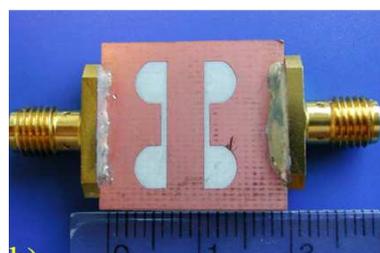
Abbildung 4.61: (a) Das Ersatzschaltbild des Filters, (b) Vergleich der Simulationsergebnisse des Filters

4.6.2 Experimentelle Untersuchungen

Ein realisiertes DGS-Filter mit Halb-DGS-Technik ist in Abb. 4.62 zu sehen. Die Filtermessungen wurden mit Hilfe eines Netzwerkanalysators HP8719D im HF-Labor durchgeführt. Die Filterstruktur hat eine gesamte Fläche von $(0,55 \lambda_g \times 0,37 \lambda_g)$ [59]. Die Mess- und Simulationsergebnisse des neuen Filters werden in Abb. 4.63 miteinander verglichen. Der Vergleich zwischen den experimentellen Daten und den Simulationswerten zeigt eine ausgezeichnete Übereinstimmung. Durch das optimierte Design konnte eine Rückflussdämpfung von mehr als 25 dB über dem gesamten Frequenzbereich von DC - 3,5 GHz erzielt werden. Die Einfügedämpfung beträgt dabei weniger als 0,5 dB. Das Filter besitzt zusätzlich einen breiten Sperrbereich von 4,2 GHz bis 11,2 GHz mit einer Einfügedämpfung von mindestens 20 dB.



(a)



(b)

Abbildung 4.62: Fotos des Tiefpassfilters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

Wegen der starken EM-Kopplungen zwischen den beiden benachbarten DGS-Resonatoren wurde die unerwünschte Oberwelle abgeschwächt und damit verbessert sich gegenüber dem Rundkopf-DGS-Filter das Sperrband, die Flankensteilheit des Übergangsbereichs und die Kompaktheit der Struktur.

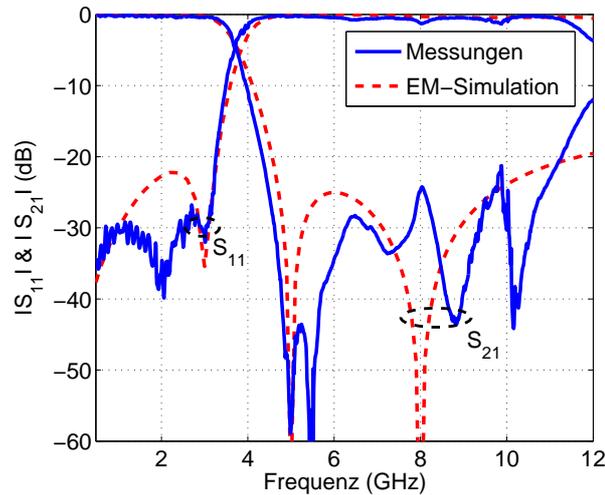


Abbildung 4.63: Simulations- und Messergebnisse des Halbrundkopf-DGS-Filters

► Fazit

In diesem Abschnitt wurden die Frequenzeigenschaften eines Halbrundkopf-DGS-Resonators untersucht und optimiert. Die Kopplungs- und Slow-Wave-Effekte wurden angewendet (Effekt verstärken) mit dem Ziel, die Kompaktheit und die Flankensteilheit zu verbessern. Der Einsatz der DGS mit Halbrundform hat die Sperrbereichseigenschaften deutlich verbessert. Die Einstellbarkeit des Filters wurde durch einfache Änderungen der DGS-Dimensionen erreicht. Solche Filter können oft in modernen Kommunikationssystemen und in verschiedenen integrierten Mikrowellenschaltungen eingesetzt werden.

4.7 Die neue Multischicht-Methode

Mit den bisher eingesetzten Methoden wurden die Filtereigenschaften systematisch verbessert. Der Verlust im Durchlassbereich konnte minimiert werden, der Steilheitsfaktor des Übergangsbereichs der Struktur wurde verbessert, und die unerwünschten Harmonischen konnten im Sperrbereich unterdrückt werden. Wie in unseren Veröffentlichungen [59, 130] veranschaulicht wurde, wurde die Kompaktheit gegenüber den anderen Filter deutlich verbessert, aber das Ergebnis blieb noch unbefriedigend. Um diese Eigenschaften noch weiter optimieren zu können, wurde ein neues Verfahren, die sogenannte Multischicht-Technik (engl: Multilayer-Methode) (Abb. 4.64) entwickelt und auf die vorherigen Filterstrukturen angewendet. Die Realisierung der

Multischicht-Technik wurde durch eine Verteilung der Resonatoren auf unterschiedliche Metallisierungsebenen eines Substrates erreicht (Abb. 4.64).

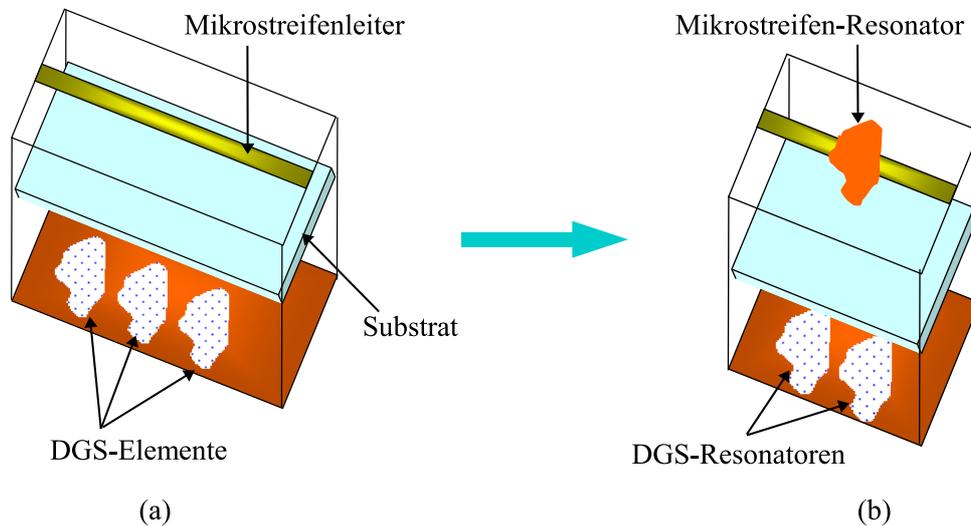


Abbildung 4.64: 3D-Ansicht einer einfachen Multischichtstruktur (zwei Metallisierungsebenen)

Man muss hier zwischen verschiedenen Technologien unterscheiden. Einfache Substratmaterialien (z.B. RO4003) wie in dieser Arbeit erlauben nur zwei Metallisierungsebenen. Aber diese Einschränkung trifft nicht zu, wenn die Struktur von einer professionellen Herstellungseinrichtung fabriziert wird. Auf Silizium-Substraten können mit der verfügbaren Technologie Mehrlagenmetallisierungen hergestellt und damit Multischicht-Strukturen realisiert werden. Die Resonatoren sind parallel aufeinander geschichtet und sind zwischen der Oberschicht und der Massefläche angeordnet. Die benachbarten Resonatoren führen zu gekoppelten elektromagnetischen Feldern, wodurch sich mehrere Resonanzfrequenzen (Dämpfungspolstellen) entlang des Sperrbereichs ergeben, und eine Erweiterung erreicht wird. Die Strukturierung der einzelnen Schichten auf der Basis angepasster und optimierter Materialien und Strukturen dient dem angestrebten Zweck, sehr kompakte, verlustarme Strukturen zu erzielen. Das Hauptziel ist hierbei, verschiedene Untersuchungen zur Verbesserung der Filtercharakteristiken durchzuführen, wobei unterschiedliche Verfahren mit Hilfe von Simulationsprogrammen, wie Microwave Office und Matlab, zur Anwendung gebracht wurden.

► Multischicht-Kreuz-DGS-Methode

Diese Technik wird auf Kreuz- oder Pfeilkopf-DGS-Filter mit gleichen Abmessungen wie vorher angewendet mit dem Unterschied, dass die untersuchte Struktur hier aus mehreren gekoppelten Resonatoren besteht (siehe Abb. 4.65). Eine schematische Darstellung des Multischicht-DGS-Tiefpassfilters ist in Abb. 4.65 (a) dargestellt. Die neue kompakte Struktur besteht aus zwei weggefrästen Kreuz-DGS-Resonatoren in

der Grundmetallisierung, während der dritte Mikrostreifenresonator auf der obersten Schicht zwischen den zwei DGS liegt und durch einen speisenden $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter an den SMA-Anschlüssen angeschlossen ist. Das Multischicht-Tiefpassfilter wurde mit dem gleichen Substrat und unter den gleichen Bedingungen wie vorher entworfen und simuliert. Das Filter benötigt eine Fläche von ca. $25\ \text{mm} \times 20\ \text{mm}$.

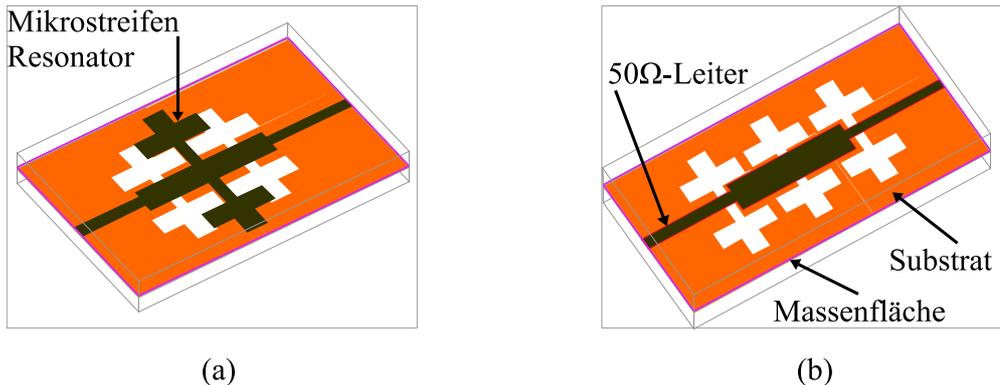


Abbildung 4.65: (a) Die 3D-Ansicht des Multischicht-DGS-TPFs. (b) die 3D-Ansicht des kaskadierten DGS-TPF

Die Filtergrößen wurden mit Hilfe der Optimierungsmethode (Abb. 3.23) wie folgt bestimmt: $a = 2\ \text{mm}$, $b = 2\ \text{mm}$, $l_1 = 2\ \text{mm}$, $l_2 = X\ \text{mm}$, $W_0 = 3\ \text{mm}$, $W_1 = 0,92\ \text{mm}$ und $g = 0,6\ \text{mm}$. Die konventionelle Methode zur Verbesserung des Filterverhaltens im Übergangsbereich und Sperrbereich ist, die Anzahl der kaskadierten Resonatoren zu erhöhen. Abb. 4.65 (b) zeigt eine andere Topologie des untersuchten Kreuz-Tiefpassfilters, wobei die drei DGS-Resonatoren unter Verwendung des geometrischen Reihensatzes hintereinander gekoppelt wurden (siehe Abschnitt 4.2.2). Dieses Verfahren erhöht jedoch die Einfügedämpfung (engl: insertion loss, IL) im Durchlassbereich und führt zu einer Vergrößerung der Struktur. Im Hinblick auf die Verbesserung von Sperrbereich, Durchlassbereich und Kompaktheit des kaskadierten Filters wird diese Multischicht-Technik angewendet. So wurde die Anzahl der Resonatoren erhöht, ohne eine Vergrößerung der Filterfläche zu benötigen (siehe Abb. 4.65 (a)).

Die Abb. 4.66 stellt den Vergleich zwischen dem simulierten S -Parametern der beiden untersuchten Filter dar. Deutlich erkennbar ist die gute Übereinstimmung der beiden Simulationen. Durch diese Miniaturisierungstechnik ist es gelungen, ein Multischicht-DGS-Filter mit ähnlichen Eigenschaften wie das kaskadierte Filter mit $(1\ \lambda_g \times 0,4\ \lambda_g)$ zu realisieren, dessen Fläche auf die Hälfte verringert wurde [139]. In Tab. 4.4 sind die wichtigsten Daten der beiden Strukturen zusammengefasst. Die Wellenlänge beträgt $0,05\ \text{m}$ bei $f_c = 1,9\ \text{GHz}$.

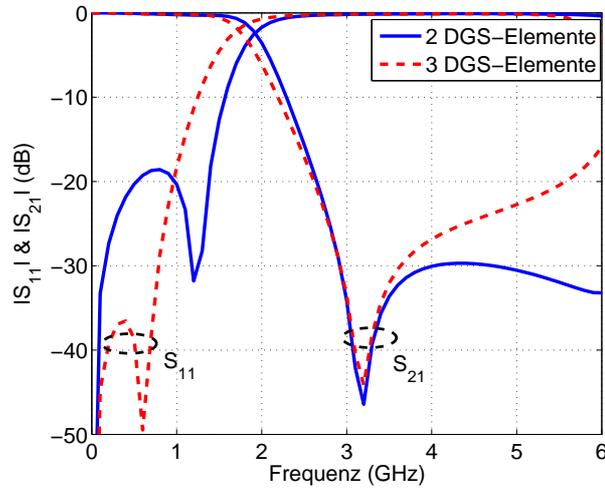


Abbildung 4.66: Vergleich zwischen den Simulationsergebnissen der beiden Filter

Tabelle 4.4: Vergleich der physikalischen Eigenschaften beider Filterstrukturen

Filtertyp	f_c [GHz]	f_0 [GHz]	λ_g [m]	F [m ²]	BBS_{20dB} [GHz]	$[f_0/f_c]$
LPF _{Kaskadier.}	1,7	3,2	0,05	0,0009	1,5	1,9
LPF _{Multisch.}	1,9	3,2	0,05	0,0005	3,3	1,7

► π -Pfeilkopf-Multischicht-DGS-Methode

Die π -Pfeilkopf-Struktur wurde in dieser Arbeit schon vorgestellt, (siehe Abschnitt 4.2.3). Die Struktur besteht aus drei π -Pfeilkopf-DGS, die hintereinander gekoppelt wurden. Gute Messergebnisse wurden erzielt, aber der beanspruchte Raum blieb ein großer Nachteil des Filters (siehe Abb. 4.31). In unserer veröffentlichten Arbeit [52, 59] wurde diese Technik entwickelt und erfolgreich angewendet. Gegenüber dem konventionellen kaskadierten Filter mit $F = (0,83 \lambda_g \times 0,5 \lambda_g)$ mit $\lambda_g = 0,03$ m, ist die gesamte Fläche des Multischicht-Filters nahezu halbiert worden.

Um diese Technik und ihre Wirksamkeit weiter zu bestätigen und um die Generalität der logarithmischen Verteilungs-Methode (Experimentelle Methode)- bzw. geometrischen Reihenmethode zu überprüfen, wurde ein Tiefpassfilter 5. Ordnung entworfen, simuliert und gemessen.

Die Filterstruktur besteht aus 5 kaskadierten Resonatoren, die nach unserer neuen Methode angeordnet wurden (*relative amplitudes distribution of the logarithmic function* bzw. *relative amplitudes distribution of the geometric progression*). Die untersuchte Struktur besteht aus drei Mikrostreifenresonatoren, die auf der oberen Schicht nebeneinander plaziert sind, und aus zwei nebeneinander liegenden DGS-Resonatoren als weggefräste Flächen in der Grundmetallisierung (siehe Abb. 4.67).

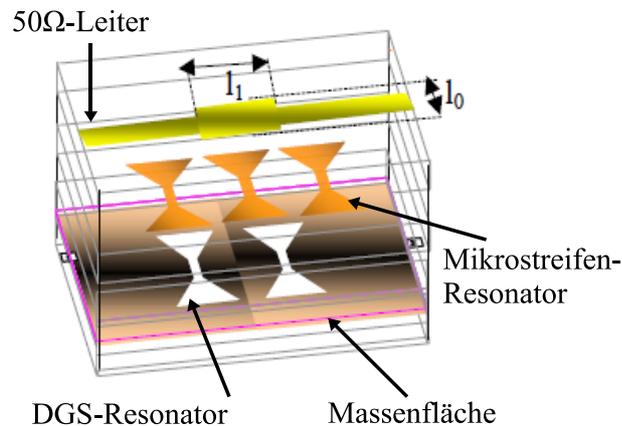
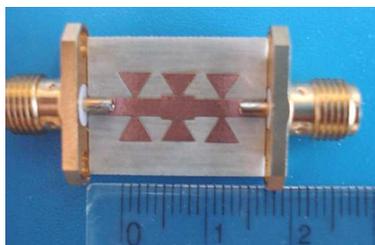


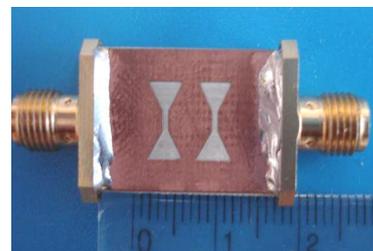
Abbildung 4.67: Die 3D-Ansicht des kaskadierten Tiefpassfilters

► Simulation und experimentelle Ergebnisse

Der Beschreibung sowie die Abmessungen der DGS-Struktur wurden ausführlich in Abschnitt 4.2.2 behandelt. Die Filterstruktur wurde auf HF-Substratmaterial hergestellt und im Labor getestet. Die Abb. 4.68 zeigt die Vorder- und Rückseite des gefertigten Filters. Die gesamte Fläche des kompakten Filters beträgt $F = (1,034 \lambda_g \times 0,69 \lambda_g)$, wobei $\lambda_g = 0,036$ m bei einer Grenzfrequenz $f_c = 4,5$ GHz.



(a)



(b)

Abbildung 4.68: Fotos des realisierten Tiefpassfilters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

Das hier beschriebene Tiefpassfilter wurde mit einer Bandbreite von DC bis 4,5 GHz bei einer Grenzfrequenz von 4,5 GHz und einer Polfrequenz (erster Dämpfungspol) von 8,3 GHz ausgelegt und für eine geringe Dämpfung von -0,1 dB bis -0,6 dB konzipiert. Der Übergang vom Durchlassbereich zum Sperrbereich ist relativ steil ($f_0/f_c = 1,6$). Darüber hinaus wurde ein sehr breites Sperrband von 6,2 GHz bis 16 GHz mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB erreicht. Abb. 4.69 stellt die Simulations- und Messergebnisse des entworfenen Filters dar. Die beiden S -Parameterverläufe stimmen sehr gut miteinander überein. Diese Technik kann in verschiedenen Kommunikations- und HF-Bereichen angewendet werden mit dem Zweck, bessere Filtereigenschaften zu erzielen.

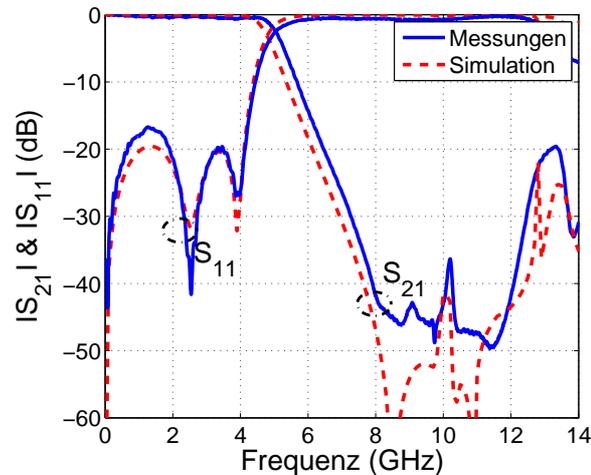


Abbildung 4.69: Mess- und Simulationsergebnisse des kaskadierten Tiefpassfilters

► Fazit

Die durchgeführten Untersuchungen und die davon gewonnenen Ergebnisse zeigen, dass durch die angewendete DGS-, Kaskadierungs- und Multischicht-Technik kompakte, verlustarme Filterstrukturen mit steilem Übergangsbereich und breitbandigem Sperrbereich entworfen und hergestellt werden können. Die Einstellbarkeit sowie der EM-Kopplungseffekt sind Eigenschaften, die nicht leicht mit diesen verwendeten DGS-Elementen zu kontrollieren und effektiver auszunutzen sind. Deshalb werden andere einfache DGS-Formen, wie Open-Loop-, U-Hairpin- oder Oktagon-Ring-Resonator als Alternative erst für Tiefpassfilter und später für Bandpass- oder Bandsperrfilter eingesetzt.

4.8 Filtersdesign mittels Ring-DGS-Resonatoren

In diesem Abschnitt wird ein andere Art von DGS-Einheit verwendet, der sogenannte "Open-Loop-DGS"-Resonator oder Ring-DGS-Resonator (siehe Abb. 4.70 (a) und (b)). Der $\lambda/2$ -Ring-Resonator ist eine weggefäste Fläche in der Grundmetallisierung. Der Ring ist nicht geschlossen, daher der Name "Open-Loop"-Resonator. Der Resonatorarm mit der Länge $l_1 = l_0$ und der Breite $g_0 = (l_0 - l_2)/2$ entspricht der Kapazität und die Öffnung (Metall)(engl.: gap) mit der Breite s der Induktivität. Ein solches Element wurde entworfen, untersucht und systematisch optimiert mit dem Ziel, ein kompaktes DGS-Tiefpassfilter im L-Band mittels Ring-DGS-Resonator und elektromagnetischem Kopplungseffekt realisieren zu können.

Die ursprüngliche Äquivalentschaltung war ein Tschebyscheff-Tiefpassfilter 3. Ordnung für maximale Betriebsdämpfung im Durchlassbereich $A_c = 0,5$ dB, Grenzfrequenz $f_c = 2,2$ GHz und Wellenwiderstand $Z_w = 50 \Omega$. Das Substratmaterial ROGERS

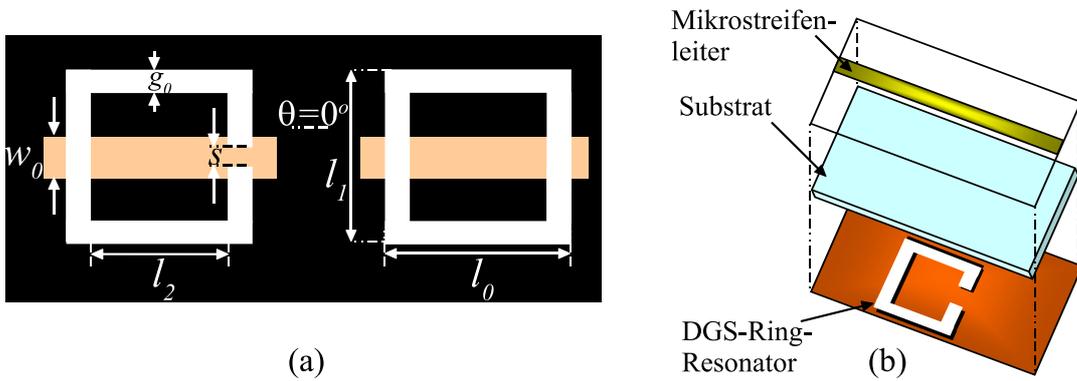


Abbildung 4.70: Ring-DGS-Resonator: (a) Der Ring-Resonator und seine Abmessungen, (b) 3D-Ansicht des Ring-DGS-Elements

RO4003 mit einer Dielektrizitätskonstante $\epsilon_r = 3,38$ und einer Sustrathöhe $h = 0,813$ mm wurde für die Simulationsversuche sowie für die Filterherstellung verwendet. Die EM-Simulationen wurden mit Hilfe der kommerziellen Software MWO durchgeführt. Genau wie beim Rund- oder Pfeilkopf-DGS lässt sich der Resonanzpol der Ring-DGS nach tiefen oder höheren Frequenzbereich verschieben, indem man die Ringdimensionen ändert. Diese Untersuchungen wurden in [140] umfassend diskutiert. Die Ring-, sowie die Filterdimensionen wurden mit der Optimierungsmethode (Abb. 3.23) definiert. Die Elementwerte des Ersatzschaltbilds des DGS-Resonators (Abb. 4.71 (a)) und danach der gesamten Filterstruktur wurden zuerst mit Hilfe des EM-Simulationsverlaufs (Abb. 4.71 (b)) teilweise extrahiert und mit Gl. (4.41) und Gl. (4.43) vollständig berechnet.

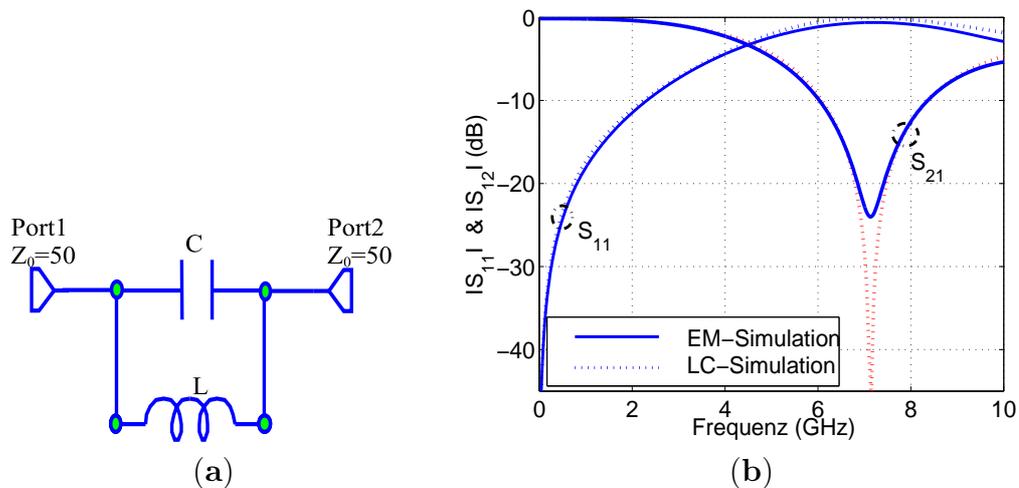


Abbildung 4.71: (a) Die Äquivalentschaltung des Ring-Resonators, (b) Vergleich der Simulationsergebnisse des Ring-Resonators

Die Dimensionen sowie die Elementwerte des DGS-Resonators sind wie folgt aufgeführt: $l_0 = l_1 = 8$ mm, $l_2 = 6$ mm, $g_0 = (l_0 - l_2)/2 = 1$ mm, $s = 1$ mm, $w_0 = 1,9$ mm, $L = 0,546$ nH und $C = 0,104$ pF. Die Ergebnisse der EM-Simulation und des DGS-Ersatzschaltbilds sind in Abb. 4.71 (b) zu sehen. Eine sehr gute Übereinstimmung zwischen den Simulationsergebnissen wurde erzielt.

► Elektromagnetische Feldverteilung

Zweck dieser kurzen Untersuchung ist es, die Beziehung zwischen dem DGS-Ersatzschaltbild und der elektromagnetischen Oberflächenfeldverteilung zu erforschen. Die Mikrostreifenstruktur besteht aus zwei Regionen I und II (siehe Abb. 4.72 (b)). In der Region I (Öffnung (s)) ist die magnetische Energie konzentriert. Damit beeinflusst jede Änderung der Öffnungsbreite s direkt die effektive Induktivität der Struktur. Gleichzeitig ist das magnetische Feld in der Region II fast verschwunden. Das bedeutet, dass die Länge der Arme ($4l_1 - s$) keinen Einfluss auf den Induktivitätseffekt des Filters hat. Auf der anderen Seite ist das elektrische Feld entlang der gesamten Struktur verteilt. Daher beeinflusst jede Veränderung in der Länge der Ring-Arme ($4l_1 - s$) stark die elektrische Feldverteilung, was wiederum zu einer Veränderung der effektiven Kapazität der Struktur führt. So wird es leicht zu garantieren, dass die Region I der Induktivität und die Region II der Kapazität entspricht. Die gesamte Struktur entspricht dann einem parallelen LC-Resonator (Resonanzzustand). Im Bereich unter der Resonanzfrequenz wird die Ring-DGS nur als Induktivität wirken, und damit wird die meiste Energie magnetisch sein (siehe Abb. 4.72 (a)). Dagegen dominiert die elektrische Energie oberhalb der Resonanzfrequenz (siehe Abb. 4.72 (c)).

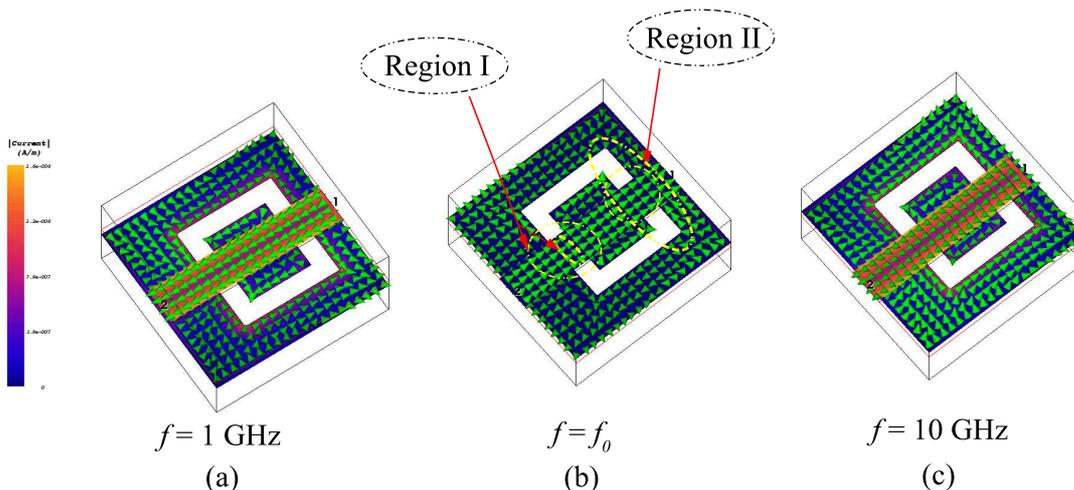


Abbildung 4.72: EM-Feldverteilung: (a) unterer Durchlassbereich, (b) Sperrbereich, (c) oberer Durchlassbereich

► Aufbau und Simulation des Doppelring-DGS-Resonators

Um die Filtereigenschaften und besonders die Flankensteilheit und den Sperrbereich

zu verbessern, muss die EM-Kopplung zwischen den kaskadierten DGS-Resonatoren vergrößert werden. Für diesen Zweck werden zwei Ring-Elemente durch einen Schlitz (Schlitzlänge $d = 2$ mm und Schlitzbreite $g_1 = 1,3$ mm) verbunden und als ein DGS-Resonator (Doppelring-DGS-Resonator) betrachtet (siehe Abb. 4.73 (a)). Auf der oberen Seite des Substrats wurde eine 30Ω -Mikrostreifenkapazität (Ausgleichskapazität) und ein 50Ω -Mikrostreifenleiter aufgebracht. Der 50Ω -Oberleiter ist mit einer Breite von $1,9$ mm an das Messgerät gut angepasst.

Abb. 4.73 (a) und (b) zeigen den schematischen Aufbau und die Simulationsergebnisse des neuen DGS-Resonators. Die EM- und die Schaltungssimulation stimmen sehr gut miteinander überein. Der so dimensionierte DGS-Resonator weist eine Grenzfrequenz von $3,28$ GHz und eine Resonanzfrequenz von $4,54$ GHz auf. Darüber hinaus erscheinen im Sperrbereich wegen des EM-Kopplungseffekts zwei zusätzliche Dämpfungsstellen $f_1 = 5,9$ GHz und $f_2 = 8,1$ GHz.

Wie in der Abb. 4.73 ersichtlich, wird es möglich mit einem einzigen DGS-Element dieser Art Filter mit breitem Sperrband ($|S|_{21} \geq 5,5$ GHz) mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB zu entwerfen. Die Resonatordimensionen wurden als Funktion von der Wellenlänge wie folgt bestimmt: $d_1 = 8$ mm und $d_2 = 5$ mm. Theoretisch muss das verwendete DGS-Element eine ähnliche Grenzfrequenz wie das erforderliche Ersatzschaltbild des Filters haben. Weil aber der Kopplungseffekt einen Einfluss auf das Frequenzverhalten hat (siehe Abschnitt 4.6.1 und 4.7), ist es hier klüger, einen kompakten DGS-Resonator mit einer Grenzfrequenz etwas größer als 2 GHz einzusetzen.

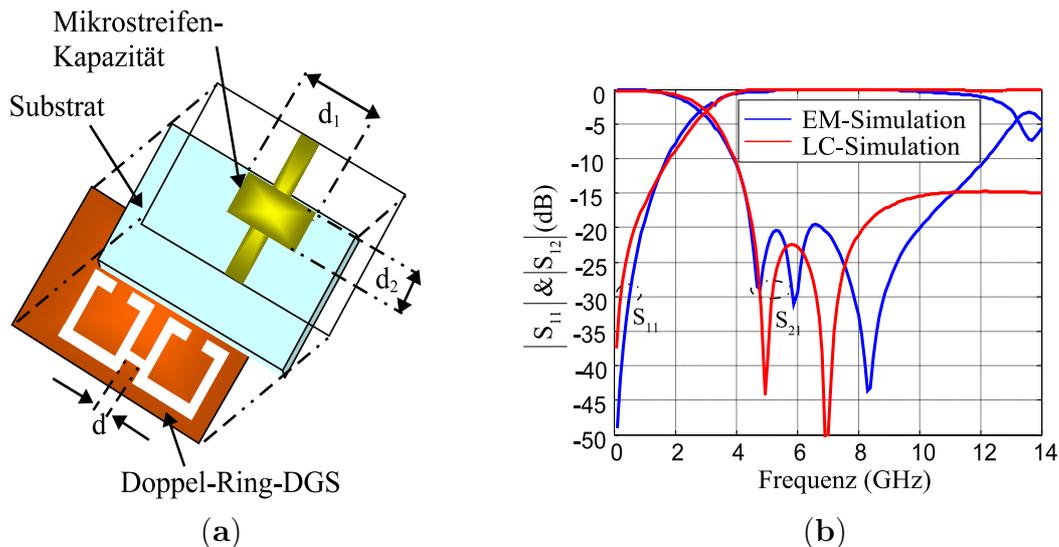


Abbildung 4.73: (a) 3D-Ansicht des Doppelring-DGS-Resonators, (b) Simulationsergebnisse des DGS-Elements

Diese gewollte Abweichung wird beim Filter durch den Kopplungseffekt kompensiert und damit verschiebt sich die Resonanz- und Grenzfrequenz zu den erforderlichen Frequenzmerkmalen des Tiefpassfilters.

4.8.1 Aufbau und Simulation des Ring-DGS-Tiefpassfilters

Das entworfene DGS-Tiefpassfilter besteht aus zwei identischen kaskadierten weggefrästen Flächen in der Grundmetallisierung (Ring-DGS-Resonatoren) und zwei gleichen Ausgleichsmikrostreifenkapazitäten, die durch 50 Ω -Mikrostreifenleiter an SMA-Anschlüsse angeschlossen sind (siehe Abb. 4.74 (a)). Abb. 4.74 (b) stellt den Vergleich zwischen den EM- und den Schaltungssimulationen dar. Die beiden Simulationsergebnisse stimmen sehr gut miteinander überein.

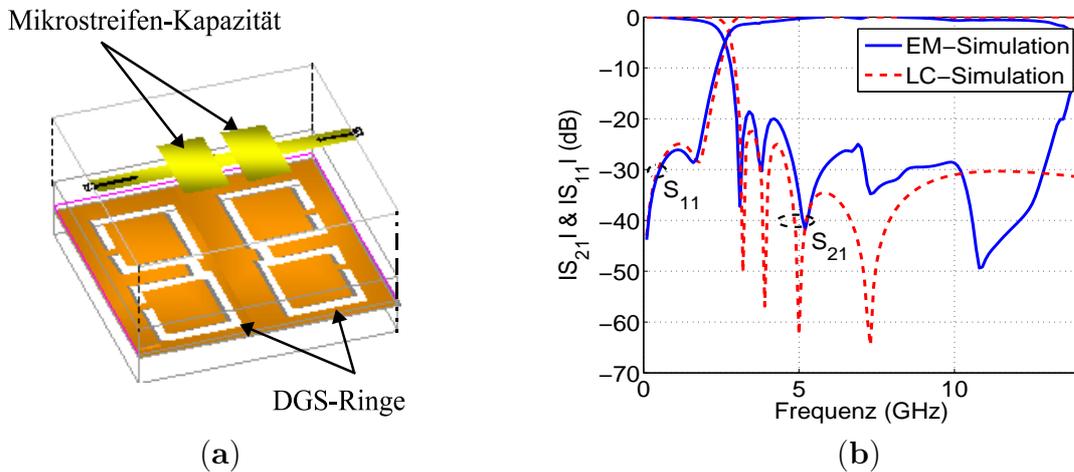


Abbildung 4.74: (a) 3D-Ansicht des DGS-TPFs. (b) Vergleich der Schaltungs- und EM-Simulationsergebnisse

Die Filterabmessungen sowie Elementwerte des Ersatzschaltbilds (siehe Abb. 4.70-Abb. 4.75) sind wie folgt definiert: $d_1 = 8$ mm, $d_2 = 5$ mm, $d = 2$ mm, $g_1 = 1,3$ mm, $l_0 = l_1 = 8$ mm, $l_2 = 6$ mm, $g_0 = 1$ mm, $s = 1$ mm, $w_0 = 1,9$ mm, $L_1 = L_2 = L = 0,546$ nH, $C_1 = C_2 = C = 0,104$ pF und $C_3 = 0,096$ pF (Mikrostreifen-Kompensationskapazität). Die Filterstruktur hat eine Grenz- und eine Polfrequenz von 2,35 GHz bzw. 3,2 GHz, geringe Durchlassverluste ($|S_{21}| = 0,2$ bis 1,5 dB) und ein Sperrband, das zwischen 3,6 GHz und 8 GHz mit einer Sperrdämpfung von 20 dB liegt.

In dieser Arbeit wurden Filter einmal mit einem Doppelring-DGS-Resonator (Abb. 4.73 (a)) und einmal mit zwei Doppelring-DGS-Resonatoren (Abb. 4.74 (a)) entwickelt und simuliert, mit dem Ziel, den Einfluss der Anzahl der verwendeten Ring-DGS-Resonatoren auf Filtereigenschaften zu beobachten [140].

Bei der Erhöhung der Anzahl der Resonatoren, erhöht sich der EM-Kopplungs- sowie

der Slow-Wave-Effekt, was tatsächlich zu kontinuierlicher Verbesserung der Filtereigenschaften führt. Allerdings kann man die Resonatorzahl nicht unbegrenzt erhöhen, da sich die Einfügungsdämpfung (Durchlassverlust), die thermischen und die Streuverluste sowie die unerwünschte Kopplung ab einer bestimmten Anzahl negativ auswirken.

• Abstimmbarkeit des Frequenzverhaltens des DGS-Elements

Eine einfache Änderung in den Abmessungen der Struktur ist ausreichend, um die Resonanz- und die Grenzfrequenz des Filters kontrollierbar zu machen. Eine Vergrößerung der Ringseitenlänge verursacht eine Verschiebung der beiden Frequenzen in den niedrigeren Frequenzbereich und umgekehrt [110, 141]. Zur Untersuchung dieses Dimensionseffekts des DGS-Ringes wurde die Länge l_1 von 5 mm bis 23 mm variiert. Die Grenzfrequenz variiert von 1,5 bis 3,4 GHz und die Resonanzfrequenz von 2,7 bis 6,2 GHz. Diese Ergebnisse wurden in Abb. 4.75 veranschaulicht.

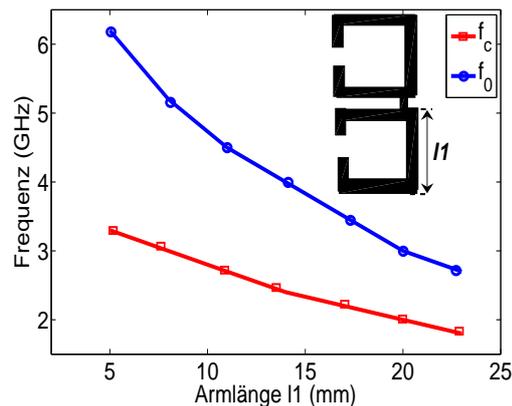


Abbildung 4.75: Aus Transmissionskurven extrahierte Grenz- und Resonanzfrequenzwerte des DGS-Elements

• Einfluss der Öffnungsbreite auf die DGS-Eigenschaften

Es wurde festgestellt, dass eine Änderung der Öffnungsbreite s einen Einfluss auf die Resonanzfrequenz sowie auf die Sperrdämpfung des Sperrbandes hat. Doch während dieser Variation bleibt die Grenzfrequenz nahezu konstant, was bedeutet, dass die Änderung des Öffnungsabstandes (metallischer Kanal) keinen Einfluss auf die Grenzfrequenz hat. Abb. 4.76 (a) stellt die Änderung der Resonanzfrequenzen in Abhängigkeit von der Öffnungsbreite s , der von 0,5 mm bis 4 mm variiert, dar. Abb. 4.76 (b) zeigt die maximalen Sperrdämpfungswerte in Abhängigkeit von s . Die maximale Sperrdämpfung im Sperrbereich wurde ständig verbessert, wenn s sich erhöht. Das beste Ergebnis wurde bei einem Abstand um 2 mm erzielt, während oberhalb von $s = 3$ mm und unterhalb von $s = 1$ mm Verschlechterungen des Ergebnisses auftreten.

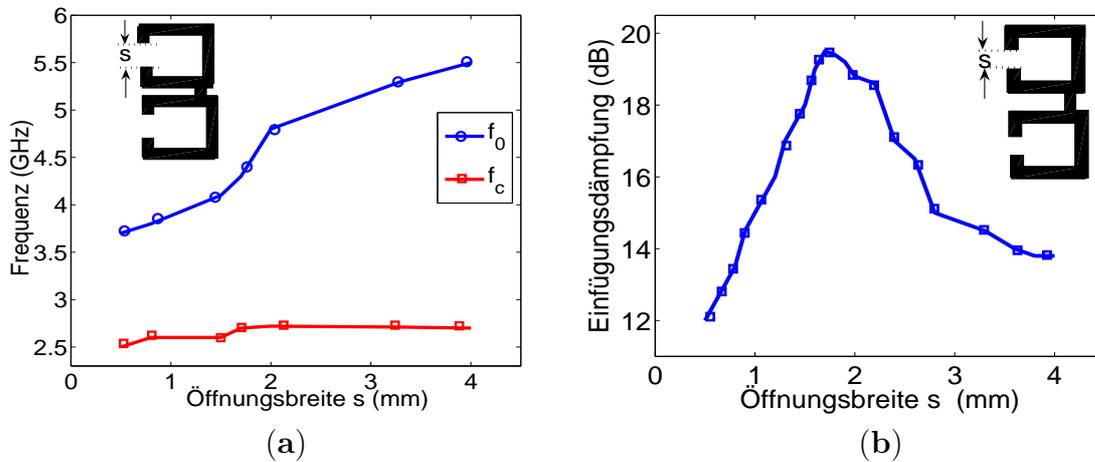


Abbildung 4.76: (a) Aus Transmissionskurven extrahierte Grenz- und Resonanzfrequenzwerte des DGS-Elements, (b) aus Transmissionskurven extrahierte maximale Sperrdämpfung im Sperrbereich

• Die Idee des Entwurfs des breitbandigen Tiefpassfilters

Basierend auf den oberen Beobachtungen und den gewonnenen Daten in den empirischen Untersuchungen wurde ein Kompromiss gemacht, um den optimalen Abstand zu finden, der besser geeignet ist, um das gewünschte Tiefpassfilter mit guten Eigenschaften zu realisieren. Für die vorgeschlagene Filterstruktur wurden $s = 1,5$ mm und $l_1 = 8$ mm gewählt. Die aus der Simulation gewonnenen Ergebnisse können auch nützlich sein, um gewünschte Filter in anderen Frequenzbändern zu entwerfen.

4.8.2 Experimenteller Aufbau und Messergebnisse

Das untersuchte DGS-Tiefpassfilter wurde simuliert, optimiert und schließlich im Labor hergestellt und mit Hilfe eines Netzwerkanalysators HP8719D getestet. Fotos der im Rahmen dieser Arbeit gefertigten kompakten planaren DGS-Filterstruktur sind in Abb. 4.77 zu sehen. Das Filter benötigt eine Fläche von ca. $(0,35 \lambda_g \times 0,28 \lambda_g)$, wobei $\lambda_g = 71$ mm. In Abb. 4.78 wurden die Messergebnisse des Ring-DGS-Filters mit den Feldsimulationsergebnissen verglichen. Der Vergleich zeigt eine weitgehende Übereinstimmung der Charakteristiken.

Das entwickelte Filter verfügt über geringe Durchlassverluste ($|S_{21}| = 0,2$ bis $1,5$ dB) und ein breiteres Sperrband von 3 GHz bis 8 GHz mit einer Sperrdämpfung von mehr als 25 dB. Der Transmissionsverlauf S_{21} des gefertigten Filters zeigt eine Grenz- und Polfrequenz (erster Dämpfungspol im Sperrbereich) von 2,3 GHz bzw. 3,3 GHz.

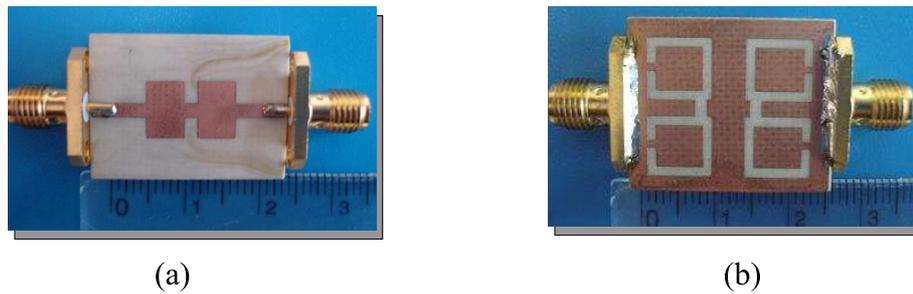


Abbildung 4.77: Foto des gefertigten Ring-DGS-Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

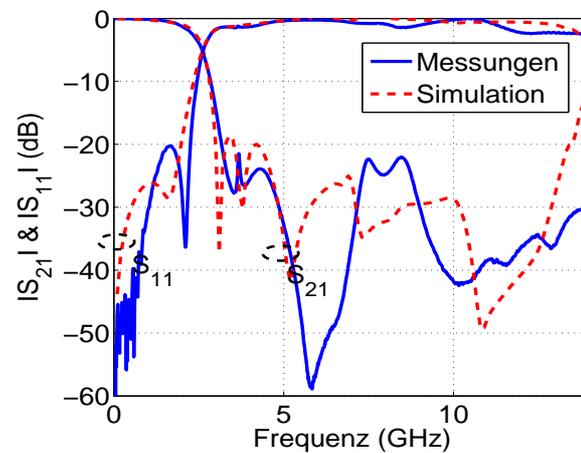


Abbildung 4.78: Mess- und Simulationsergebnisse des Ring-DGS-Filters

► Fazit

Ein neues Doppelring-DGS-Tiefpassfilter wurde erforscht, entworfen und realisiert. Die Grenz- und die Polfrequenz können leicht durch die Ringdimensionen kontrolliert werden. Anhand der Simulationsergebnisse wurde eine Datenbank (Abb. 4.75 und Abb. 4.76) fertiggestellt und dient zur Realisierung des Filters mit den optimalen Eigenschaften. Die Slow-Wave- und Kopplungseffekte zwischen den benachbarten DGS-Elementen führten zu einer Unterdrückung der unerwünschten Harmonischen und somit zu einem breiten Sperrband entlang des Sperrbereichs. Solche Strukturen können in verschiedenen Bereichen der Kommunikationstechnik verwendet werden.

4.9 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden verschiedene Methoden und mathematische Verfahren wie Hi-Lo-, Multischicht- und Fraktal-Technik sowie kaskadierte Exponential-Verteilungs-, geometrische Reihen- und Kopplungsmatrix-Methode diskutiert und angewendet.

Das Ziel dabei ist die Filtereigenschaften zu verbessern. Im ersten Schritt wurden Richard- und Kuroda-Identität angewendet mit dem Zweck eine Struktur mit guten Verbesserungen zu erzielen, wobei ein konzentriertes Filter zu Stichleitungen und später zu einem Mikrostreifenfilter umgewandelt wurde. Die Filtereigenschaften wurden dank dieser Methoden verbessert, aber nicht problemlos realisiert. Man stößt bei der Umsetzung auf erhebliche Schwierigkeiten, wie Kopplungsprobleme und Realisierung von kurzgeschlossenen erdfreien Leitungen. Mikrostreifenfilter erwiesen sich als vorteilhafter als Stichleitungen. Allerdings ist einerseits die Leiterbreite nicht beliebig zu wählen. Eine Breite unter $100 \mu\text{m}$ ist z.B. nicht verlustlos zu realisieren. Andererseits beanspruchen die hergestellten Filter eine große Fläche. Um diese Nachteile und Filterprobleme zu beseitigen, wurde ein neuer Ansatz eingeführt die sogenannte Defected-Ground-Structure (DGS). Damit wurden die unrealisierbar schmalen Mikrostreifen-Induktivitäten durch DGS-Elemente ersetzt. Zusätzlich wurden die Kompaktheit der Filterstruktur wegen physikalischen Effekten wie Slow-Wave- oder Kopplungseffekten der DGS verbessert. Mit der Änderung der Geometrien des DGS-Elements nach Fraktal- oder Kreuz-Methoden wurden die Eigenschaften des Filters weiter optimiert.

Letztendlich wurde die Multischicht-Methode entwickelt und eingesetzt. Bei dem Filterentwurf steht nun nicht nur die Grundfläche zur Verfügung, sondern es werden auch darüber liegende Schichten für die Realisierung der Resonatoren verwendet. Damit lässt sich die Fläche der Struktur bis auf die Hälfte verringern. Filter, die auf diese Weise hergestellt wurden, können aufgrund ihrer Kompaktheit in modernen drahtlosen Kommunikationssystemen sehr gut eingesetzt werden.

Kapitel 5

Bandpass- und Bandsperrfilter mittels DGS-Technik

Bei heutigen modernen Informations- und Kommunikationstechnologien spielen Mikrostreifenkomponenten eine wichtige Rolle. Insbesondere sind kompakte, verlustarme und preisgünstige Filter wegen ihrer breiten und effektiven Anwendung oft gefragt.

Die gekoppelten Mikrostreifen-Bandpassfilter wurden ausgiebig erforscht und in vielen Mikro- und Millimeterwellensystemen, im Hinblick auf eine hohe Leistung, eine geringe Fläche und niedrige Kosten sowie zur Einhaltung der erforderlichen Übertragungsspezifikationen angewandt. Es gibt viele Arten von Bandpassfilter-Design und -Techniken, um die oben genannten Anforderungen zu erreichen, wie zum Beispiel die Verwendung von kaskadierten Filtern. Der Nachteil dabei ist, dass solche Strukturen große Nutzfläche beanspruchen [2]. Eine Alternative dafür sind interdigitale Bandpassfilter, die aus kurzgeschlossenen Hairpin-Mikrostreifenleitungen (short stubs) bestehen. Ihr Nachteil liegt darin, dass sie sich nicht ohne Schwierigkeiten herstellen lassen [31, 142, 143]. Für konventionelle parallele Mikrostreifenleitungs-BPF bleibt die Gesamtfläche der Struktur immer recht groß, wegen des Einsatzes von $\lambda/2$ -Resonatoren, während die Umsetzung einfach ist [39, 144]. BPF mit Hairpin-Resonatoren können dafür eine Lösung sein [145, 146]. Ihre Strukturgeometrie lässt es zu, dass die Gesamtfläche bis zur Hälfte reduziert werden kann. Allerdings sind diese Filter nur von begrenztem Nutzen aufgrund ihrer typischerweise hohen Einfügungsdämpfung und wegen der praktischen Herstellungsschwierigkeiten.

Um diese Probleme zu lösen, werden Filter mit DGS-Technik verwendet. Mit der Anwendung der DGS-Resonatoren sind die Filter-Strukturen sehr kompakt, kontrollierbar und verlustarm geworden.

In diesem Kapitel werden verschiedene Methoden mit unterschiedlichen mathematischen Verfahren angewendet, um Filterstrukturen wie Filter mit einem einzigen Ring-Resonator (engl.: open loop resonator), Multi-Bandpassfilter mit mehreren Ring-Resonatoren, BPF mittels gekoppelten Hairpin-DGS-Resonatoren zu entwerfen, zu

optimieren und zu realisieren.

In allen folgenden Untersuchungen wurde das RO4003-Substrat mit einer Dielektrizitätskonstante $\varepsilon_r = 3,38$, einer Dicke $h = 0,813$ mm und einem $\tan \delta = 0,0027$ für die Simulation und die Herstellung verwendet. Der Simulationssoftware MWO wurde für Layout-Entwürfe und für die durchgeführten Simulationen angewendet. Die Filterstrukturen wurden dann im Labor hergestellt und mit Hilfe eines Netzwerkanalysators HP8719D gemessen.

Um die Anpassung an 50Ω -SMA-Anschlüsse zu gewährleisten, wurde bei jeder untersuchten Struktur ein 50Ω -Mikrostreifenleiter mit einer Breite von $1,9$ mm auf das Substrat aufgebracht. Dieser Kupferleiter hat eine Metallisierungsdicke von $35 \mu\text{m}$ und eine Konduktivität von $58,8 \cdot 10^6$ S/m.

5.1 Dual-Mode-Ring-Bandsperrfilter

In diesem Experiment wurde versucht, einen kompakten Bandsperrfilter für das C-Band (nach ITU) mit zwei Reflexionsnullstellen, eine maximale Sperrdämpfung im Sperrbereich sowie eine geringe Einfügungsdämpfung in beiden Durchlassbereichen zu entwerfen und zu realisieren. Die Neuheit bei dieser Struktur ist, dass sie ein Dual-Mode-Verhalten zeigt, wobei nur ein einziger Ring-Resonator statt zweier verwendet wird [147, 148]. Die Filterstruktur wurde entwickelt und getestet (siehe Abb. 5.1).

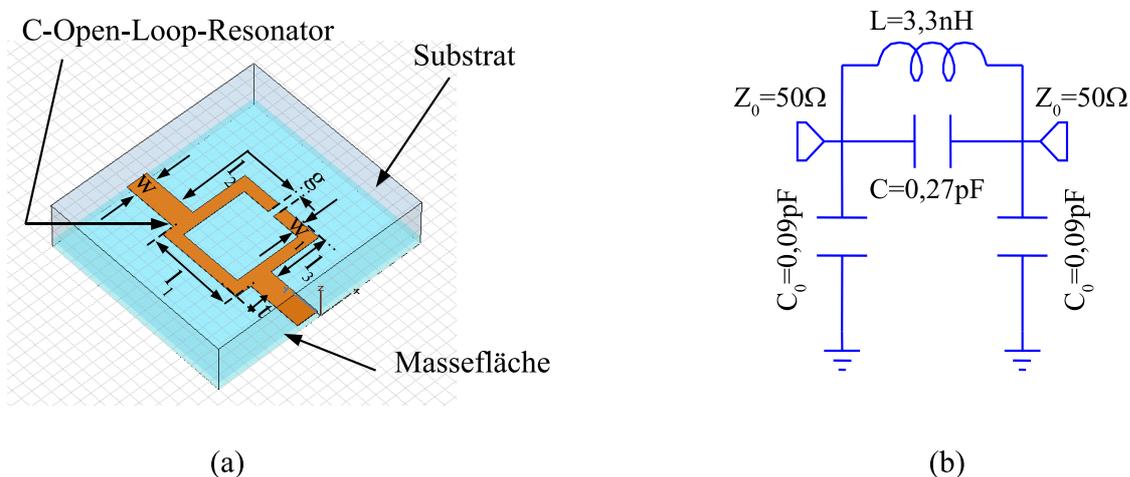


Abbildung 5.1: (a) Die 3D-Ansicht des Ring-Bandsperrfilters, (b) das Ersatzschaltbild

5.1.1 Entwurf des neuen Ring-Bandsperrfilters

Abb. 5.1 stellt den schematischen Aufbau des Ring-Bandsperrfilters und sein entsprechendes Ersatzschaltbild dar. Die Breite des Armes w_1 beträgt 1 mm und entspricht

einer charakteristischen Impedanz von 75Ω . Das Filter wurde mit einer Mittenfrequenz $f_0 = 5$ GHz entworfen, simuliert und hergestellt. Für die Struktur wurden folgende Werte für die Dimensionen ermittelt: $l_1 = 8$ mm, $w = 1,92$ mm, $w_1 = 1$ mm, $g = 1$ mm, $p = 6$ mm. Der gesamte Umfang des Ringes beträgt $U = 4l_1 - g$.

Das elektrische Verhalten des Filters wurde durch einen in Serie geschalteten LC -Parallelschwingkreis approximiert, wobei C der Koppelkapazität (series capacitor) und C_p der zugehörigen Kapazität (shunt capacitor) des kapazitiven π -Gliedes entspricht (siehe Abb. 5.1). Diese lassen sich mit einem numerischen Feldberechnungsprogramm MWO bestimmen. Ihre approximierten analytischen Ausdrücke werden wie folgt berechnet:

$$\text{für } 2,5 \leq \varepsilon_r = 3,38 \leq 15,0 \text{ und } 0,1 \leq \frac{s}{w_1} = 0,6 \leq 1,0$$

$$\frac{C_{\text{even}}}{w_1} = \left(\frac{\varepsilon_r}{9,6} \right)^{0,6} \left(\frac{s}{w_1} \right)^{m_e} e^{k_e} \frac{pF}{m} \quad (5.1)$$

$$\frac{C_{\text{odd}}}{w_1} = \left(\frac{\varepsilon_r}{9,6} \right)^{0,8} \left(\frac{s}{w_1} \right)^{m_0} e^{k_0} \frac{pF}{m} \quad (5.2)$$

$$\text{mit } \left(\frac{w_1}{h} \right) = \eta$$

$$m_e = \left[\left(\frac{1,565^{0,16}}{\eta} \right) - 1,0 \right] \quad (5.3)$$

$$k_e = \left[1,97 - \left(\frac{0,03}{\eta} \right) \right] \quad (5.4)$$

$$m_0 = \eta [0,619 \log \eta - 0,385] \quad (5.5)$$

$$k_0 = [4,26 - 1,453 \log \eta] \quad (5.6)$$

$$C = \frac{C_{\text{odd}}}{2,0} - \frac{C_{\text{even}}}{4,0} \quad (5.7)$$

$$C_p = \frac{C_{\text{even}}}{2,0}, \quad (5.8)$$

wobei w_1 der Mikrostreifenbreite und h der Substrathöhe entspricht. Die Simulationsergebnisse der Schaltungssimulation dieses Filters wurde in Abb. 5.2 mit der elektromagnetischen Feldsimulation verglichen. Bis auf einen leichten Versatz der Reflexionsnullstellen im Passband und einer etwas geringeren maximalen Sperrdämpfung konnte eine gute Übereinstimmung zwischen den Simulationsverläufen erzielt werden. Um die Auswirkungen der Veränderung der Resonatorabmessungen auf das Verhalten des Filters zu untersuchen, wurden mehreren Versuche durchgeführt.

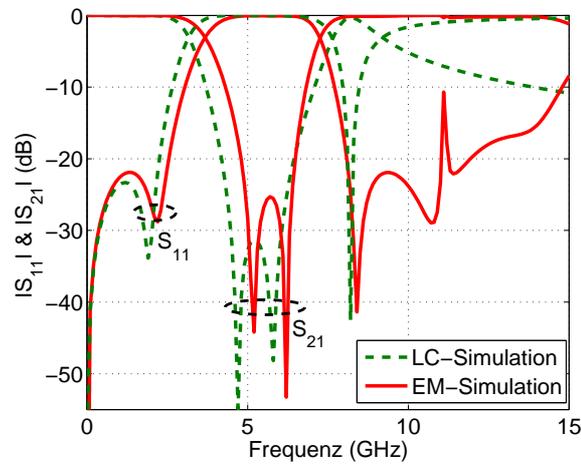
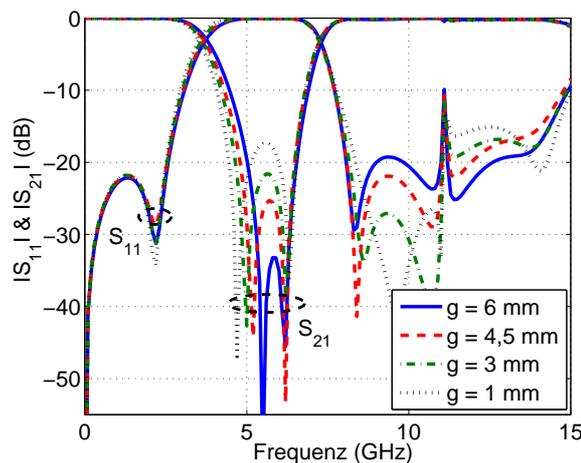


Abbildung 5.2: Vergleich zwischen EM-Feld- und Schaltungssimulation

- **Änderung der Lückenbreite g**

Während alle andere Dimensionen konstant gehalten wurden, wurde die Lückenbreite (engl.: gap) g von 1 bis 6 mm variiert. Wie in Abb. 5.3 ersichtlich ist, erhöht sich mit der Vergrößerung der Lückenbreite die Sperrdämpfung im Sperrbereich während die Rückflussdämpfung im rechten Durchlassbereich abnimmt. Dagegen ist der Durchlassbereich unverändert geblieben. Die Abnahme der Lückenbreite führt zur leichten Verbesserung der Flankensteilheit im Übergang vom Durchlass- zum Sperrbereich.

Abbildung 5.3: Simulationsergebnisse eines Ring-Resonators in Bezug auf die Änderung der Lückenbreite g

- **Änderung der Position t der 50Ω -Mikrostreifenleitung**

In Abb. 5.4 sind die S -Parameterverläufe für drei verschiedene Abmessungen der Position t dargestellt. Dabei wurde bei diesen drei Simulationen t variiert, während alle

anderen Parameter konstant gehalten wurden. Der Kurvenvergleich zeigt, dass Änderung von t nur einen Einfluss auf den rechten Durchlassbereich hat.

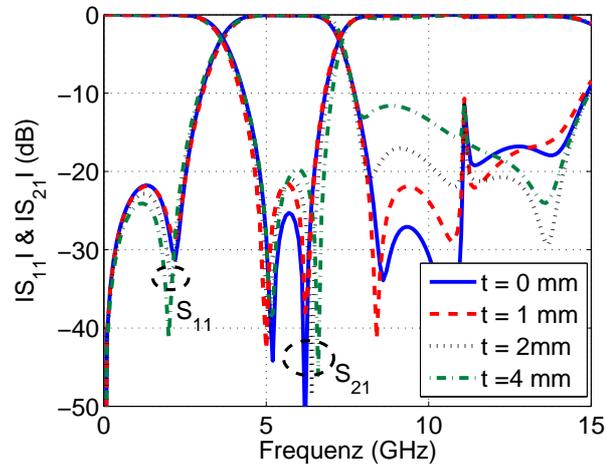


Abbildung 5.4: Simulationsergebnisse eines Ring-Resonators in Bezug auf die Änderung der Leiterposition t

Informationen aus diesen Versuchen wurden je nach spezifischen Anforderungen genutzt, um das optimierte Filter zu erzielen.

Um die Gültigkeit der äquivalenten Schaltung zu untersuchen, wurde eine Feldlinienverteilung der Struktur simuliert und analysiert. Abb. 5.5 zeigt eine elektrische Feldverteilung (Betrag der komplexen Amplitudenwerte), die mit Hilfe des Feldsimulationsprogramms CST Microwave Studio dargestellt wurde.

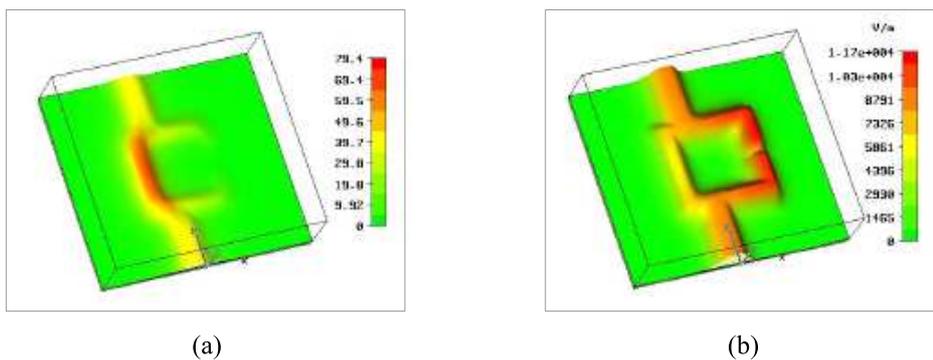


Abbildung 5.5: Elektrische Feldverteilung: (a) Sperrfrequenz ($f_0 = 6$ GHz), (b) Durchlassfrequenz ($f = 2$ GHz)

Bei der Frequenz $f_0 = 6$ GHz zeigt die elektrische Feldverteilung über der Grundplatte im Sperrbereich des Filters ortsfeste Maxima und Minima im Bereich der zuführenden Leitung, was eine stehende Welle bedeutet. Es findet also kein Leistungstransport statt (Resonanzfrequenz). Dagegen wird bei der Frequenz $f_0 = 2$ GHz eine konstante

Verteilung im Bereich der zuführenden Leitungen gezeigt, was eine rein fortschreitende Welle (Resonanzfrequenz) bedeutet. Diese Effekte stimmen sehr gut mit dem Schaltungsverhalten überein.

5.1.2 Realisierung und Messergebnisse

Die Abb. 5.6 zeigt eine Fotografie des vorgeschlagenen Bandsperrfilters. Die Filterstruktur wurde auf das Substratmaterial mit der Gesamtfläche von $(0,63 \lambda_g \times 0,63 \lambda_g)$ aufgebracht, wobei λ_g 0,027 m beträgt. Das Filter wurde im Labor mit Hilfe des Netzwerk-Analysators HP8722D gemessen. Die simulierten und gemessenen Ergebnisse des Filters sind in Abb. 5.7 zu sehen.

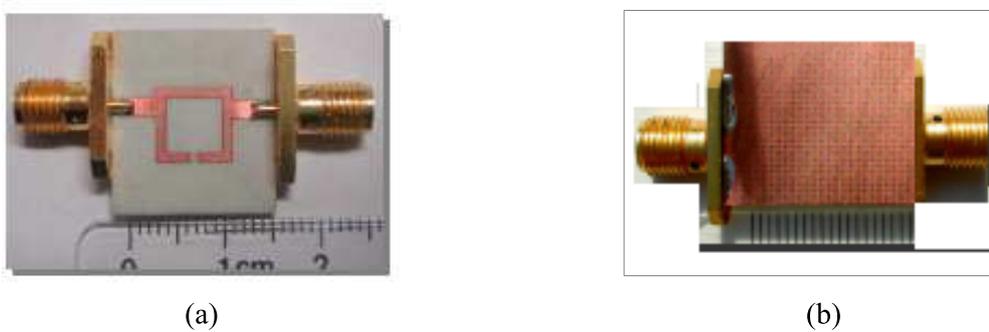


Abbildung 5.6: Foto des hergestellten Ring-Bandsperrfilters: (a) Oberseite, (b) Unterseite

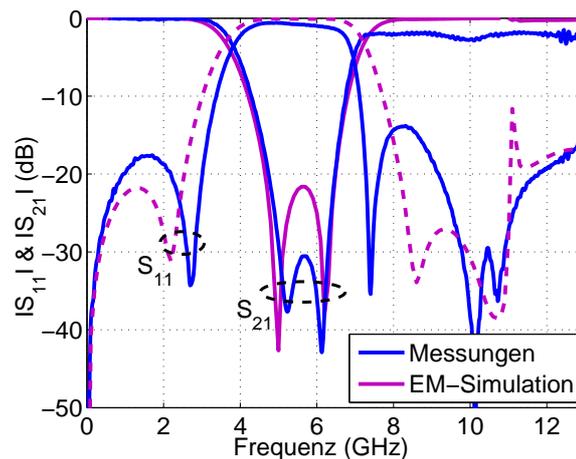


Abbildung 5.7: Mess- und Simulationsergebnisse des Ring-Bandsperrfilters

Die Mess- und Simulationskurven des hergestellten Filters verlaufen, wie in Abb. 5.7 dargestellt ist, nahezu identisch. Dieses Ring-Sperrbandfilter hat eine Mittenfrequenz von $f_0 = 6$ GHz, 3 dB-Eckfrequenzen von 3,7 GHz bzw. 7 GHz und eine relative

Bandbreite, die 55% beträgt. Die Struktur weist im Sperrbereich eine Sperrdämpfung von mehr als 30 dB sowie eine Rückflussdämpfung von mehr als 20 dB in beiden Durchlassbereichen auf.

► **Fazit**

In diesem Abschnitt wurde eine neue Art von Sperrbandfiltern vorgeschlagen, die aus nur einem Ring-Resonator mit hoher Impedanz besteht. Ein Ersatzschaltbild-Modell wurde entworfen und berechnet. Es wurde gezeigt, dass der Übergangsbereich sehr steil ist, die Übertragungsnullstellen werden erzeugt. Mit den durchgeführten Versuchen wurde die Filterantwort deutlich verbessert.

5.2 Multi-Bandpassfilter

Nur wenige Forscher haben sich mit dem Entwurf von Triple-Band-Filtern beschäftigt. Qing-Xin Chu et al. haben ein Kreuz-Mikrostreifenfilter, das aus interdigitalen und kaskadierten Resonatoren besteht, entwickelt. Die Geometrie der Struktur ist kompliziert [149]. Außerdem führt die Existenz von kurzgeschlossenen Leitungen zu Herstellungsschwierigkeiten und damit zu verfälschten Messungen. Cheng-Yuan Kung benutzen für diesen Zweck ein seitlich-gekoppeltes Streifenleitungsfilter [150]. Es nutzt $\lambda/2$ -Resonatoren als serielle Schwingkreise, die zueinander parallel sind. Die Einfügungsdämpfungen in den Durchlassbereichen sind groß und das Filter beansprucht eine große Nutzfläche. Um diesen Nachteil zu beseitigen wird hier eine neue Filterstruktur, das sogenannte Multi-Arm-Ring-BPF [151] entworfen und getestet (siehe Abb. 5.8).

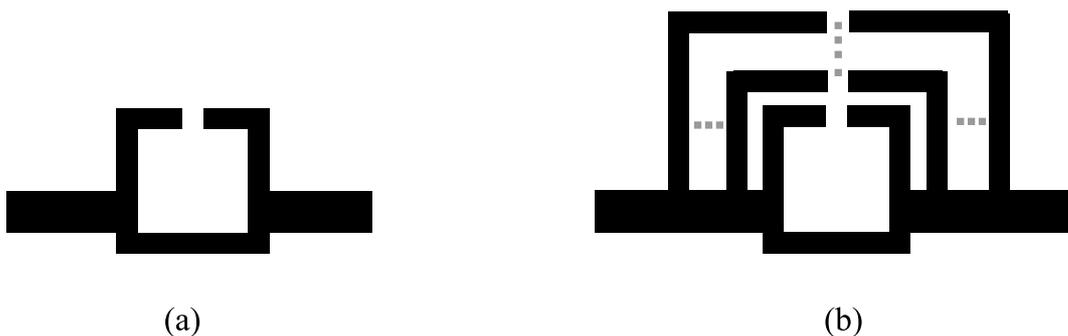


Abbildung 5.8: (a) Ring-Resonator, (b) kaskadierte Ring-Resonatoren

► **Die Grundidee des Multi-Bandpassfilters**

Basierend auf der Idee des Ring-Resonators, der im vorhergehenden Abschnitt behandelt wurde, wurde ein neuartiger Typ von Multi-Bandpassfiltern entwickelt. Die Philosophie dahinter ist, die Realisierung des neuen Filters, das mehrere Durchlassbereiche besitzt, durch die Anwendung der sogenannten Multi-Arm-Ring-Resonatoren (engl.:

multi-armed open loop resonators). Der Resonator ist direkt an Eingang- und Ausgang durch $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter verbunden. Jeder Arm-Ring-Resonator entspricht einem Durchlass- bzw. Sperrband entlang des Frequenzbereichs. Die Verbindung der unterschiedlichen Arme miteinander erzeugt einen Multi-Arm-Ring-Resonator und schließlich ein Multi-Bandpassfilter. Die Idee wurde geprüft, indem drei verschiedene Filter mit unterschiedlicher Armanzahl N ($N = 2, 3$ und 4) entworfen, simuliert und schließlich hergestellt wurden.

► Frequenzverhalten des Multi-Bandpassfilters

Zur Untersuchung der Frequenzeigenschaften der neuen Struktur wurden verschiedene Filtermodelle entworfen und simuliert. Abb. 5.9 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Doppel-Arm-Ring-Resonators und die zugehörigen Simulationsverläufe.

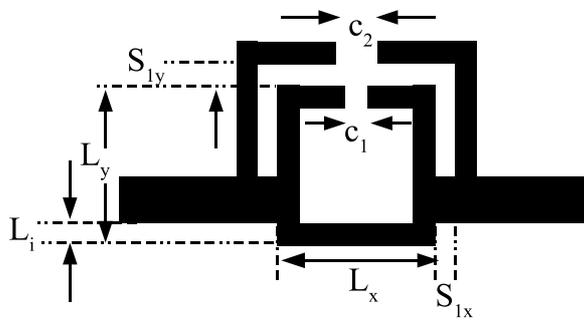


Abbildung 5.9: Schematischer Aufbau des Doppel-Ring-Filters

Die vorgeschlagene Struktur (siehe Abb. 5.9) verfügt über folgende Abmessungen: $L_x = L_y = L = 6\ \text{mm}$, $L_i = 0,3\ \text{mm}$, $S_{1x} = S_{1y} = S = 0,8\ \text{mm}$, $c_1 = 0,9\ \text{mm}$ und $c_2 = 1\ \text{mm}$. Die Breite jeden Resonatorarms ist gleich gehalten und beträgt $0,7\ \text{mm}$. In Abb. 5.10 (a) sind die S -Parameterkurven für drei verschiedene Abmessungen der Armlänge dargestellt. Dabei wurde bei diesen drei Simulationen L gewählt, während c_1 konstant auf einem Wert von $0,9\ \text{mm}$ gehalten wurde. Man erkennt, dass sich durch eine Variation von L zwischen 5 und $6\ \text{mm}$, Transmissionsverläufe mit Resonanzfrequenzen zwischen $6,2$ und $8\ \text{GHz}$ einstellen. Damit werden die Transmissionsnullstellen (Frequenzen bei denen maximale Energiereflexion vorliegt) sowie die Resonanzfrequenz entlang des Frequenzbereichs kontrollierbar. In Abb. 5.10 (b) wurde c_1 konstant zu $0,9\ \text{mm}$ gewählt und nur L und S gleichzeitig von $6,50$ bis $6\ \text{mm}$ bzw. $0,30$ bis $0,80\ \text{mm}$ variiert. Die Vergrößerung des Abstands zwischen zwei benachbarten Armen und die Verkleinerung der Armlänge führen zu einer leichten Verschiebung der Resonanzfrequenz sowie zu einer starken Änderung der Bandbreite des Filters. So kann die Bandbreite des Filters einfach abgestimmt werden. Abb. 5.11 vergleicht die S -Parameterkurve miteinander und lässt zeigen, welche Zusammenhänge es zwischen der Lückenbreite c und dem Frequenzverhalten des Filters gibt. In diesem Versuch wurden alle Abmessungen konstant gehalten, während die Lückenbreite c_1 zwischen $0,8$ und $1\ \text{mm}$ variiert. In Abb. 5.11(c) erkennt man, dass nur die Sperrdämpfung

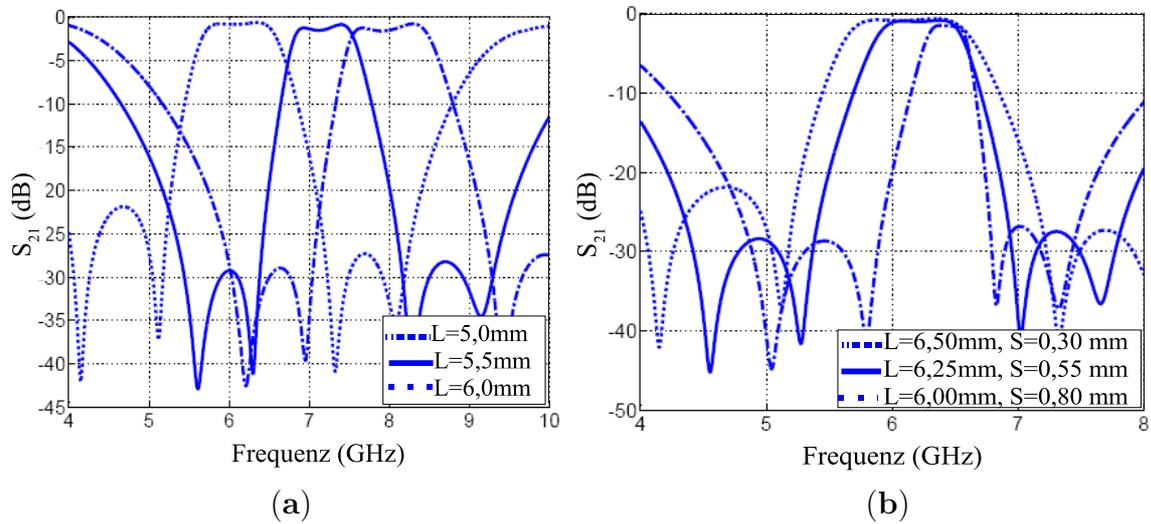


Abbildung 5.10: Simulationsergebnisse eines Doppel-Arm-Ring-Filters: (a) in Abhängigkeit der Armlänge, (b) in Abhängigkeit vom Abstand zwischen benachbarten Armen)

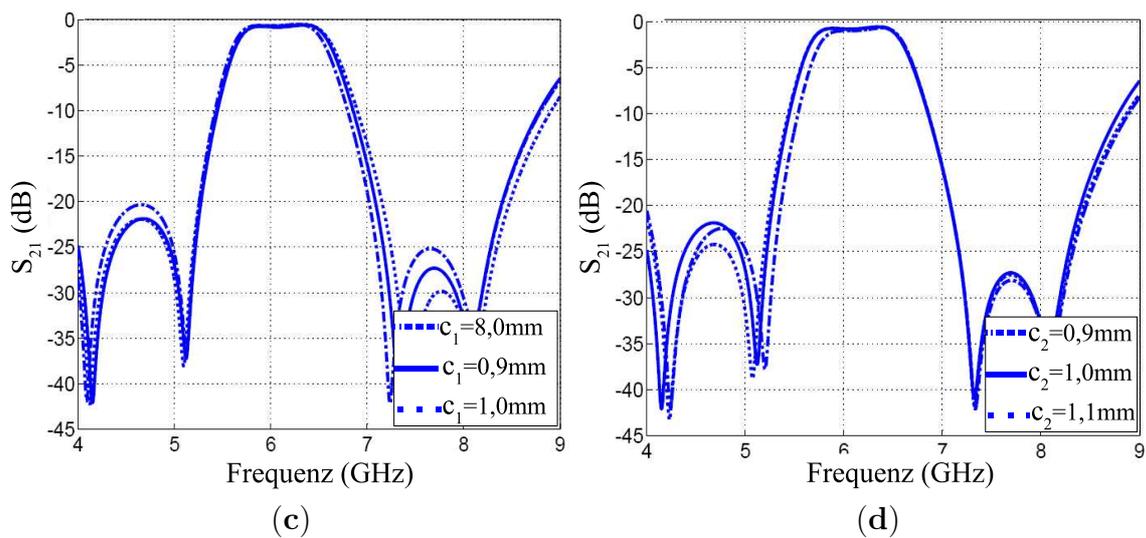


Abbildung 5.11: Simulationsergebnisse eines Doppel-Arm-Ring-Filters in Abhängigkeit von der Lückenbreite)

im rechten Sperrbereich des Filters durch die Abmessungen von c_1 beeinflusst wurde. Auf der anderen Seite zeigt die in Abb. 5.11 (d) dargestellte S -Parameterkurve, dass die Änderung der c_2 , eine Modifikation der Sperrdämpfung im linken Sperrbereich des Filters verursacht hat. Die Zusammenhänge zwischen Armlänge L und den Resonanzfrequenzen f_0 von Ring-Resonator, zwischen Armabstand S und Bandbreite BW und zwischen Lückenbreite c und Sperrdämpfung sind in Tab. 5.1 zusammengefasst.

Tabelle 5.1: Der Zusammenhang zwischen Ring-Abmessungen und Filtereigenschaften

Abmessungen	die wichtigsten Effekte
$L \uparrow$	Resonanzfrequenz des Bandpassfilters \downarrow
$L \downarrow$ $S \uparrow$	Bandbreite des Bandpassfilters \uparrow
c_1	Sperrdämpfung im rechten Sperrbereich
c_2	Sperrdämpfung im linken Sperrbereich

5.2.1 Entwurf der Multi-Arm-Ring-Filterstruktur

Basierend auf den gewonnenen Informationen aus dem Abschnitt 5.2 wird hier die Idee der Multi-Arm-Ring-Struktur weiterentwickelt, indem man die Anzahl N der Arme erhöht und effektiv dimensioniert. Drei solche Filter (Doppel-, Trippel- und Quadrupel-Arm-Ring-Filter) wurden entworfen und simuliert. Die schematischen Modelle des Trippel- und des Quadrupel-Arm-Ring-Filters sind in Abb. 5.12 (a) und Abb. 5.12 (b) zu sehen. Die Filterstrukturen wurden entworfen, simuliert und optimiert.

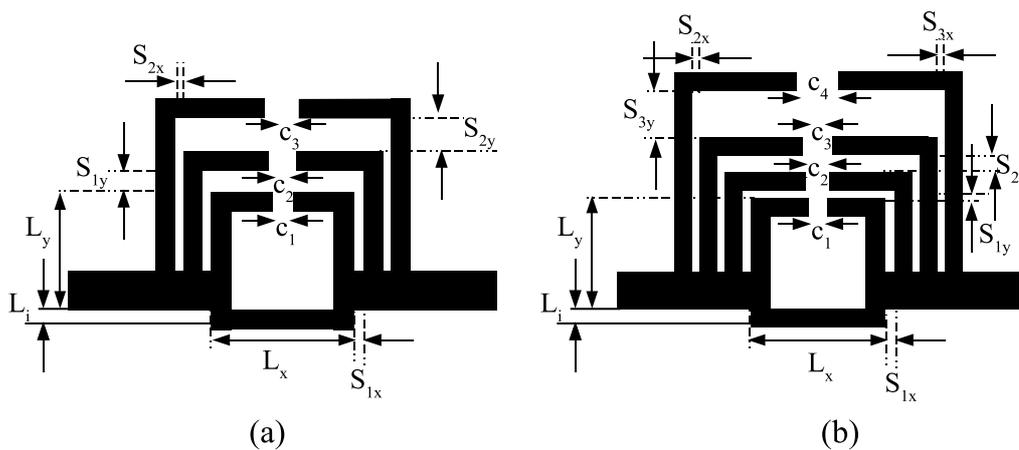


Abbildung 5.12: Multi-Arm-Ring-Filterstruktur: (a) Trippel-Arm-Ring-Filter, (b) Quadrupel-Arm-Ring-Filter

In Tab. 5.2 sind alle Abmessungen der untersuchten Filterstrukturen aufgeführt.

Der Nachteil bei dieser Methode ist, dass je größer die Anzahl der Arme ist, desto größer wird der Durchlassverlust bei höheren Frequenzen. Weil die Kopplung von Multi-Band-Resonatoren ohne starke Beeinflussung von Güten bzw. Bandpassverlust schwierig zu verwirklichen ist, konnte diese Filtertopologie nur bis $N = 3$ gute Ergebnisse erzielen.

Tabelle 5.2: Die Strukturabmessungen in (mm)

Abmessungen	Doppel-Arm	Trippel-Arm	Quadrupel-Arm
L_x	6,00	6,00	6,00
L_y	6,00	6,00	6,40
L_i	0,30	0,30	0,30
c_1	0,90	0,90	0,90
S_{1x}	0,20	0,20	0,20
S_{1y}	0,20	0,80	0,40
c_2	1,00	1,00	1,00
S_{2x}		0,25	0,20
S_{2y}		1,10	0,90
c_3		1,20	1,20
S_{3x}			0,20
S_{3y}			2,90
c_4			1,40

5.2.2 Herstellung und experimentelle Ergebnisse

Mit Hilfe der beschriebenen Multi-Arm-Methode erfolgte nun auch die Vermessung der Multi-Bandpassstrukturen. In Abb. 5.13 sind Fotos der gefertigten Multi-Bandpassfilter mit unterschiedlicher Armanzahl N zu sehen.

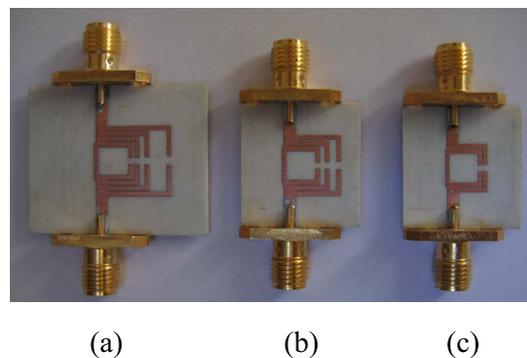


Abbildung 5.13: Foto der hergestellten Multi-Bandpassfilter: (a) Quadrupel-Arm-Ring-Filter, (b) Trippel-Arm-Ring-Filter, (c) Doppel-Arm-Ring-Filter

Die Mess- und Simulationsergebnisse dieser Filter in Abb. 5.14 und Abb. 5.15 stimmen sehr gut miteinander überein. Die maximale Einfügedämpfung liegt in jedem Passband zwischen 0,6 und 2 dB. Eine rechte und eine linke Transmissionsnullstelle wurden bei jedem Passband erzeugt, was zu steilen Übergangsbereichen führt. Die Resonanzfrequenzen des Filters betragen laut Messung 3,9, 5,5 und 6,8 GHz. Die im IESK-Labor hergestellten Filterstrukturen wurden mit Hilfe eines Netzwerkanalysators HP8719D gemessen.

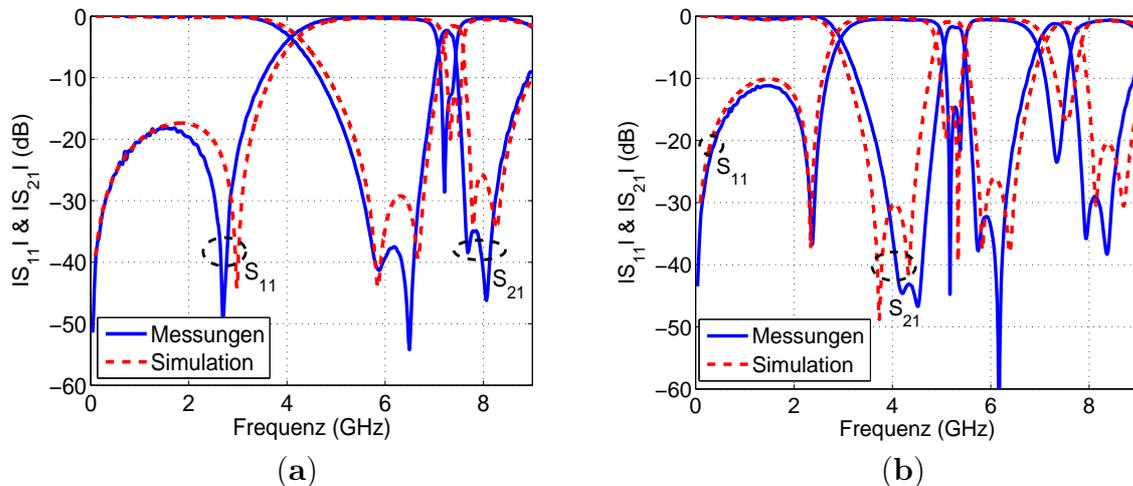


Abbildung 5.14: Mess- und Simulationsergebnisse des Bandpassfilters: (a) Doppel-Arm-Ring-BPF. (b) Trippel-Arm-Ring-BPF)

► Fazit

Ein neuartiger Typ von Mikrostreifen Multi-Bandpassfiltern wurde vorgeschlagen. Um die Richtigkeit und die Wirksamkeit dieser Multi-Arm-Idee zu überprüfen, wurden drei verschiedene Strukturen systematisch entworfen, simuliert und schließlich hergestellt. Durch Anwendung dieser Methode konnte ein einfaches, kontrollierbares und kompaktes Multi-Bandpassfilter realisiert werden. Die Messergebnisse dieses Multi-Bandpassfilters werden mit den Feldsimulationsergebnissen verglichen. Bis auf einen leichten Versatz der Transmissionsnullstellen, konnte eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung erzielt werden. Diese Art von Filtern können in Kommunikationssatelliten zur Kanaltrennung, in der drahtlosen Kommunikation eingesetzt werden.

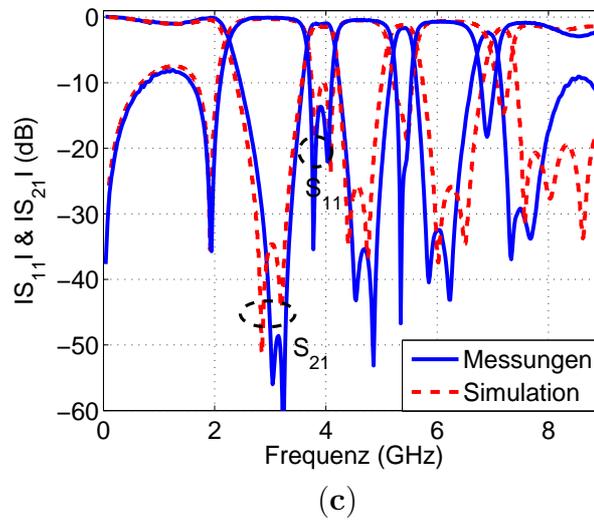


Abbildung 5.15: Mess- und Simulationsergebnisse des Bandpassfilters: (c) Quadrupel-Arm-Ring-BPF

5.3 Tiefpass-Bandpass-Transformation mit Hilfe der Quasi-Fraktal-DGS

Mit dem Ziel ein einfaches, raumsparendes und integrierfähiges Bandpassfilter zu entwerfen und zu testen, wurde in diesem Abschnitt eine Filterstruktur mit Hilfe von Quasi-Fraktal- und DGS-Technik entwickelt. Ausgehend von einem Quasi-Fraktal-DGS-TPF 2. Ordnung, der selbst aus einem Tschebyscheff-Filterprototyp 2. Grades mit 0,5 dB max. Einfügungsdämpfung und einer Grenzfrequenz von 2,7 GHz hergeleitet wurde (siehe Abschnitt 4.5.1), wurde ein H-DGS-Bandpassfilter mit 0,5 dB-Welligkeit, einer Resonanzfrequenz bei 3 GHz und einer relativen Bandbreite von etwa 33% für das S-Band mit Hilfe des J -Inverter-Einsatzes entwickelt und gefertigt [152].

► Umwandlung des Ein-Resonanzpol-TPF zum Ein-Resonanzpol-BPF

Abb. 5.16 zeigt den schematischen Aufbau des Quasi-Fraktal-DGS-Elements und das entsprechende Ersatzschaltbild. Eine 3D-Ansicht des Ein-Resonanzpol-Bandpassfilters, das aus einer H-DGS, einem Substrat und einem 50 Ω -Mikrostreifenleiter besteht, ist in Abb. 5.17 (a) zu sehen. Das zugehörige Ersatzschaltbild wird durch einen in Serie geschalteten LC -Parallelschwingkreis und eine Koppelkapazität C_k approximiert (siehe Abb. 5.17 (b)). Die Elementwerte des äquivalenten Ersatzschaltbildes wurden folgende ermittelt: $C = 0,61$ pF; $L = 3,11$ nH und $C_k = 0,92$ pF.

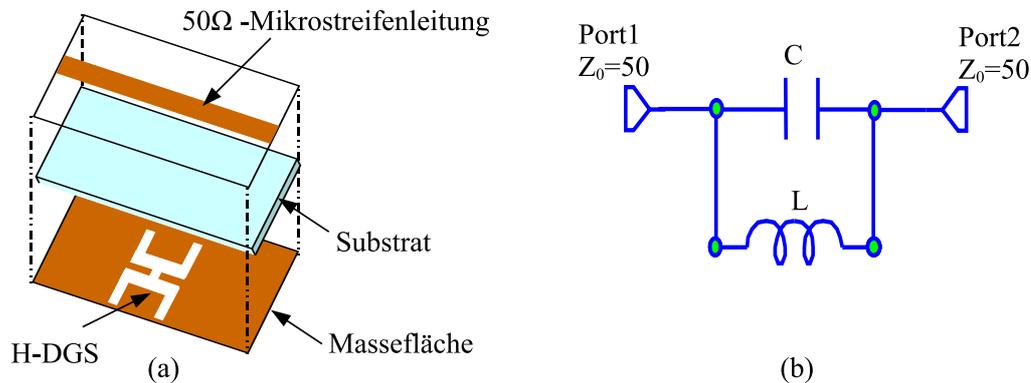


Abbildung 5.16: (a) Die 3D-Ansicht des H-DGS-Resonators (Ein-Pol-Bandsperrfilter), (b) das entsprechende Ersatzschaltbild

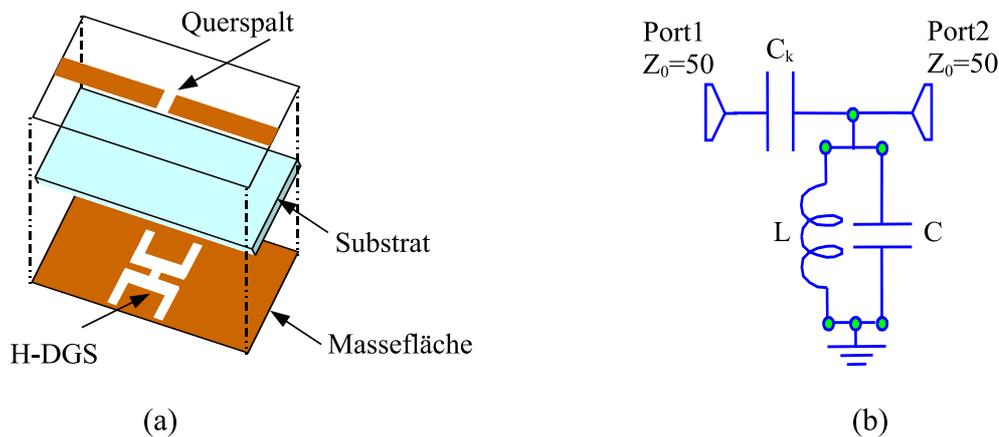


Abbildung 5.17: (a) Die 3D-Ansicht des H-DGS-Resonators (Ein-Pol-Bandpassfilter), (b) das entsprechende Ersatzschaltbild

5.3.1 Entwurf des Quasi-Fraktal-H-DGS-Bandpassfilters

In Abb. 5.18 sind die Simulationsergebnisse des H-DGS-Element dargestellt. Abb. 5.19 (a) zeigt die 3D-Ansicht des Quasi-Fraktal-Tiefpassfilters, das aus zwei gekoppelten H-DGS-Resonatoren besteht. Eine ausführliche Untersuchung des Filters wurde bereits in Kapitel 4, Abschnitt 4.5 durchgeführt. Abb. 5.19 (b) zeigt den prinzipiellen Aufbau des Fraktal-DGS-Bandpassfilters mit zwei H-DGS-Elementen in der metallisierten Bodenfläche und einem 50Ω -Mikrostreifenleiter mit angepasster Spalte $s = 500 \mu\text{m}$ auf der Oberseite des Substrates. Beide DGS-Elemente besitzen einen identischen Aufbau mit folgenden Abmessungen: Die Armlänge a beträgt $5,1 \text{ mm}$, Schlitzbreite und Schlitzlänge betragen $g = 1,1 \text{ mm}$ und $e = 4,3 \text{ mm}$. Der H-Arme sind jeweils $l = 1,1 \text{ mm}$ breit, die Gesamtbreite der DGS $c + 2l = 6,4 \text{ mm}$ mit $c = 4,2 \text{ mm}$ und die Länge der Kopffläche $b = 2,3 \text{ mm}$. Der Koppelabstand $d = 2,2 \text{ mm}$ zwischen den DGS-Resonatoren wurde durch die empirische Methode bestimmt. Die Änderung der

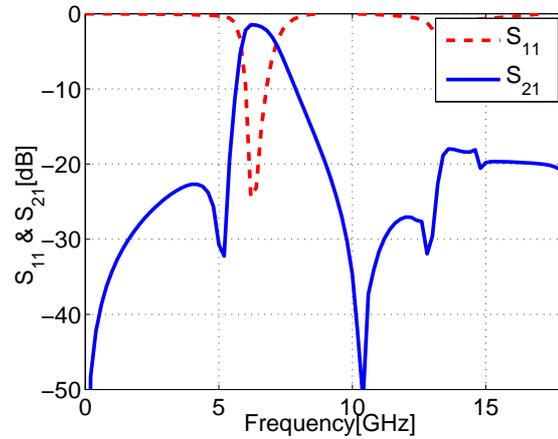


Abbildung 5.18: Simulationsergebnisse des H-DGS-Resonators (Ein-Pol-Bandpassfilter)

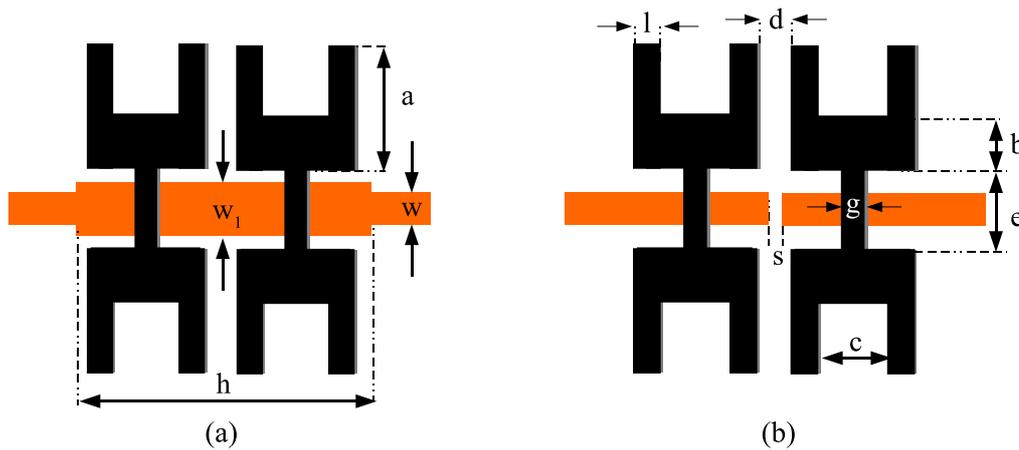


Abbildung 5.19: Quasi-Fraktal-H-DGS-Filter: (a) Tiefpassfilter, (b) Bandpassfilter

Spaltbreite s , des Koppelabstands d oder der H-Arme l ermöglichen eine Verbesserung der Filtereigenschaften sowie eine Realisierung der Bandpassfilter mit frei wählbaren Resonanzfrequenzen und relativen Bandbreiten (siehe Kapitel 4, Abschnitt 4.5 oder Kapitel 5, Abschnitt 5.1).

Das H-DGS-Tiefpassfilter wurde mit dem Full-Wave-EM-Simulator MWO simuliert und optimiert. Die Ausgleichkapazität hat eine Breite $w_1 = 2,5 w$ und eine Länge $h = 15$ mm. Die gesamte Strukturfläche beträgt 35 mm \times 25 mm. Das simulierte Frequenzverhalten im Frequenzbereich von DC bis 10 GHz sind in Abb. 5.20 (a) zu sehen. Abb. 5.20 (b) stellt die Simulationsergebnisse des neuen H-DGS-Bandpassfilters dar. Diese Ergebnisse zeigen, dass mit dieser Filterstruktur von DC an bis zu einer Frequenz von etwa 2,1 GHz und von 6 bis 9 GHz eine Rückflussdämpfung von mehr als 20 dB erzielt werden kann. Dies entspricht einer relativen Bandbreite von mehr als 33%,

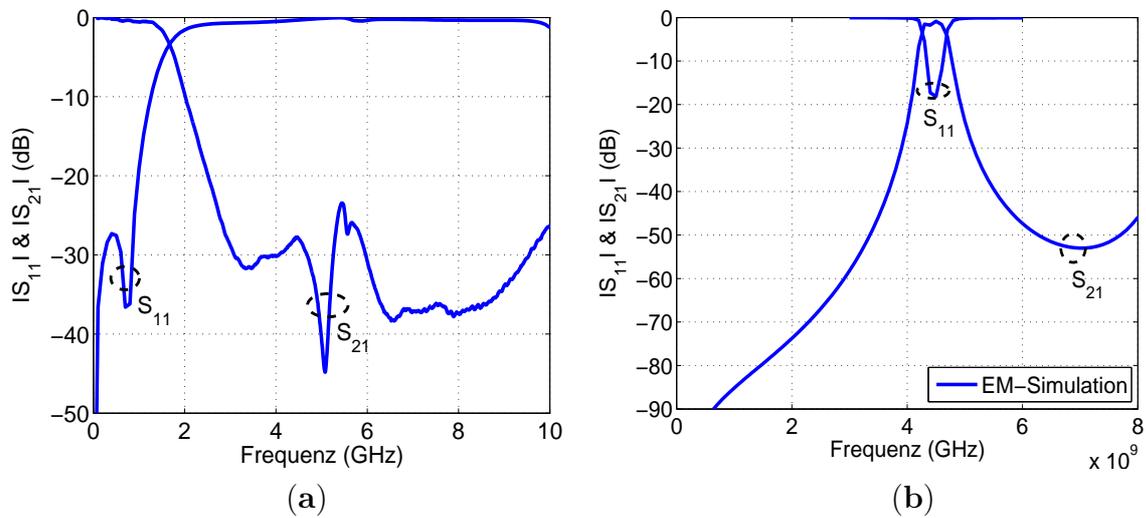


Abbildung 5.20: Die simulierten Streuparameter der Quasi-Fraktal-H-DGS-Filter: (a) Simulationsergebnisse des H-TPFs, (b) Simulationsergebnisse des H-BPFs)

wobei die mittlere Frequenz 3 GHz beträgt. Die Einfügedämpfung im Durchlassbereich beträgt weniger als 1,5 dB. Die Spaltbreite s wurde rechnerisch mit Hilfe der Gl. (5.1) bis Gl. (5.8) berechnet oder lässt sich anhand der Koppelkapazität-Spaltbreite-Kurve ablesen [29, 33]. Basierend auf der DGS-Schaltung wurde ein Ersatzschaltbild des DGS-Bandpassfilters (siehe Abb. 5.21) entworfen und simuliert. Die optimierten Schaltungswerte sind: $C \simeq 0,65$ pF; $L \simeq 2,81$ nH und $C_k \simeq 0,89$ pF.

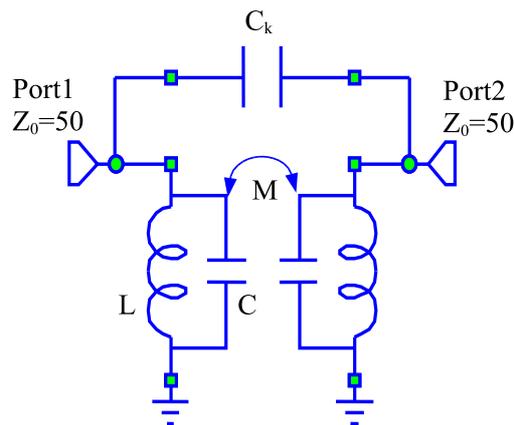


Abbildung 5.21: Ersatzschaltbild des DGS-Bandpassfilters

5.3.2 Realisierung und Messergebnisse

Zur Verifizierung der Performanz und der Wirksamkeit des Filters wurde eine Struktur entworfen, simuliert, optimiert und gefertigt. Ein realisiertes Fraktal-Bandpassfilter ist in Abb. 5.22 zu sehen. Die Gesamtfläche des Filters beträgt $(0,64\lambda_g \times 0,46\lambda_g)$, wobei $\lambda_g = 54,4$ mm ist. In Abb. 5.23 werden die experimentellen Ergebnisse des Filters 2. Ordnung mit den Simulationsergebnissen verglichen. Simulations- und Messergebnisse stimmen bis auf eine geringe Abweichung, die durch Herstellungsfehler verursacht worden sein kann, im rechten Sperrbereich des Filters gut miteinander überein. Das Bandpassfilter weist, bedingt durch eine Transmissionsnullstellen bei 1,9 und 4,7 GHz, eine erhöhte Flankensteilheit im Übergangsbereich auf. Die zweite unerwünschte Harmonische des Nutzsignals bei der doppelten Mittenfrequenz konnte mit mehr als 14 dB unterdrückt werden.

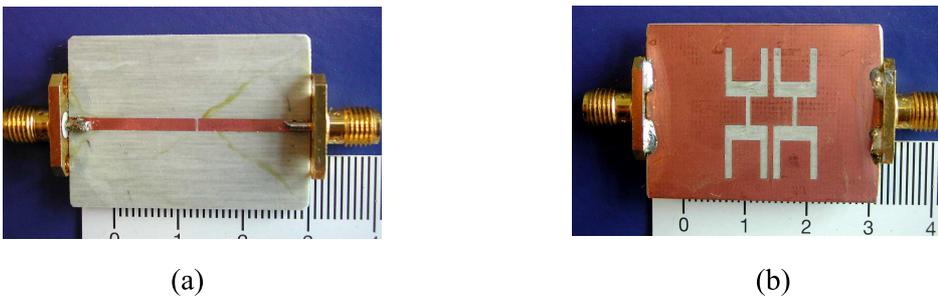


Abbildung 5.22: Foto des Bandpassfilters: (a) Oberseite, (b) Unterseite

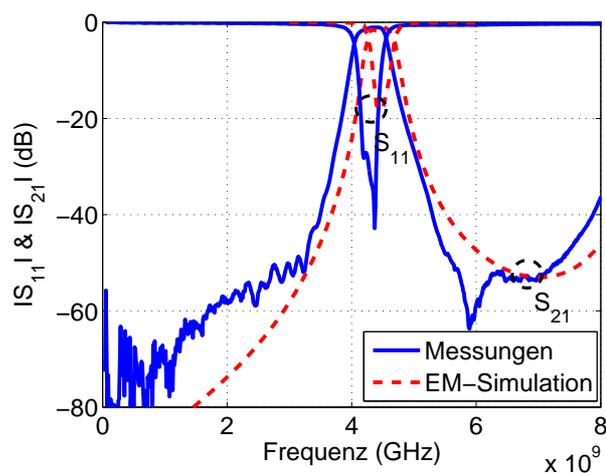


Abbildung 5.23: Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Bandpassfilters

► Schlussfolgerung

Ausgehend von einem Fraktal-Tiefpassfilter wurde mit Hilfe eines H-DGS-Resonators und eines J -Inverters (Spalte) ein einfaches, einstellbares Bandpassfilter hergeleitet, optimiert und schließlich getestet. Gute Übereinstimmung zwischen Simulationen und Messungen wurde bewiesen. Die vorgeschlagene Struktur eignet sich daher gut für Anwendungen in verschiedenen integrierten Mikrowellenschaltungen.

5.4 DGS-Hairpin-BPF mittels Kopplungsmatrix-Methode

Bei der Realisierung des vorherigen Bandpassfilters wurde die Wahl des optimalen Koppelabstandes zwischen den benachbarten DGS-Resonatoren mit Hilfe einer empirischen Methode bestimmt. Der Nachteil dabei ist jedoch, dass die Anwendung einer solchen Methode, relativ zeitaufwendig ist und außerdem sind die gelieferten Ergebnisse nicht immer optimal. Um diese Nachteile zu beseitigen und damit diese Versuchsprozedur zu beschleunigen und exakte Ergebnisse zu erzielen, wird in diesem Abschnitt eine neue Methode, die sogenannte Kopplungsmatrix-Methode angewendet. Ausgehend vom Tschebyscheff-Tiefpassprototyp 2. Grades mit 0,5 dB Welligkeit soll ein Mikrostreifen-Bandpassfilter hergeleitet, dimensioniert, simuliert und getestet werden. Die Tiefpassprototypenelemente, frequenznormiert auf die Durchlassgrenzfrequenz w_c , können aus den Eigenwerte-Tabellen [29] und [32] entnommen. Das schmalbandige Bandpassfilter 2. Ordnung mit 0,5 dB Welligkeit, einer Resonanzfrequenz bei 2,1 GHz und einer relativen Bandbreite von etwa 30% wurde entworfen, simuliert und realisiert, wobei Hairpin- und Kopplungsmatrix-Methoden angewendet wurden.

► Der Hairpin-DGS-Resonator

Abb. 5.24 (a) zeigt die 3D-Ansicht des ein-Resonanzpol-Bandsperrfilters mit einem Hairpin-DGS-Element als Resonator und in Abb. 5.24 (b) ist ein Prinzipschaltbild dargestellt. Der Hairpin-Resonator besteht aus einer gefrästen Fläche in Form eines offenen Metallrings in der Grundmetallisierung. Der Arm mit der Länge l_2 und der Breite g entspricht der Kapazität und die Öffnung (Metallstreifen zwischen den beiden Resonatorarmen) mit der Breite a und der Länge d der Induktivität (siehe Abb. 5.25 (a)). Aus dem Resonanzverlauf in Abb. 5.25 (b) und mit Hilfe der Gl. (4.27) und Gl. (4.28) konnten als Werte des Ersatzschaltbilds, die Induktivität L zu 2,33 nH und die Kapazität C zu 0,33 pF ermittelt werden. Anhand des Simulationsverlaufs des DGS-Elements ist deutlich ein LC -Schwingkreis zu erkennen. Die Abmessungen des DGS-Resonators (Abb. 5.25 (a)) sind mit $W = 1,9$ mm, $l_1 = 8$ mm, $l_2 = 2,5$ mm, $l_3 = 7$ mm, $a = 0,5$ mm $d = 5,5$ mm, $s = 2$ mm, $h = 5$ mm und $g = 1$ mm so dimensioniert, dass die Struktur einer Resonanzfrequenz f_0 bei 5,6 GHz besitzt.

Die Dimensionswerte wurden durch die Anwendung eines iterativen Optimierungsalgorithmus (siehe Abb. 3.23) und der MWO-Software bestimmt.

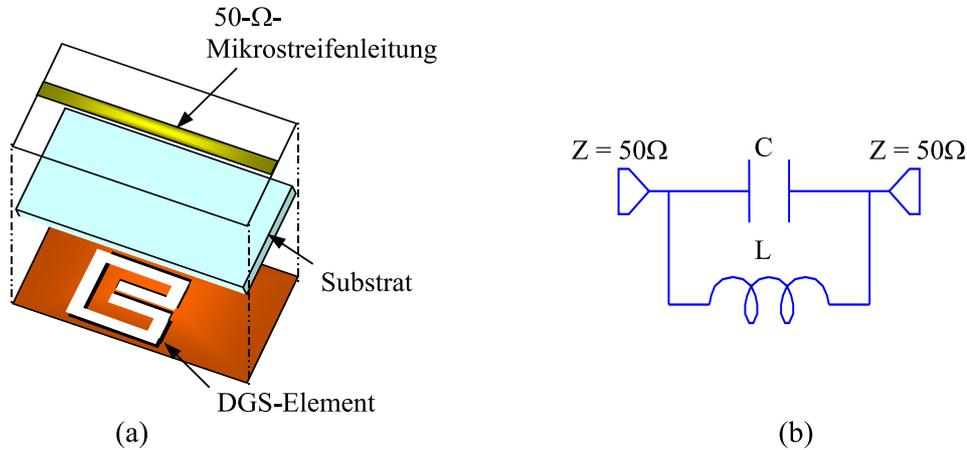


Abbildung 5.24: (a) Die 3D-Ansicht des Hairpin-DGS-Resonators, (b) das zugehörige Ersatzschaltbild

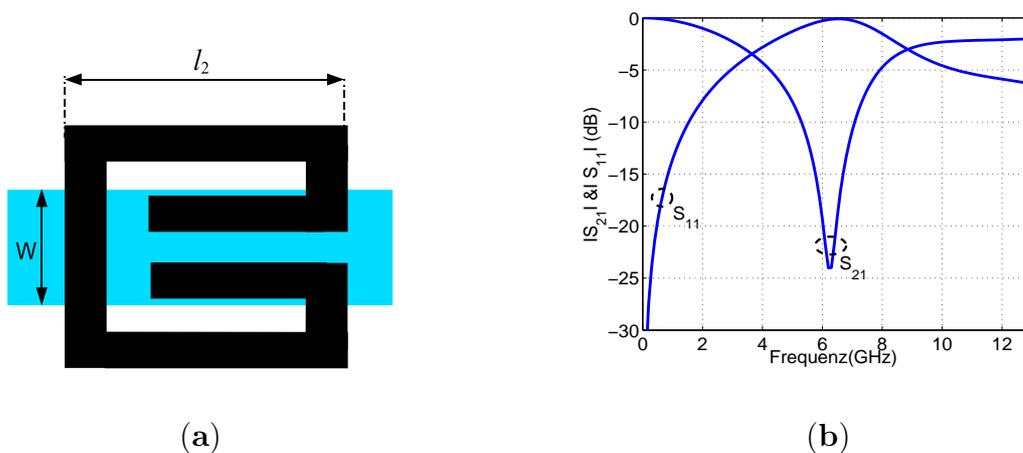


Abbildung 5.25: Hairpin-DGS-Element: (a) Aufbau eines Hairpin-Resonators, (b) Simulationsergebnisse des Hairpin-Elements)

► Der Einfluss der Dimensionen auf das Frequenzverhalten

Für den vorgeschlagenen Hairpin-DGS-Resonator können die Grenzfrequenz und Resonanzfrequenz im Frequenzbereich ohne zusätzliche Elemente kontrolliert werden. Um diese Eigenschaft zu demonstrieren, wurden mehrere Untersuchungen mit Hilfe der Simulationssoftware MWO durchgeführt. In Abb. 5.26 (a) ist das Prinzip einer DGS-Hairpin-Struktur unterhalb gekoppelter 50 Ω-Mikrostreifenleitungen dargestellt (siehe Abb. 5.24 (a)). In Abb. 5.26 (b) sind die S -Parameterverläufe für fünf verschiedene Abmessungen des Hairpin-Elements dargestellt. Dabei wurde bei allen diesen

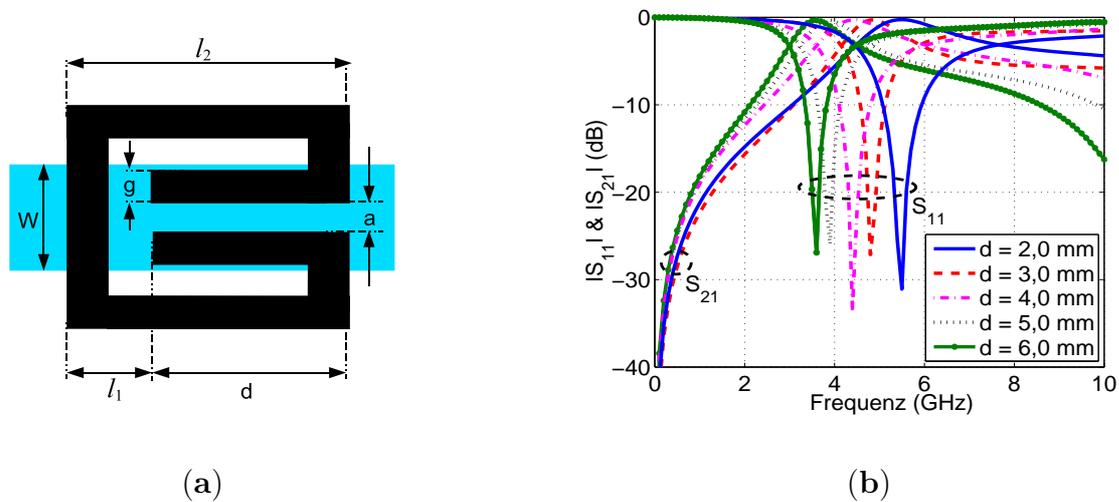


Abbildung 5.26: Hairpin-DGS-Element: (a) Modell und Abmessungen der DGS, (b) Simulationsergebnisse der DGS für verschiedene Armlängen d

Versuche die Armlänge d variiert, während alle anderen Abmessungen konstant gehalten wurden. Man erkennt, dass sich durch eine Variation von d zwischen 1 bis 6 mm schwingkreistypische Kurvenverläufe mit Resonanzfrequenzen zwischen 5 und 6,4 GHz einstellen. Diese Resultate lassen schlussfolgern, dass durch die Änderung der Armlänge d ein solcher Resonator mit frei wählbaren Grenz- und Resonanzfrequenzen realisiert werden kann.

► Die Idee der Hairpin-Struktur

Ein DGS-Bandpassfilter wurde mittels Hairpin-Resonatoren für L-Band [1,53-2,7 GHz] entworfen, simuliert und später auf dem Mikrowellensubstrat Rogers RO4003 realisiert. Abb. 5.27 (a) zeigt den schematischen Aufbau des Hairpin-Bandpassfilters. Die beiden gekoppelten Hairpin-Resonatoren wurden in die Massefläche freigeätzt. Auf der oberen Schicht des Substrats wurden zwei getrennte 50 Ω -Mikrostreifenleiter aufgebracht. Das Ziel, das hinter der Hairpin-Verwendung steht, ist: wie ist es möglich die Resonanzfrequenz des Filters zu verkleinern und dabei die gesamte Strukturgröße unverändert beizubehalten? Die Idee ist, dass dies zu sehr guten Kompaktheitseigenschaften der Struktur führen kann.

Die Resonanzfrequenz und die Bandbreite, wie in Abb. 5.27 (b) dargestellt, verringern sich mit zunehmender Armlänge d während die gesamte Filterfläche konstant bleibt. Damit wird die Filterstruktur sehr kompakt.

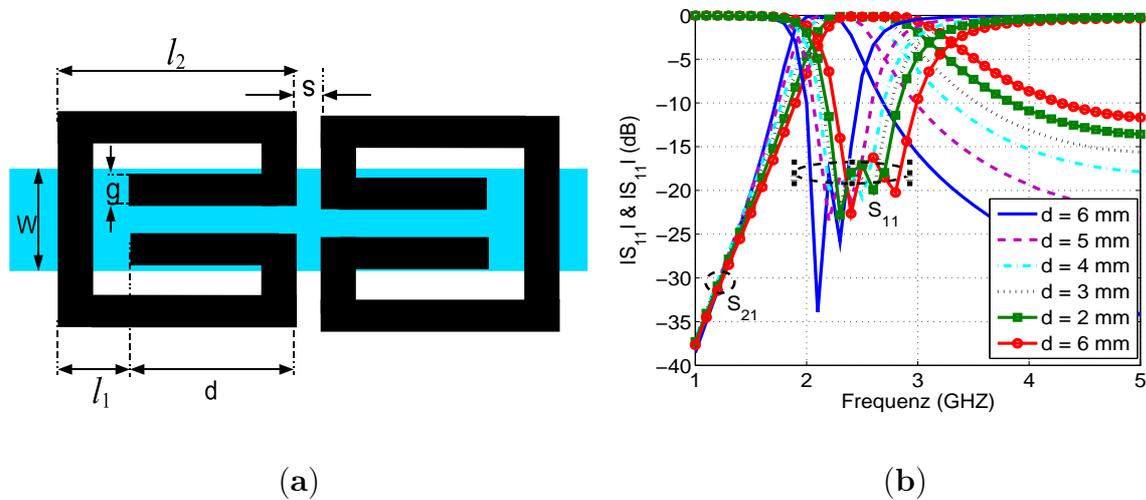


Abbildung 5.27: (a) Aufbau eines DGS-Hairpin-Bandpassfilters, (b) Simulationsergebnisse für verschiedene Armlängen d

5.4.1 Filterentwurf mit Hilfe der Kopplungsmatrix-Methode

In dieser Untersuchung wurde die Kopplungsmatrix-Methode angewendet (siehe Kapitel 2, Abschnitt 2.6), mit dem Ziel den Koppelabstand s zwischen den Hairpin-DGS-Resonatoren exakt statt durch Optimierungsverfahren (siehe Kapitel 2, Abschnitt 2.6.1) zu ermitteln.

Um die Kopplungsmatrix der neuen Topologie zu berechnen, wurden die Spezifikationen des Filters definiert und danach die gewünschten Parameter durch den Einsatz eines Kopplungsmatrix-Matlab-Programms extrahiert [32]. Das Kernstück ist eine Kopplungsmatrix, welche durch Lösen der Polynome einer Übertragungsfunktion gefunden wird. Diese Kopplungsmatrix enthält alle Informationen, die für die Entwurf eines Bandsperrfilters entscheidend sind. Koppelabstand zwischen den benachbarten DGS-Resonatoren, Kopplungsarten (elektrisch, magnetisch oder gemischt) je nach Lage der Resonatoren (Filtertopologie) und Höhe der Ankopplungen können direkt aus der Kopplungsmatrix festgestellt werden. Für diesen Zweck wird Software wie MWO, Guided Wave Technology (GWT) oder Coupled Resonator Filter Design Package (CRFDP) angewendet.

Die zuvor untersuchte Filterstruktur 2. Ordnung soll nun verwendet werden, um einen optimalen Koppelabstand s zu bestimmen und damit eine gute Filterantwort zu erreichen. Abb. 5.28 (a) zeigt den schematischen Aufbau des optimierten Filters. Eine DGS-Struktur dient als Eingangsresonator der Bandpassstruktur und wird durch eine 50Ω -Mikrostreifenleitung gespeist. Die zweite DGS-Struktur dient als Ausgangsresonator und koppelt das zu übertragende Signal über eine 50Ω -Mikrostreifenleitung

aus. Die Ein- und Auskopplung wird durch den Abstand h der Mikrostreifenleiter zu den DGS-Elementkanten gesteuert. Der Abstand h steht in Bezug zu dem externen Gütefaktor Q_e . Der Abstand s steht in Bezug zu den Kopplungskoeffizienten M_{ij} (siehe Abb. 5.28 (b)).

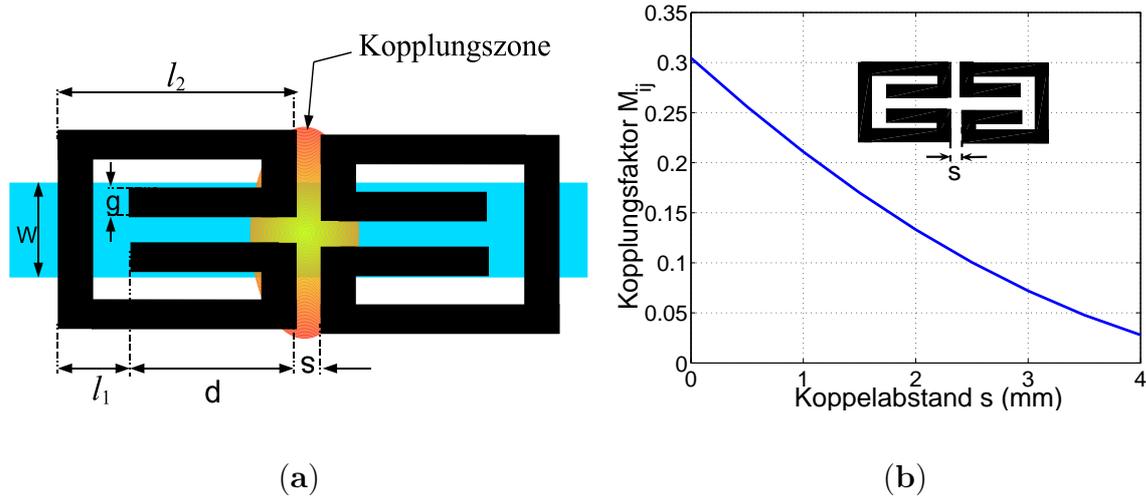


Abbildung 5.28: (a) Elektromagnetisch gekoppeltes Filter, (b) ermittelte Kopplungskoeffizienten (M_{ij}) in Abhängigkeit vom Koppelabstand s

- **Bestimmung der Kopplungskoeffizienten M_{ij}**

Um den Kopplungskoeffizienten M_{ij} zwischen den beiden DGS-Resonatoren der Bandpassstruktur zu bestimmen, wie in Kapitel 2, Abschnitt 2.6.2, Abb. 2.31 und Abb. 2.32 (a) gezeigt wurde, wurde der S_{21} -Parameterverlauf des Filters simuliert. Dieser Verlauf weist bei schwacher Ein- und Ausgangskopplung der DGS-Resonatorelemente ein charakteristisches Verhalten auf, bei dem deutlich zwei Dämpfungsminima mit den dazugehörigen Frequenzen f_{p1} und f_{p2} erkennbar sind. Mithilfe dieser Frequenzen lässt sich mit der Formel

$$M_{ij} = \left[\frac{f_{p2}^2 - f_{p1}^2}{f_{p2}^2 + f_{p1}^2} \right] \quad (5.9)$$

der Kopplungskoeffizient M_{ij} der beiden Resonatoren bestimmen. In Abb. 5.28 (b) ist die Abhängigkeit des Kopplungskoeffizienten M_{ij} von dem Koppelabstand s mit einem Kurvenverlauf dargestellt. Man erkennt, dass durch eine Variation von Koppelabstand s zwischen 0,5 bis 4 mm, der Kopplungskoeffizienten M_{ij} zwischen 0,01 und 0,3 variiert. Die normierten Kopplungskoeffizienten m_{ij} wurden in Abhängigkeit von M_{ij} wie folgt berechnet:

$$FBW = \frac{BW}{f_0} \quad (5.10)$$

$$M_{ij} = m_{ij} \times FBW \quad (5.11)$$

• **Bestimmung des externen Gütefaktors $Q_{e1} = Q_{e2}$**

Um den externen Gütefaktor Q_e eines Resonatorelementes der Bandpasstruktur in Abhängigkeit zu seiner Ankopplung zu bestimmen, wurde der Phasenverlauf des Reflexionskoeffizienten S_{11} mit Hilfe der MWO-Software simuliert. Der externe Gütefaktor steht im Bezug zum Ankopplungsabstand h (siehe Abb. 5.29 (a)) und lässt sich mit Hilfe von f_{-90° , f_{+90° und f_0 wie folgt errechnen:

$$Q_e = \left[\frac{f_0}{\Delta f_{\pm 90^\circ}} \right], \quad (5.12)$$

wobei $\Delta f_{\pm 90^\circ} = (f_{+90^\circ} - f_{-90^\circ})$. In Abb. 5.29 (b) ist die Abhängigkeit des externen Gütefaktors Q_e von dem Ankopplungsabstand h dargestellt. Man erkennt also, dass durch eine Variation des Ankopplungsabstandes h zwischen 0,2 bis 4 mm, der externe Gütefaktor Q_e zwischen 0 und 50 variiert. Der skalierte externe Gütefaktor q_e wurde in Abhängigkeit vom externen Gütefaktor Q_e wie folgt berechnet:

$$Q_e = \frac{q_e}{FBW} \quad (5.13)$$

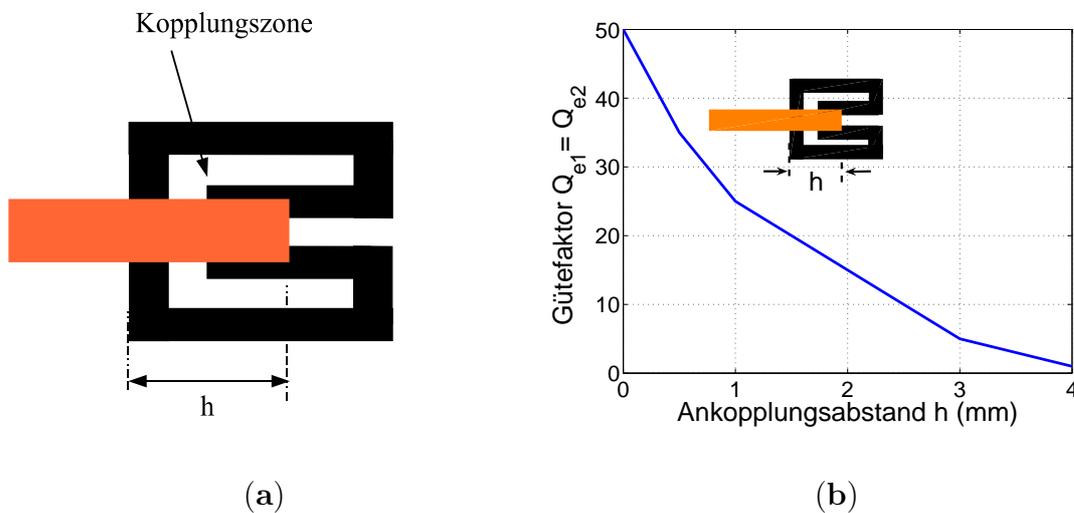


Abbildung 5.29: (a) Kopplung zwischen den DGS-Resonator und den Mikrostreifenleiter, (b) ermittelte externe Gütefaktor (Q_{ei}) in Abhängigkeit vom Ankopplungsabstand h

Wie in Kapitel 2, Abschnitt 2.6.1 erwähnt wurde, wird als Hilfsmittel beim Filterentwurf ein speziell für den Koppelfilterentwurf entwickeltes Matlab-Programm verwendet. Dieses berechnet aufgrund der gewünschten Eigenschaften des Filters, wie Resonanzfrequenz, relative Bandbreite, minimale Rückflussdämpfung im Durchlassbereich und Ordnung des Filters, die Koppelmatrix $[m]$ und die skalierten externen Ein-

und Ausgangsgütefaktoren q_{e1} und q_{e2} . Die Werte der Koppelmatrix $[M]$ und die externen Gütefaktoren Q_e wurden dann nach Gl. (5.11) und Gl. (5.13) berechnet. Schließlich lassen sich die optimalen Abstände s und h aus dem $M_{ij} - s$ - und dem $Q_e - s$ -Verlauf (Abb. 5.28 (b) und Abb. 5.29 (b)) ablesen.

Für ein Bandpassfilter zweiter Ordnung mit der Mittenfrequenz von 2,1 GHz, einer Bandbreite von 300 MHz und einem minimalen Reflexionskoeffizient im Durchlassbereich von 20 dB, errechnet das Optimierungsprogramm (Abb. 2.30) die Werte der normierten Koppelmatrix zu

$$m = \begin{bmatrix} 0 & 1,236 \\ 1,236 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

die skalierten externen Gütefaktoren $q_{e1} = q_{e2} = 0,8422$.

Nach Gl. (5.11) und Gl. (5.13) werden die Koppelmatrix und externen Gütefaktoren wie folgt berechnet:

$$M = \begin{bmatrix} 0 & 0,231 \\ 0,231 & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.15)$$

und $Q_{e1} = Q_{e2} = 7$.

Ausgehend von diesen Werten wurden der Koppelabstand s zu 0,75 mm und der Ankopplungsabstand h zu 2,8 mm gewählt.

In Abb. 5.30 (a) und (b) ist der prinzipielle Aufbau des verbesserten Bandpassfilters und seine EM-Feldverteilung an der Reflexions- und Transmissionsnullstelle dargestellt.

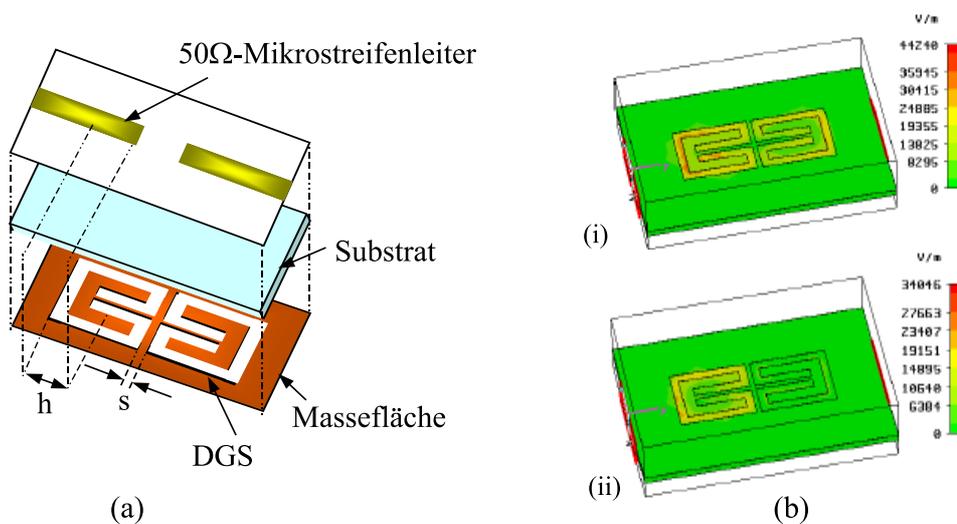


Abbildung 5.30: (a) 3D-Ansicht des Hairpin-DGS-Resonators, (b) EM-Feldverteilung

Um die Funktionsweise des entworfenen Filters sowie die Art und Höhe der Ankopplungen zu verstehen, wurde eine Feldverteilung an der gefrästen Massefläche der Filterstruktur simuliert. Die EM-Feldsimulationen, die in Abb. 5.30 (b) (ii) dargestellt sind, zeigen deutlich, dass im Frequenzbereich $f = 5$ bis 8 GHz keine Leistung und damit keine zweite Harmonische übertragen werden kann (breiter Sperrbereich), während in der Umgebung der Resonanzfrequenz $f_0 = 2,1$ die Gesamtenergie vom Eingang zum Ausgang durchgefießt, dies bedeutet auch den Durchlass der ersten Harmonischen (Durchlassbereich) (siehe Abb. 5.30(b) (i)). Die Kopplungsart zwischen den beiden DGS-Resonatoren ist eine elektrische Kopplung. Die Simulationsergebnisse des optimierten Hairpin-Bandpassfilters sind für den Frequenzbereich von DC bis 8 GHz in Abb. 5.31 zu sehen. Von 1,95 GHz an bis zu einer Frequenz von etwa 2,3 GHz beträgt die Einfügedämpfung weniger als 1 dB. Das Hairpin-Filter weist, bedingt durch eine rechte Transmissionsnullstelle bei 5,3 GHz, eine erhöhte Flankensteilheit auf und besitzt einen breiteren oberen Sperrbereich von 3,5 bis 8 GHz mit Einfügedämpfung von mindestens -20 dB [153].

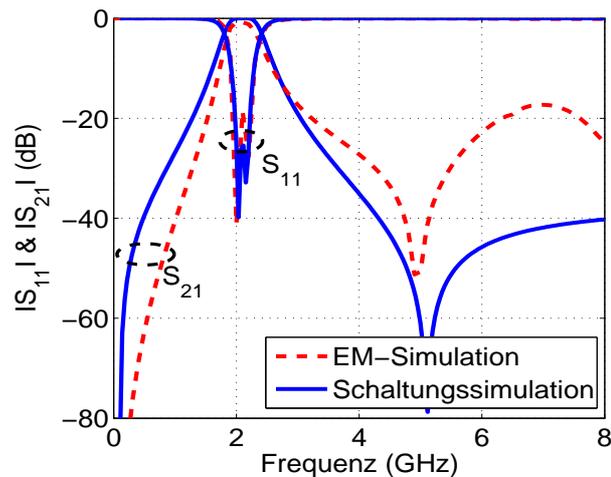


Abbildung 5.31: Vergleich der Schaltung- und EM-Simulationsergebnisse des Bandpassfilters

5.4.2 Realisierung und Messergebnisse

Zur Verifizierung der Performanz der Hairpin-Methode wurde ein DGS-Bandpassfilter entworfen, optimiert, simuliert und auf eine Substratmaterial gefertigt. Ein realisiertes Bandpassfilter mit Hairpin-DGS-Resonatoren ist in Abb. 5.32 zu sehen. Die beanspruchte Nutzfläche ist kompakt gegenüber anderen Bandpassfiltern [144, 145, 154, 155, 156, 157] und beträgt gerade $(0,38\lambda_g \times 0,26\lambda_g)$, wobei $\lambda_g = 78$ mm. In Abb. 5.33

werden die Messergebnisse des Filters 2. Ordnung mit den Feldsimulationsergebnissen verglichen. Eine Transmissionsnullstelle wurde bei 5 GHz erzeugt. Mit dieser 2,1 GHz-Filterstruktur konnte eine relative Bandbreite von ca. 30% bei einer Anpassung von mehr als 18 dB erreicht werden.

Der gemessene Transmissionsverlauf S_{12} erstreckt sich im oberen Sperrbereich mit einer Sperrdämpfung von mehr als 20 dB über einen Frequenzbereich von ca. 3,5 GHz. Die parasitären Passbänder bei der doppelten und dreifachen Resonanzfrequenz f_0 konnten mit mehr als 30 und 20 dB unterdrückt werden. Die Messungen wurden mit Hilfe eines Netzwerk-Analysators HP8719D durchgeführt. Die Mess- und Simulationsergebnisse stimmen bis auf eine Abweichung im oberen Übergangsbereich gut miteinander überein.



Abbildung 5.32: Foto des realisierten Bandpassfilters: (a) Rückseite, (b) Vorderseite

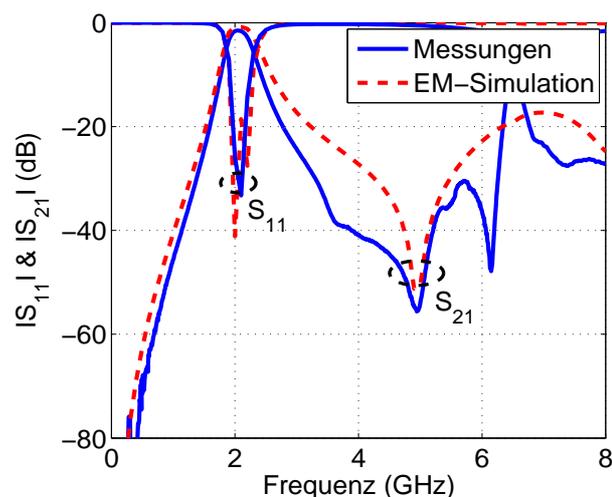


Abbildung 5.33: Mess- und Simulationsergebnisse des entwickelten Bandpassfilters

► Fazit

Ein neuer Hairpin-DGS-Resonator wurde untersucht und simuliert. Die Kompaktheitseigenschaft wurde Dank der Verwendung des Hairpin-DGS-Resonators deutlich verbessert. Durch die Anwendung der Kopplungsmatrix-Methode wurden sehr gute und systematische Resultate erzielt. Die Mittenfrequenzposition entlang dem Frequenzbereich und die Bandbreite wurden durch eine Änderung der Resonatorarme eingestellt, ohne dabei die Gesamtfläche des Filters zu ändern. Die Filterstruktur wurde hergestellt und gemessen. Solche Filter können in vielen technischen Anwendungen, wie in der Radartechnik, drahtlosen Kommunikationssystemen (Mobilfunk, Bluetooth, Satellitenfernsehen, WLAN) zum Einsatz kommen.

5.5 Entwurf der U-DGS-Bandpassfilter mit Hilfe der Multischicht-Technik

In diesem Abschnitt wird der Entwurf eines U-DGS-Mikrostreifen-Bandpassfilters beschrieben [158]. Das Prinzip sowie die Grundtheorie des Übergangs vom Prototyp zum Mikrostreifen wurden bereits in [29, 33, 39, 99] gezeigt. Es handelt sich, wie auch beim Hairpin-Filter im Abschnitt zuvor, um ein seitlich-gekoppeltes Mikrostreifenfilter. In der Literatur wurden verschiedene Versuche durchgeführt und Methoden angewendet mit dem Ziel, Bandpassfilter mit gekoppelten Mikrostreifenleitungen mit optimalen Eigenschaften zu erzielen [159, 160, 161, 162]. Die große Flächenbeanspruchung und die Komplexität des Filterentwurfs blieben die Hauptnachteile dieser Filter. Um die Kompaktheit, Symmetrieeigenschaft und hohe Flankensteilheit im Übergangsbereich zu verbessern, werden für die neu entworfene Filterstruktur U-Resonatoren und die Multischicht-Technik angewendet.

Ausgehend vom Tschebyscheff-Tiefpassprototyp 3. Ordnung mit 0,5 dB Welligkeit [99] soll ein Mikrostreifen-Bandpassfilter hergeleitet, dimensioniert, simuliert und getestet werden. Das schmalbandige Tschebyscheff-Bandpassfilter 3. Ordnung mit 0,5 dB Welligkeit wird mit einer Resonanzfrequenz von 3,7 GHz und einer relativen Bandbreite von etwa 40% beschrieben. Die verwendeten Elementwerte des Prototypfilters sind: $g_1 = g_3 = 1,5963$, $g_2 = 1,0967$, und $g_4 = 1$.

► Frequenzeigenschaften des U-Resonators

Um das Frequenzverhalten des U-DGS- bzw. des U-Mikrostreifenresonators sowie den Einfluss der Dimensionsänderungen des Resonators auf seine Eigenschaften zu untersuchen, wurden mehrere Untersuchungen mit Hilfe einer Feldsimulator durchgeführt. In Abb. 5.34 (a) ist der prinzipielle Aufbau eines U-Mikrostreifenresonators (obere Seite) und eines U-DGS-Resonators (untere Seite) dargestellt. Die beiden Ebenen sind durch ein Substratmaterial voneinander getrennt. Das Ersatzschaltbild des Resonators ist in Abb. 5.34(b) zu sehen. Die Resonatorarme entsprechen die kapazität oder die Induktivität und zwar abhängig von Lage des Resonators in der Struktur [93].

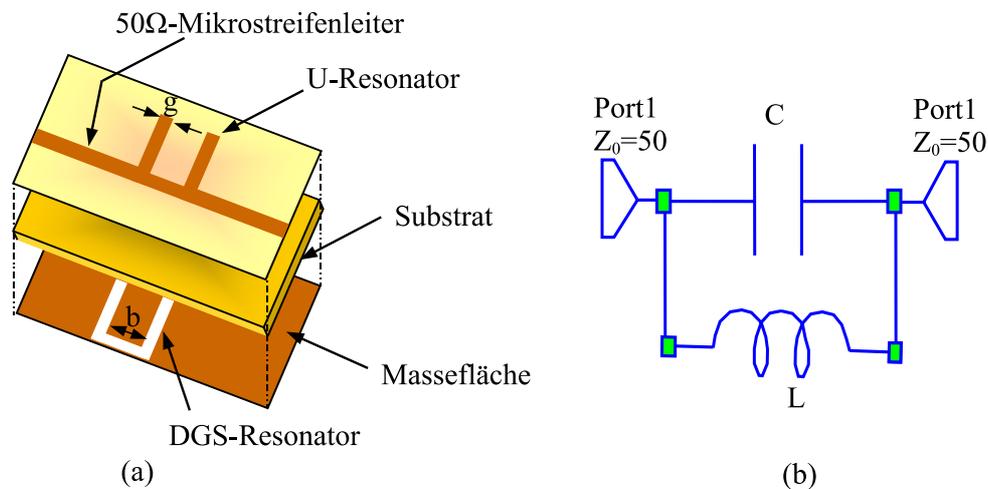


Abbildung 5.34: (a) Prinzipieller Aufbau eines U-DGS- und U-Streifen-Resonators, (b) das entsprechende Ersatzschaltbild

• Änderung der Armlänge des U-DGS-Resonators

Abb. 5.35 (a) stellt die 3D-Ansicht einer Struktur mit U-DGS-Resonator dar. Dieser wurde in der Massefläche der Struktur frei gefräst und durch ein Materialsubstrat an einer 50 Ω-Mikrostreifenleitung angekoppelt. Wie in Abschnitt 5.4 gezeigt wurde, entspricht im Gegensatz zum klassischen U-Mikrostreifenresonator (Abb. 5.35 (b)) die Stichleitung mit der Breite b der Induktivität L und der DGS-Arm mit der Breite g und der Länge d der Kapazität. Damit wird ihr elektrisches Verhalten durch einen in Serie geschalteten LC -Parallelschwingkreis angenähert.

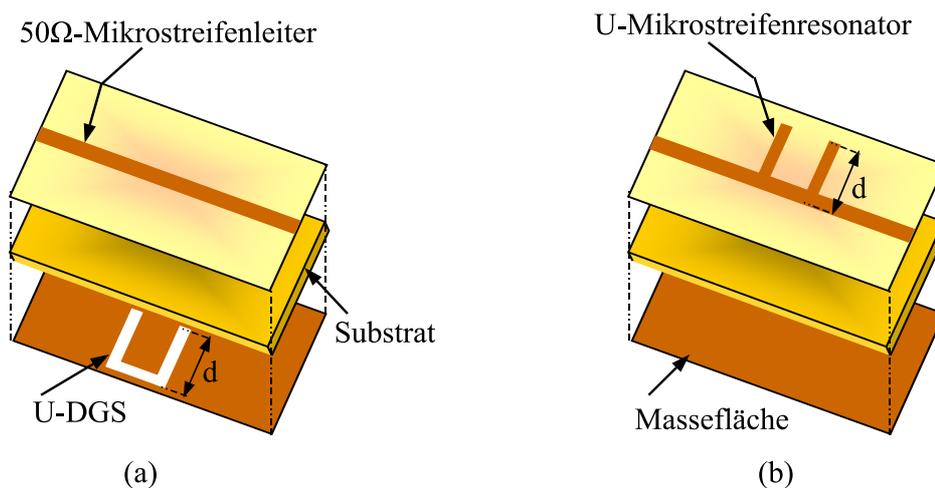


Abbildung 5.35: (a) U-DGS-Resonator, (b) U-Mikrostreifenresonator

In Abb. 5.36 sind die Feldsimulationsergebnisse eines 50 Ω-Mikrostreifenleiters mit einer Breite von 1,9 mm mit einer U-DGS-Struktur, auf einem 0,813 mm dicken

Hochfrequenz-Substrat Rogers-RO4003, für unterschiedliche Parameterkombinationen zu sehen. In Abb. 5.36 (a) sind Grenz- und Resonanzverlauf für fünf verschiedene Abmessungen der DGS-Armlänge dargestellt. Dabei wurde bei diesen Simulationen d variiert, während g und b konstant gehalten wurden. Die Untersuchungsergebnisse zeigen, dass durch eine Variation der Armlänge d zwischen 2 bis 12 mm sich mittels Kurvenverläufen Grenz- und Resonanzfrequenzen zwischen 3 und 8 GHz einstellen.

• **Änderung der Armlänge des U-Mikrostreifenresonators**

In Abb. 5.35 (b) ist ebenso eine 3D-Ansicht einer Struktur mit einem U-Mikrostreifenresonator zu sehen. Die Einspeisung geschieht per 50 Ω -Mikrostreifenleiter, der auf dem Materialsubstrat aufgebracht ist und den U-Resonator mit den 50 Ω -SMA-Anschlüssen verbindet. Die Simulationen sind unter den gleichen Bedingungen durchgeführt worden wie beim DGS-Resonator. Die simulierten Ergebnisse sind in Abb. 5.36 (b) dargestellt.

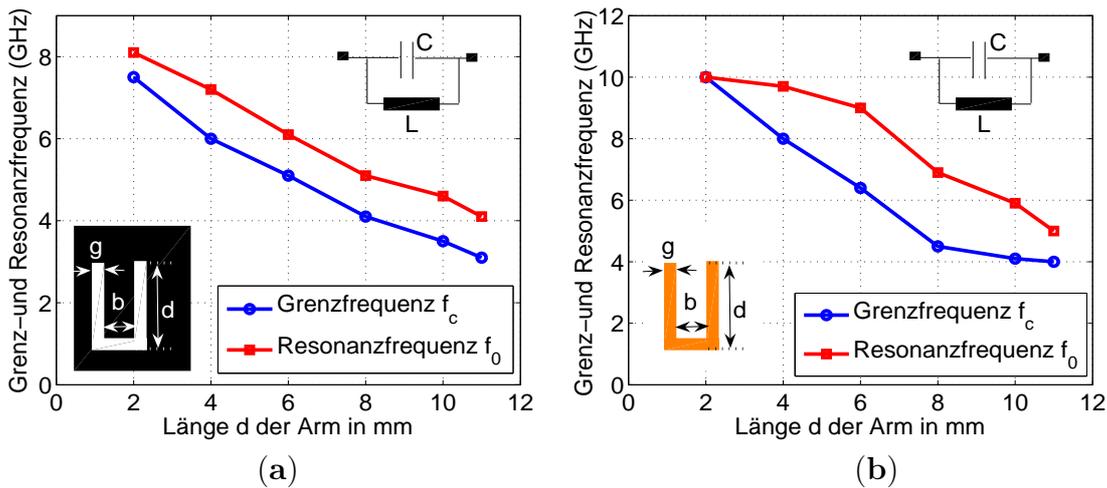


Abbildung 5.36: Ermittelte Resonanz- und Grenzfrequenz in Abhängigkeit von der Armlänge d : (a) DGS-Resonator, (b) Mikrostreifenresonator

An dieser Stelle lässt sich schlussfolgern, dass durch die Änderung der Armlänge der DGS-Struktur die Grenz- und die Resonanzfrequenz frei gewählt werden können. Zusätzlich wurden aus den Kurven in Abb. 5.36 anhand der Lagen der Grenz- und Resonanzfrequenzen die benötigten Elementwerte L und C nach Gl. (4.27) und Gl. (4.28) zur Erstellung eines Ersatzschaltbilds mit gleichem Frequenzverhalten wie bei der U-Struktur ermittelt. Mit Hilfe eines Optimierungsalgorithmuses (siehe Abb. 3.23) lassen sich die Abmessungen des U-Resonators bestimmen. Für diesen Fall wurden wie folgt gewählt: $g = 1$ mm, $b = 4$ mm und $d = 10$ mm.

5.5.1 Seitlich-gekoppelte Streifenleitungsfilter

In der Literatur, wie z.B. in [56, 99, 163], wurden zahlreiche Bandpässe, die aus parallelen gekoppelten $\lambda/2$ -Mikrostreifenresonatoren bestehen, realisiert. Die Strukturen weisen ein breites Sperrband und ein verlustarmes Durchlassband auf. Die Nutzflächen solcher Strukturen blieben aber weit hinter der gewünschten Kompaktheit zurück. Damit bleibt die Filterfläche in diesen Fällen ein starker und unvermeidbarer Nachteil.

In diesem Abschnitt wird ein Seitlich-gekoppeltes Mikrostreifen-Bandpassfilter unter oben genannten Bedingungen entworfen, simuliert und getestet. Abb. 5.37 (a) zeigt den schematischen Aufbau des U-Bandpassfilters. Das alternative Filter besteht aus drei $\lambda/2$ -U-Mikrostreifenresonatoren, die elektromagnetisch gekoppelt sind. Die seitlichen U-Resonatoren sind durch den $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter mit der Quelle bzw. der Senke verbunden. Mit dem 2D-Feldberechnungsprogramm MWO wird die elektromagnetische Feldverteilung entlang der Struktur simuliert. Die Simulationsergebnisse, wie sie in Abb. 5.37 (b) zu sehen sind, zeigen, dass keine Leistung in der Umgebung von $f = 5\ \text{GHz}$ (Übertragungsnullstelle) von Eingang zur Ausgang übertragen wird (Sperrbereich).

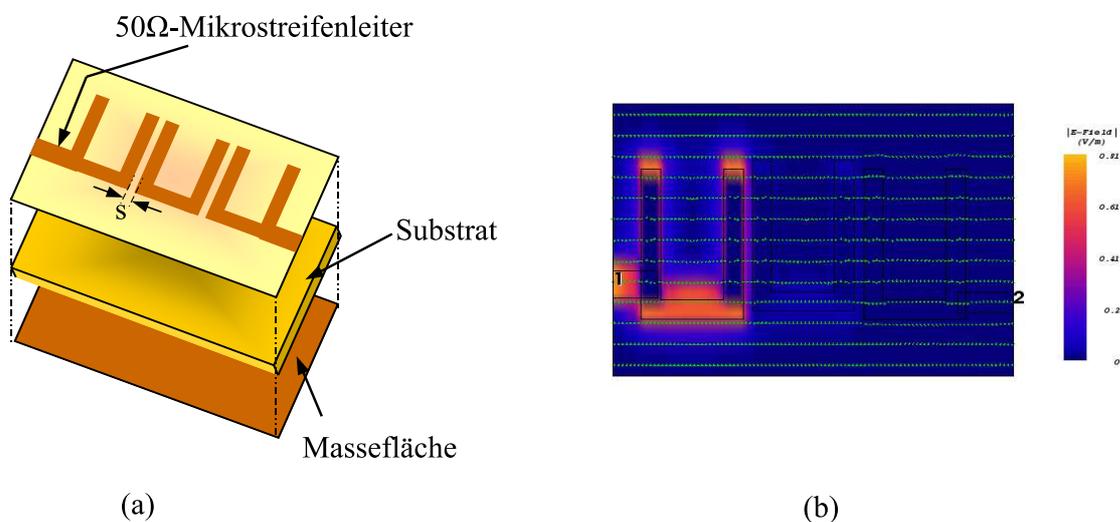


Abbildung 5.37: (a) 3D-Ansicht des seitlich gekoppelten Mikrostreifen-Bandpassfilters, (b) EM-Feldverteilung

Diese Eigenschaften stimmen sehr gut mit dem simulierten Frequenzverhalten der Filterstruktur (siehe Abb. 5.38) überein. Die simulierten Streuparameter des U-Bandpassmodells sind in Abb. 5.38 zu sehen. Das Filter besitzt eine Mittenfrequenz von $3,7\ \text{GHz}$ und weist im Durchlassbereich eine min. Rückflussdämpfung von $7\ \text{dB}$ und im Sperrbereich eine Sperrdämpfung von mehr als $35\ \text{dB}$ auf. Die Transmissionsnullstelle bei ca. 2 und $6,4\ \text{GHz}$ sind gut zu erkennen. Der Flächenbedarf der Struktur beträgt

ca. $(0,66\lambda_g \times 0,44\lambda_g)$ wobei $\lambda_g = 45$ mm. Die Anwendung dieser Art von Resonatorgeometrie führt zu einer Verbesserung der Filterfläche, aber die Filterantwort blieb besonders im Durchlassbereich noch weit entfernt von optimalen Ergebnissen zurück. Mit dem Ziel diese Nachteile zu beseitigen und damit einen Schritt näher zu optimalen Filtereigenschaften zu kommen, wurden nächsten Abschnitt andere Optimierungsmethoden angewendet.

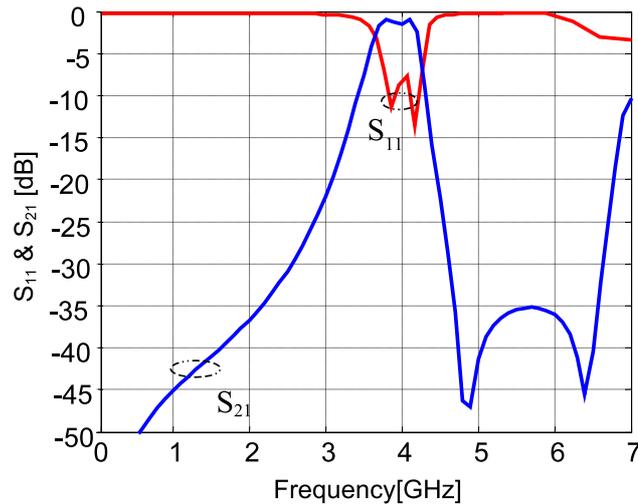


Abbildung 5.38: Simulationsergebnisse des gekoppelten Bandpassfilters

5.5.2 Entwurf des optimalen DGS-Bandpassfilters

Um die Kompaktheit des entwickelten Filters weiter zu verbessern, wurde eine Multischicht-Methode benutzt, indem der mittlere U-Resonator durch einen identischen DGS-U-Resonator ersetzt wurde. Mit dieser neuen Topologie wurde die Filterfläche um 30% verringert. Abb. 5.39 (a) stellt die 3D-Ansicht des kompakten DGS-Bandpassfilters dar. Die neue Struktur besteht aus zwei elektromagnetisch gekoppelten U-Resonatoren, die auf dem HF-Substrat aufgebracht sind, und einem U-DGS-Resonator, der in die Massefläche frei gefräst und an oberen Resonatoren angekoppelt ist.

Der Koppelabstand s zwischen den benachbarten U-Resonatoren wurde in Abschnitt 5.5.1 mittels empirischer Methode festgestellt. Um diesen Koppelabstand s mittels analytischer Methode exakt zu bestimmen, wurden, wie in Abschnitt 5.4 gezeigt wurde, die Abstände s und k durch die Bestimmung der Kopplungskoeffizienten M_{ij} zwischen den benachbarten U-Resonatoren ermittelt (siehe Abb. 5.39 (b)). Um die Kopplungsmatrix der neuen Topologie zu erhalten, werden die Spezifikationen des Filters gewählt und dann die gewünschten Kopplungsparameter mit Hilfe eines Optimierungs-Matlab-Programms [89] extrahiert. Die Kopplungskurve (s - M_{ij} -Verlauf) wird dann verwendet, um den erzielten optimalen Abstand zwischen den

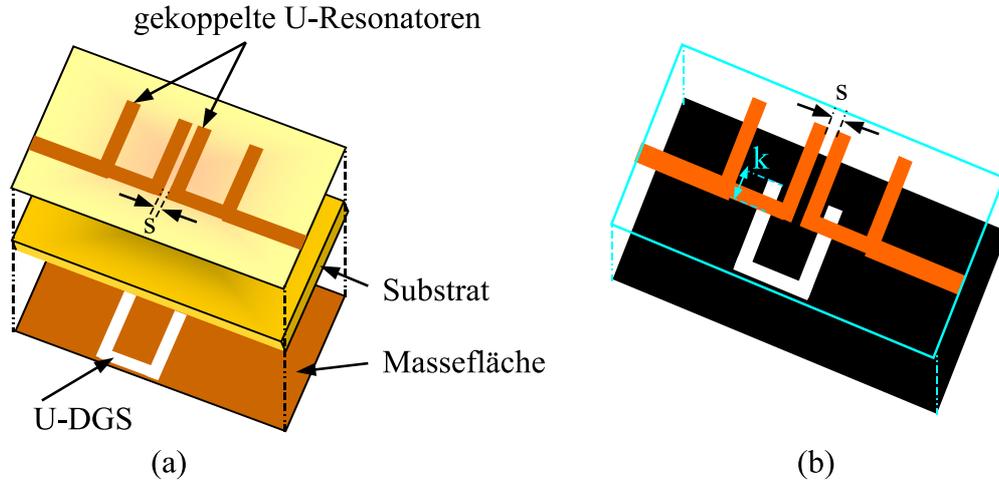


Abbildung 5.39: 3D-Ansicht des kompakten Bandpassfilters

Resonatoren zu definieren und damit Filterstrukturen mit den besten Eigenschaften zu realisieren. In unserem Fall ist ein Bandpassfilter 3. Grades mit einer Bandbreite $BW = 1500$ MHz, einer Rückflussdämpfung $RL = 20$ dB und einer Mittenfrequenz $f_0 = 3,7$ GHz erforderlich.

- **Bestimmung der Kopplungskoeffizienten M_{ij}**

Wie im vorherigen Abschnitt 5.4.1 gezeigt wurde, werden mehrere Simulationen mittels MWO durchgeführt, mit dem Ziel den Zusammenhang zwischen den Kopplungskoeffizienten M_{ij} und den Koppelabstand s bzw. dem Koppelabstand k zu finden. Die s - M_{13} und k - M_{12} -Verläufe wurden in Abb. 5.40(a) und (b) dargestellt. Man erkennt, dass durch eine Variation der Koppelabstände s und k zwischen 0 bis 3,9 mm und 2 bis 5, die Kopplungskoeffizienten M_{13} bzw. $M_{12} = M_{23}$ zwischen 0,1 und 0,98 bzw. zwischen 0,55 und 0,95 variieren. Durch Anwendung eines entwickelten Optimierungs-Matlab-Programms bzw. der Guided Wave Technology Software wurde die normierte Koppelmatrix $[m]$ wie folgt definiert:

$$m = \begin{bmatrix} 0,121 & 1,753 & -1,55 \\ 1,753 & 0,213 & 1,753 \\ -1,55 & 1,753 & 0,121 \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Nach Gl. (5.10) und Gl. (5.11) wird die Koppelmatrix wie folgt bestimmt:

$$M = \begin{bmatrix} 0,049 & 0,709 & -0,627 \\ 0,709 & 0,086 & 0,709 \\ -0,627 & 0,709 & 0,049 \end{bmatrix}, \quad (5.17)$$

wobei $FBW = \frac{BW}{f_0} = 0,405$ und $M_{ij} = FBW \times m_{ij}$.

Ausgehend von diesen Werten wurden der Koppelabstand s zu 0,5 mm und der Koppelabstand k zu 4,3 mm gewählt (siehe Abb. 5.40).

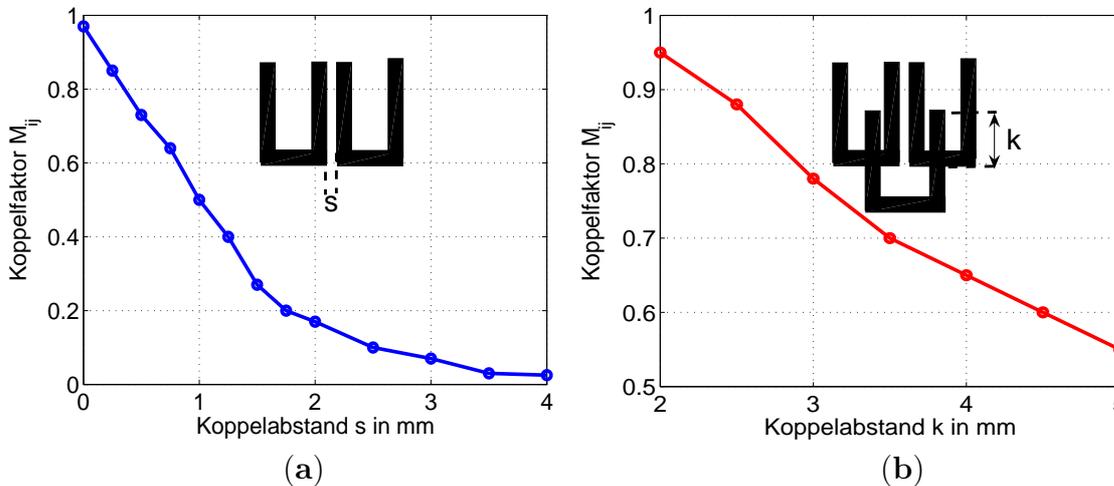


Abbildung 5.40: Ermittelte Koppelfaktoren in Abhängigkeit vom: (a) Koppelabstand s und (b) Ankoppelabstand k

Die Abmessungen des DGS-Bandpassfilters, wie die Abb. 5.39 (b) zeigt, sind mit $g = 1$ mm, $b = 4$ mm und $d = 10$ mm, $s = 0,5$ mm und $k = 4,3$ mm so dimensioniert, dass die Quasi-TEM-Wellen erst in der Umgebung der Resonanzfrequenz $f_0 = 3,7$ GHz ausbreitungsfähig werden. Die Simulationsergebnisse des Filters sind in Abb. 5.41 zu sehen. Bei den Simulationsergebnissen des Bandpassfilter (siehe Abb. 5.41(a)) konnte das Auftreten von drei Transmissionsnullstellen bei ca. 2, 6,1 und 6,8 GHz festgestellt werden, welche die Flankensteilheit der linken Flanke im Vergleich zum kaskadierten Bandpassfilter (siehe Abb. 5.37 (a)) deutlich erhöhte. Mit diesem verbesserten Bandpassfilter konnte eine relative Bandbreite von ca. 40% bei einer Anpassung von mehr als 20 dB erreicht werden. Ein linker bzw. rechter Sperrbereich mit einer Sperrdämpfung von mehr als 27 dB wurde erzielt.

• **Bestimmung des externen Gütefaktors $Q_{e1} = Q_{e3}$**

Wie im Abschnitt 5.4.1 und Abschnitt 2.6.2 gezeigt wurde, lässt sich der externen Gütefaktor mittels f_{-90° , f_{+90° und Mittenfrequenz f_0 Problemlos bestimmen. In Abb. 5.41 (b) ist die Abhängigkeit des externen Gütefaktors Q_{ei} , mit $i=1, 3$, von dem Ankopplungsabstand h dargestellt. Der gesuchte externe Gütefaktor Q_{ei} wurde in Abhängigkeit vom dem skalierte externe Gütefaktor q_{ei} , der mittels das Optimierungsprogramm geliefert ist, berechnet. Schließlich wurde der optimalen Ankopplungsabstand h von das Abb. 5.41 (b) extrahiert. In diesen Fall ist $Q_{e1} = Q_{e3} = 23$ und $h = 1$ mm.

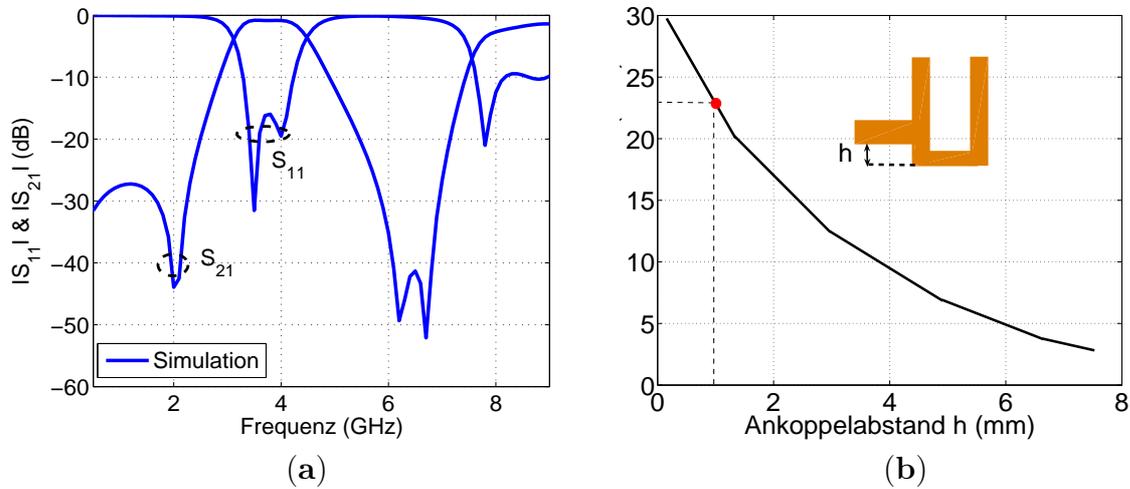


Abbildung 5.41: (a) Simulationsergebnisse des optimierten Bandpassfilteres, (b) ermittelte externe Gütefaktoren in Abhängigkeit vom Ankopplungsabstand h

Diese neue Technik des Entwurfs von Bandpassfiltern mit gekoppeltem Resonator wurde, wie in Abb. 5.42 gezeigt, mit Hilfe eines Kopplungsschemas “source-load-coupling,” vereinfacht dargestellt. Diese angewendete Kopplungsmethode ermöglicht eine Verschiebung der Übertragungsnullstellen an beiden Seiten des Durchlassbereichs (siehe Abb. 5.41) (a). In diesem Fall wurde sowohl die direkte Kopplung (M_{S1}) als auch Cross-Kopplung (M_{13}) zur Generierung der erforderlichen Übertragungsnullstellen benötigt.

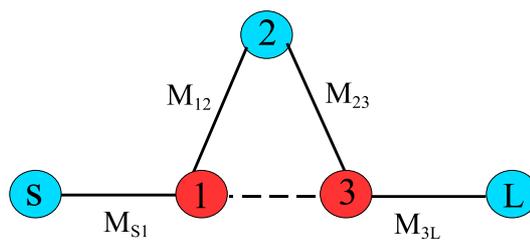


Abbildung 5.42: Kopplungsschema

5.5.3 Realisierung und experimentelle Ergebnisse

Ein Foto des gefertigten U-DGS-Bandpassfilter ist in Abb. 5.43 zu sehen. Das gefertigte Bandpassfilter 3. Ordnung wurde für S-Band entworfen und auf einer Substratfläche von $(0,42\lambda_g)^2$, wobei $\lambda_g = 47$ mm, hergestellt und mit dem Netzwerkanalysator Wiltron 37347A gemessen. Das Filter hat eine Resonanzfrequenz (f_0) bei 3,7 GHz und zwei 3dB-Eckfrequenzen bei $f_{cu} = 2,68$ GHz und $f_{co} = 4,15$ GHz. Der Vergleich

zwischen Simulations- und Messergebnissen des entwickelten Bandpassfilters wurde in Abb. 5.44 dargestellt. Die Messergebnisse zeigen, dass mit dieser Filtertopologie einen relativ verlustarmen Durchlassbereich von 3,2 bis 4,1 GHz mit einer Rückflussdämpfung von mehr als 19 dB erzielt werden kann [158].



Abbildung 5.43: Fotos des gefertigten Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

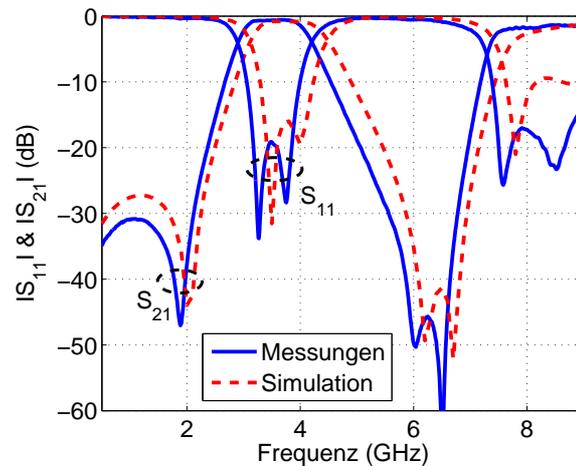


Abbildung 5.44: Mess- und Simulationsergebnisse des DGS-Hairpin-Filters

Dank dieser Topologie wurden drei Transmissionsnullstellen bei 1,9, 6 und 6,5 GHz erzeugt, welche die Flankensteilheit im Übergangsbereiche deutlich verbessern. Bis auf eine leichte Abweichung zwischen Messungs- und Simulationsverlauf, die sich durch die starken auftretenden Diskontinuitäten an den Wellenwiderstandssprüngen und den Herstellungsfehler erklären lässt, konnte eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und Messung erzielt werden.

► Fazit

Eine Kombination der Kopplungsmatrix- und der Multichicht-Methode wurde angewendet mit dem Ziel das gewünschte Bandpassfilter zu realisieren. Die Kompaktheitseigenschaften wurde mittels Multischicht-Methode erzielt. Die optimalen Koppelabstände zwischen benachbarten Resonatoren wurden mit Hilfe der Kopplungsmatrix-Methode systematisch berechnet. Die Generierung von Transmissionsnullstellen im Sperrbereich des Bandpassfilters führt zur Erhöhung der Steilheit der Flanke zwischen Durchlass- und Sperrbereich und damit zur Erzeugung einer symmetrischen Filterstruktur mit breiterem Sperrband und sehr guter Sperrdämpfung. Eingesetzt werden solche Bandpassfilter bei vielen Anwendungen im Kommunikationsbereich, wie z. B. im Mobilfunk als auch in Radar- und Navigationssystemen.

5.6 Oktagonales DGS-Interdigital-Bandsperrfilter

In dem Abschnitt 5.1 wurde ein kompakter Bandsperrfilter mit einer Resonanzfrequenz von ca. 5 GHz und einer relativen Bandbreite von 55% entworfen und realisiert. Die beiden Sperrbänder konnten nur mit einer Sperrdämpfung von über 20 dB realisiert werden. Um diese Eigenschaft zu verbessern und dabei alle anderen Filtercharakteristiken optimal beizubehalten, wird in diesem Abschnitt ein neuer oktagonaler DGS-Resonator mit zusätzlicher Interdigital-Kapazität verwendet [60]. Im ersten Teil wird ein Tschebyscheff-DGS-Bandsperrfilter 2. Ordnung mit 0,5 dB Welligkeit und einer relativen Bandbreite von 55% dB dimensioniert, simuliert und getestet. Die Prototypelementwerte lassen sich aus Eigenwerte-Tabellen [29] und [32] entnehmen.

Mit dem Ziel die Sperrdämpfung zu optimieren, wird im zweiten Teil ein breitbandiges Bandsperrfilter mit einer einstellbaren Resonanzfrequenz von ca. 4,7 GHz entworfen, simuliert und getestet.

► Vom Ring- zum oktagonalen DGS-Resonator

Um den neuen oktagonalen Ring-Resonator zu entwerfen, werden die Ecken des konventionellen Quadrat-Ringresonator abgeschrägt (siehe Abb. 5.45). Die Abschrägung erfolgt unter der Bedingung, dass alle somit entstehenden acht Seiten die gleiche Länge l haben sollten. Nach dem Satz von Pythagoras gilt also $a = l(1 + \sqrt{2})$. Im gewählten Ring-DGS-Resonator beträgt $a = 4,83$ mm und somit $l = 2$ mm.

Durch die Abschrägung verkürzt sich die Gesamtlänge des Resonators. Der Umfang des Ring-DGS-Resonators beträgt $(4a - g) = 18,82$ mm, während der des oktagonalen DGS-Resonators $(8l - g) = 15,5$ mm beträgt. Dabei wurden die Öffnungsbreite g und die Armbreite d der beiden Resonatoren jeweils auf einem Wert von 0,5 mm konstant gehalten. Aus der Verkürzung der Resonatorlänge folgt, wie in Abb. 5.46 gezeigt wurde, eine Erhöhung der Resonanzfrequenz von $f_{0square} = 5,0$ GHz auf $f_{0okt} = 5,6$ GHz.

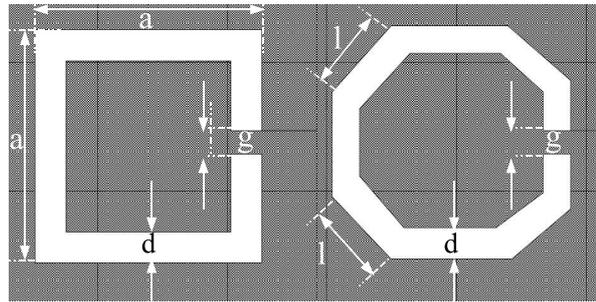


Abbildung 5.45: Abschrägung einer quadratischen Ring-Resonator

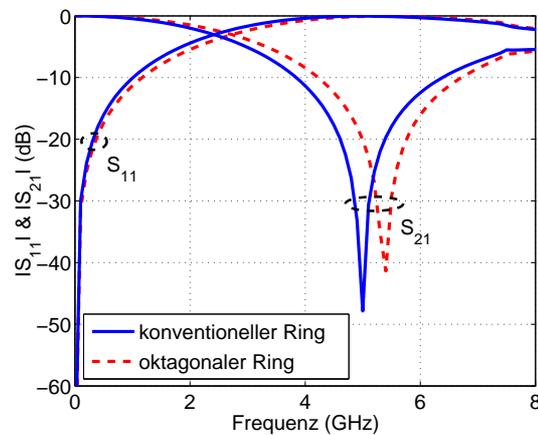


Abbildung 5.46: Vergleich der Simulationsergebnisse der beiden Ring-Resonatoren

Die präsentierten Simulationsergebnisse zeigen, dass infolge einer Abschrägung, der Streueffekt minimiert wird und damit reduziert sich der Verlust im Durchlassbereich. Die oktagonale DGS-Struktur erweist sich somit als vorteilhaft im Vergleich zu einem Ring-DGS-Resonator. Durch die Abschrägung ergibt sich im Fall eines Filters mit 2 nebeneinander liegenden oktagonalen Resonatoren, eine Erhöhung der elektrischen Kopplung und damit eine Verbesserung des Sperrbereichs des Filters, wie später gezeigt wird.

5.6.1 Frequenzverhalten der oktagonalen DGS-Struktur

Abb. 5.47 (a) stellt das Einzelelement der Filterstruktur dar. Dieses besteht aus einer frei geätzten Fläche in Form des oktagonalen Rings in der Massefläche und einem $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter, der auf einem HF-Substrat aufgebracht wurde und die beiden Strukturanschlüsse verbindet. Das äquivalente Prinzipschaltbild wurde in Abb. 5.47 (b) dargestellt.

Wie im vorherigen Abschnitt gezeigt wurde, entspricht dabei der Arm mit der Länge l und der Breite a der Kapazität und die Öffnung mit der Breite g der Induktivität. Um

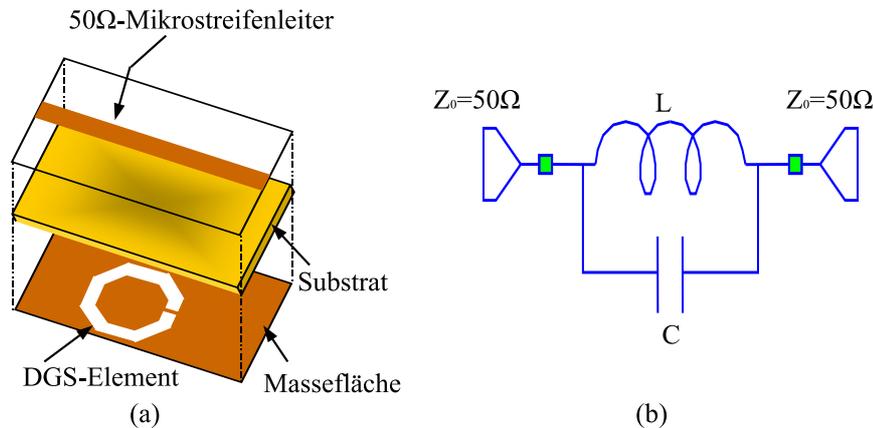


Abbildung 5.47: (a) Die 3D-Ansicht des Ring-Bandsperrfilters, (b) Ersatzschaltbild

das Frequenzverhalten des neuen oktagonalen DGS-Elements zu untersuchen wurden mehrere Simulationen durchgeführt. Dabei wurde l variiert, während g und d jeweils konstant auf einem Wert von 0,5 mm gehalten wurden. Man erkennt, dass sich durch eine Variation von l zwischen 1 bis 4,5 mm Grenzfrequenzen zwischen 3 und 7,5 GHz bzw. Resonanzfrequenzen zwischen 4 und 8,5 GHz einstellen. Die in Abb. 5.48 gewonnenen Erkenntnisse wurden erfolgreich anhand der Lagen der Resonanz- und 3-dB Eckfrequenzen genutzt, um die Elementwerte L und C des Ersatzschaltbildes des Resonators zu ermitteln. Nach Einsetzung der f_0 und f_c in Gl. (4.27) und Gl. (4.28) wurden die Werte des angewendeten Ersatzschaltbildes, die Induktivität L zu 2,2 nH und die Kapazität C zu 0,3 pF ermittelt.

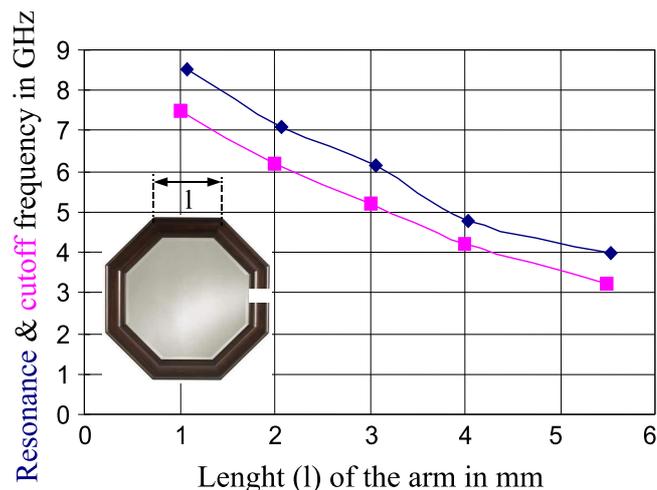


Abbildung 5.48: Ermittelte Resonanz- und Grenzfrequenz in Abhängigkeit zur Armlänge l

5.6.2 Entwurf des oktagonalen DGS-Bandsperrfilters

Zum Entwurf eines Filters 2. Ordnung mit Bandsperreigenschaften wurde zusätzlich zu den zwei seriell geschalteten LC -Schwingkreisen eine parallel geschaltete Kapazität benötigt (siehe Abb. 5.49 (a)). Eine 3D-Ansicht des entsprechenden Filteraufbaus ist in Abb. 5.49 (b) zu sehen. Das Bandsperrfilter besteht aus zwei elektromagnetisch gekoppelten oktagonalen DGS-Resonatoren, zwei parallelen Mikrostreifenkapazitäten, die auf einem RO40003-Substrat aufgebracht sind. Ein $50\ \Omega$ -Mikrostreifenleiter verbindet die beiden Mikrostreifenkapazitäten an die $50\ \Omega$ -SMA-Anschlüsse der Filterstruktur.

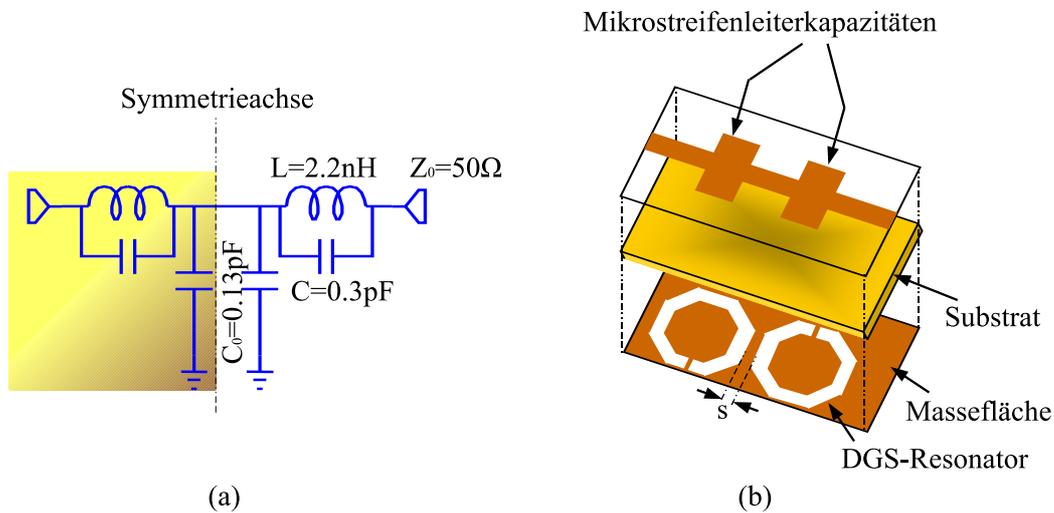


Abbildung 5.49: (a) Ersatzschaltbild des oktagonalen Filters, (b) 3D-Ansicht der Filterstruktur

In Abb. 5.50 sind die Simulationsergebnisse des Feldsimulationsprogramms MWO für ein solches Bandsperrfilter dargestellt. Das entworfene Bandsperrfilter zeigt eine Resonanzfrequenz von 5 GHz mit einer relativen Bandbreite von 55% und weist eine Einfügungsdämpfung im Sperrbereich von mehr als 20 dB auf. Im Durchlassbereich von DC bis $3,5\text{ GHz}$ überschreitet der Verlust nicht $0,2\text{ dB}$, während er ab $7,5$ bis 11 GHz 3 dB erreicht. Zwei Reflexionsnullstellen sind bei ca. $3,2$ und $8,1\text{ GHz}$ aufgetreten. Daraus folgt eine Verbesserung der Flankensteilheit des Verlaufs.

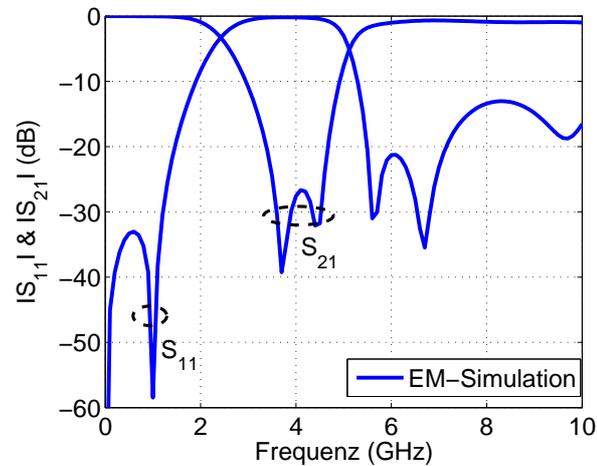


Abbildung 5.50: Simulationsergebnisse des oktogonalen DGS-Bandsperrfilters

5.6.3 Realisierung und Messergebnisse des oktogonalen Bandsperrfilters

Zur Verifizierung der Performanz der neuen oktogonalen Form wurde ein DGS-Bandsperrfilter auf einem RO4003-Substrat mit einer Fläche von $(0,45\lambda_g \times 0,30\lambda_g)$ gefertigt, wobei $\lambda_g = 33$ mm und im Labor mittels des vektoriellen Netzwerkanalysators Wiltron 37347A gemessen. Das hergestellte Bandsperrfilter ist in Abb. 5.51 zu sehen. Der Vergleich zwischen den simulierten und den gemessenen Ergebnissen des Filters ist in Abb. 5.52 dargestellt.

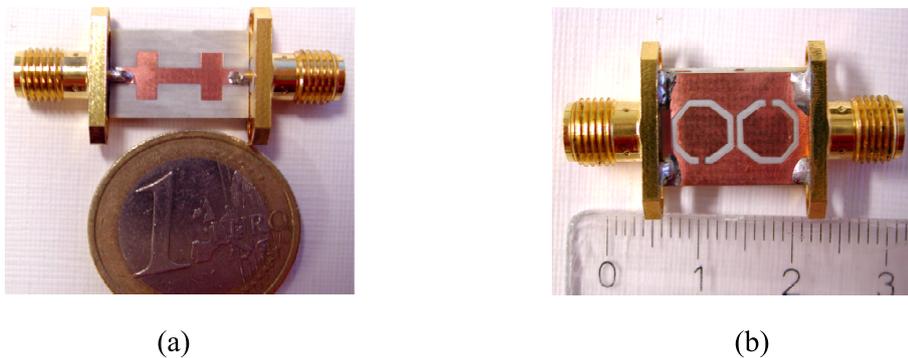


Abbildung 5.51: Das hergestellte Filter: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

Bis auf eine leichte Abweichung zwischen Simulations- und Messverlauf im rechten Durchlassbereich, konnte eine sehr gute Übereinstimmung zwischen gemessenen und simulierten S -Parametern erzielt werden. Die gemessene Einfügungsdämpfung ist von

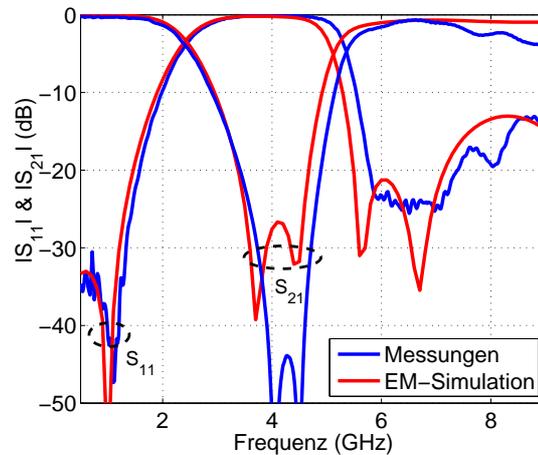


Abbildung 5.52: Mess- und Simulationsergebnisse des oktagonalen Bandsperrfilters

DC bis 3,5 GHz geringer als 0,2 dB. Das Bandsperrfilter weist, bedingt durch eine Reflexionsnullstelle bei 3,2 GHz, eine erhöhte Flankensteilheit auf und hat eine Resonanzfrequenz von 5 GHz, wobei die Rückflussdämpfung weniger als 0,2 dB beträgt.

► Eigenschaftsverbesserung mittels Interdigital-Kapazität

Um die Filterantwort zu verbessern und damit die unerwünschte Abweichung zwischen Messungen und Simulationen zu beseitigen sowie gute Symmetrieeigenschaften zu erreichen, wurde eine Mikrostreifenkapazität von 0,12 pF in Form einer Interdigital-Kapazität mit dem oktagonalen DGS-Ring kombiniert, simuliert und getestet.

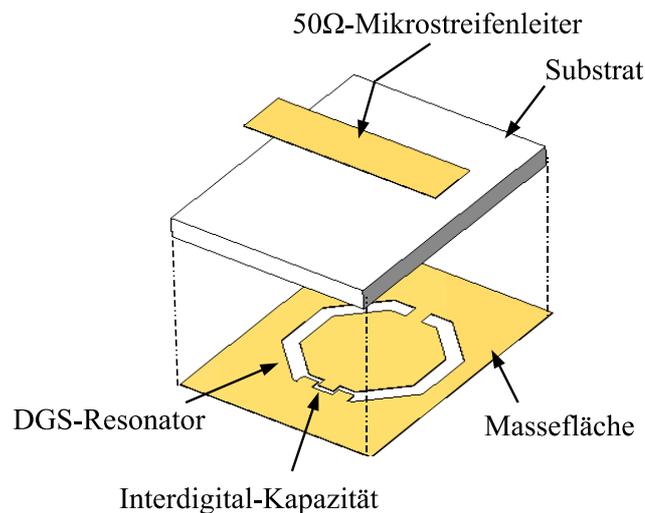


Abbildung 5.53: Schematischer Aufbau des Ring-Resonators mit Interdigital-Kapazität

Abb. 5.53 zeigt die 3D-Ansicht eines Ein-Resonanzpol-Bandsperrfilters mit ähnlicher Strukturierung wie der vorherige oktagonale DGS-Ring. Die zusätzliche Kapazität hat

bei höheren Frequenzen, wie später beim Filterentwurf gezeigt wird, einen Einfluss auf die Filterantwort, was zu einer Verringerung der Einfügungsdämpfung im rechten Durchlassbereich führt.

5.6.4 Realisierung und Messergebnisse des Interdigital-Bandsperrfilters

In Abb. 5.54 ist das gefertigte Interdigital-Bandsperrfilter zu sehen. Der Vergleich der Mess- und Simulationsergebnisse des verbesserten Filters wurde in Abb. 5.55 dargestellt. Das Filter hat eine Resonanzfrequenz von 4,5 GHz. Die Abweichung zwischen den gemessenen und simulierten Werten ist tatsächlich stark minimiert. Die Mess- und Simulationsergebnisse stimmen bis auf eine leichte Resonanzfrequenzverschiebung sehr gut miteinander überein. Die verbesserte Filterstruktur wurde mit Hilfe von MWO entworfen, simuliert und auf einem HF-Substrat hergestellt.

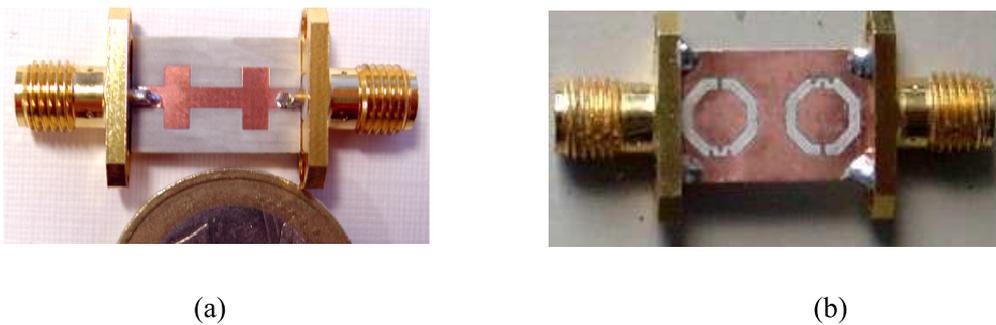


Abbildung 5.54: Fotos des hergestellten Filters: (a) Vorderseite, (b) Rückseite

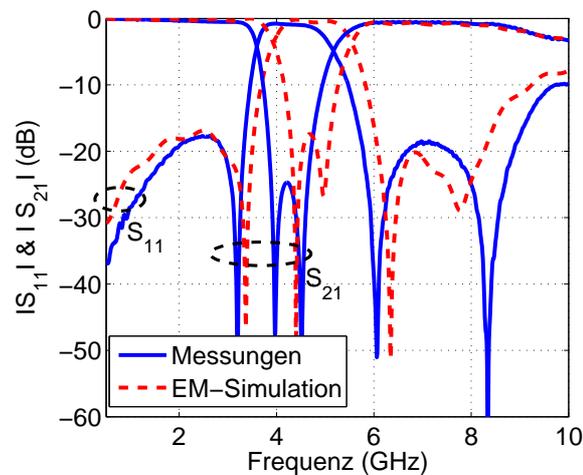


Abbildung 5.55: Mess- und Simulationsergebnisse des neuen entwickelten Interdigital-Ring-Filters

Die zusätzliche Kapazität verursacht eine Resonanzfrequenzabweichung von 0,5 GHz. Diese Abweichung konnte durch eine einfache Änderung der Armlänge des DGS-Ringes wieder kompensiert werden. Damit kann der Herstellungsfehler annähernd eingeschätzt werden. (Siehe Abschnitt 5.6.1).

Um das Frequenzverhalten des Filters mittels Feldverteilung zu untersuchen, wurden mit Hilfe der MWO-Software zwei Versuche bei Resonanzfrequenz $f_0 = 4,5$ GHz und Reflexionsnullstelle $f = 8$ GHz durchgeführt. Abb. 5.56 (a) zeigt, dass sich bei $f_0 = 4,5$ GHz elektrische Feldlinien entlang des Rings und magnetische Feldlinien in der Umgebung der Öffnung g eines Resonators konzentrieren, während im benachbarten DGS-Ring-Resonator kein Feld erschienen ist. Eine Art von Sperrzustand wurde damit erreicht (Sperrbereich). Dagegen wurden bei $f = 8$ GHz elektrische Feldlinien entlang der gesamten Filterstruktur verteilt (siehe Abb. 5.56 (b)). Die Leistung wurde vom Eingang zum Ausgang übertragen (Durchlassbereich). Konzentrierte elektrische Feldlinien wurden deutlich in der Interdigital-Kapazität erkannt.

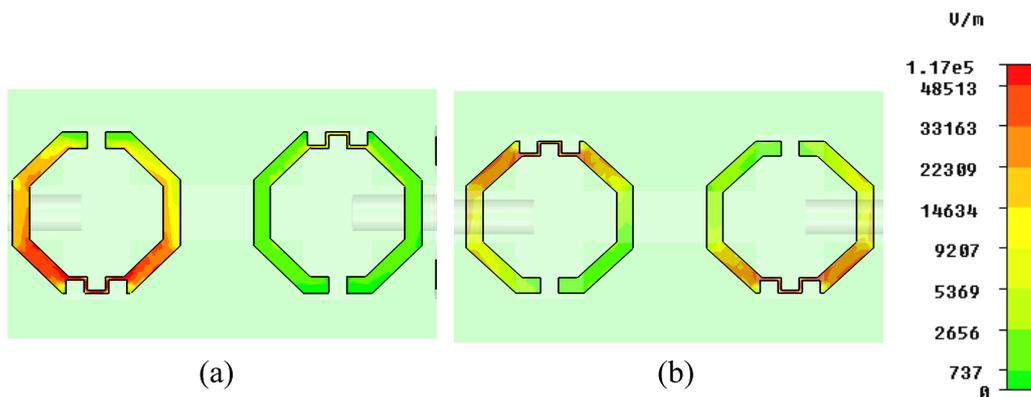


Abbildung 5.56: Feldverteilung: (a) Sperrbereich, (b) Durchlassbereich

► Fazit

Durch den Ersatz eines Ring-Resonators durch einen oktagonalen Ring-Resonator lässt sich eine deutliche Verbesserung im Durchlassbereich erkennen. Ein zusätzlicher Einsatz der Interdigital-Kapazität führt zu einer Verbesserung des Sperrbereichs mit Einfügungsdämpfung von -27 dB sowie zu einer sehr guten gesamten Übereinstimmung zwischen den experimentellen und simulierten Ergebnissen.

5.7 Zusammenfassung

Wie im vorherigen Kapitel 4 wurden in diesem Kapitel eine Reihe von Techniken und Methoden eingesetzt, mit dem Ziel die Bandpassfilter-Eigenschaften zu optimieren. Im ersten Schritt wurden kompakte Bandsperrfilter sowie Multi-Bandpassfilter mittels Mikrostreifen-Ring-Resonatoren (ohne Anwendung der DGS-Technik) entwickelt, simuliert und hergestellt. Die Filtercharakteristiken wurden, bis auf die Sperrdämpfung, die nicht ganz optimal ist, dank dieser angewendeten Methoden deutlich verbessert. DGS-Technik wurde ebenfalls verwendet, um ein Tiefpassfilter einfach zu einem Bandpassfilter zu transformieren, wobei Quasi-Fraktal-Resonatoren benutzt wurden. Um die Resonanzfrequenz einer Bandpassstruktur einstellen und damit die Kompaktheit verbessern zu können, wurde ein Filter mit Hairpin-DGS-Resonatoren entworfen, simuliert und getestet. Die gleiche Idee wurde weiterentwickelt, indem man die Multischicht-Technik und Kopplungsmatrixmethode anwendete. Dank dieser Methode wurden dann der Koppelabstand zwischen den gekopplten Resonatoren systematisch und exakt berechnet und, bedingt durch Transmissionsnullstellen, die Sperrbandeigenschaften verbessert. Schließlich wurde eine neue Art eines DGS-Resonators der sogenannte oktagonale Ring-Resonator statt des quadratischen Ring-Resonators für Bandsperrfilter eingesetzt. Die elektromagnetische Kopplung zwischen den oktagonalen DGS-Resonatoren sowie die geringen Streuverluste wegen der Seitenabschrägungen der Struktur führen zu einer sichtlichen Verbesserung der Filterantwort.

Solche Bandpassfilterstrukturen, die auf diese Weise hergestellt wurden, können aufgrund ihrer Kompaktheit, Einfachheit und ihrer Perfomanz in verschiedenen Kommunikationsanwendungen sehr gut gebraucht werden.

Kapitel 6

Schlussfolgerung

6.1 Zusammenfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden Defected Ground Structure (DGS)-Filter und DGS-Resonatoren für den praktischen Einsatz in der mobilen Kommunikation und Fahrzeugnavigation in den Frequenzbändern L [1 GHz-2 GHz], C [4 GHz-8 GHz] und X [8 GHz-12 GHz] entworfen, optimiert, hergestellt und messtechnisch charakterisiert. Derartige neue Bauelementstrukturen kompakter Geometrie wurden unter Verwendung des Multischicht-Kaskadierungsverfahrens und der Kopplungsmatrixmethode realisiert und untersucht, um so räumlich kleine, verlustarme Resonatoren zu fertigen und in HF-Filterstrukturen anzuwenden.

Der erste Teil der Arbeit befasste sich mit der Untersuchung zum Simulationsprinzip, der technologischen Entwicklung von integrierbaren DGS-Einheiten sowie den Untersuchungen zu Eigenschaften wie Güte, Verluste und Kompaktheit verschiedener DGS-Formen und deren Optimierung. Vier unterschiedliche DGS-Resonatoren, wie Rechteck-, Pfeilkopf-, Rundkopf-, Kreuz und Fraktal-DGS, die auf RO4003-Keramiksustrat ($\epsilon_r = 3,38$) aufgebracht sind, wurden durch die Simulationssoftware Microwave Office (MWO) und TEX-Line untersucht, berechnet und miteinander verglichen. Jede DGS-Struktur besteht aus großen und kleinen geätzten bzw. gefrästen Flächen, die Induktivitäten und Kapazitäten entsprechen. Um einen Resonanzeffekt zu erzielen, wird ein DGS-Element in einem bestimmten Frequenzbereich betrieben. Dieser liegt beispielsweise für eine Pfeilkopf-DGS zwischen 500 MHz und 6 GHz. Um die Kompaktheit des DGS-Resonators sicherzustellen, werden die Länge und / oder die Schlitzbreite im Millimeter-Bereich gewählt. Die zugehörigen Simulationsergebnisse der verschiedenen DGS-Strukturen wurden untersucht und mit der Zielsetzung miteinander verglichen, eine optimal gestaltete Anordnung zu finden.

Die Leitungsknicke innerhalb der Struktur verursachen Felddiskontinuitäten, die zu einem Streufeld führen, mit dem Verluste im Durchlassbereich verbunden sind. Um diesen Nachteil zu beseitigen, wurde eine geometrische Methode, die sogenannte Fraktal-Methode entwickelt und untersucht. Der Fraktaleffekt wurde zielgerichtet ausgenutzt, um die elektromagnetischen Effekte zu kontrollieren und damit die Struktureigenschaften zu verbessern. Tatsächlich führt dieser Fraktal-Einsatz zu einer Verbesserung des Sperrbereiches um etwa 30%. Zusätzlich wurden mehrere Simulationen mit verschiedenen Geometrien mit dem Zweck untersucht, einfache und verlustarme Strukturen entwerfen und realisieren zu können.

Mikrostreifenfilter erwiesen sich als vorteilhafter als klassische Filter. Allerdings ist einerseits die Leiterbreite nicht beliebig wählbar. Eine Breite unter $100\ \mu\text{m}$ ist z.B. nicht unkompliziert und verlustlos zu realisieren. Andererseits beanspruchen die hergestellten Filter eine große Fläche. Um diese Nachteile und Filterprobleme zu beseitigen, wurde ein neuer Ansatz erfolgreich eingeführt - der sogenannte DGS-Filter, der aus zwei oder mehreren gefrästen Resonatoren in der Massefläche der Filterstruktur besteht. Basierend auf den Arbeiten, die mit der DGS-Technik an einzelnen Resonatoren durchgeführt wurden, wurden hier neue Strukturkonzepte entwickelt, untersucht und experimentell mit dem Zweck umgesetzt, effiziente, kompaktere, verlustlose HF-Strukturen zu entwerfen, zu optimieren und herzustellen und in anderen HF-Systemen zum Einsatz zu bringen. Zu diesem Zweck sind hier Tiefpass-Filter auf der Basis planarer Leitungen entworfen und optimiert worden, die auf Keramiksubstraten angeordnet sind. Dafür wurden im zentralen Teil der vorliegenden Arbeit drei wichtige Entwicklungsverfahren, die Kaskadierungs-, die Multischicht- und die metallische Box-Methode dargestellt (siehe Abb. 6.1).

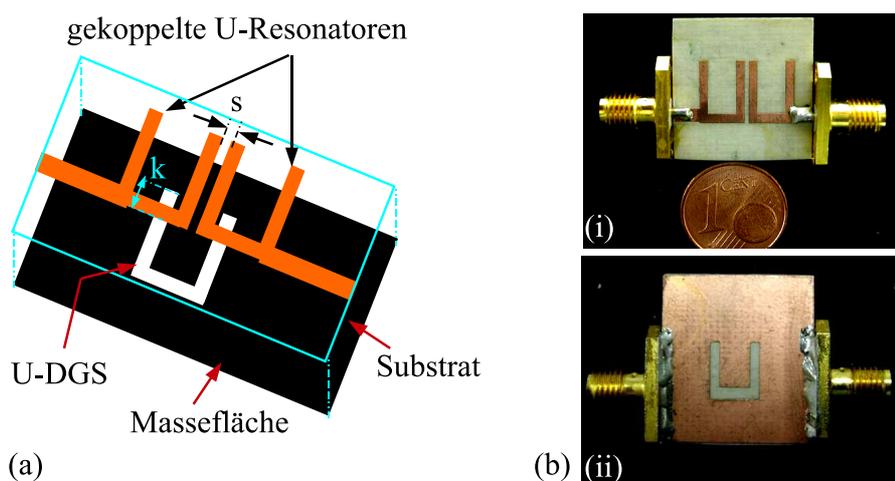


Abbildung 6.1: Fotos des hergestellten Filters: (a) Hairpin-Bandpassfilter in metallischer Box, (b) DGS-Tiefpassfilter in metallischer Box

Um einen DGS-Filter (siehe Abb. 6.2) mit maximalem Sperrbereich zu realisieren, wurde die Kaskadierungsmethode benutzt. Mehrere gleiche oder ungleiche DGS-Resonatoren wurden hintereinander unter Verwendung des geometrischen Reihensatzes und der Algorithmischen Verhältnismäßigkeits-Amplitudenmethode gekoppelt. Der Sperrbereich wurde um bis zu 40% gegenüber dem konventionellen Filter verbessert. Mess- und Simulationsergebnisse stimmen miteinander überein. Als Nachteile treten jedoch ein erheblicher Verlust im Durchlassbereich, größerer Flächenbedarf sowie eine geringe Steilheit im Übergangsbereich auf. Solche HF-Strukturen werden in der Luftfahrttechnik, in der militärischen Entwicklung und im medizinischen Bereich benutzt.

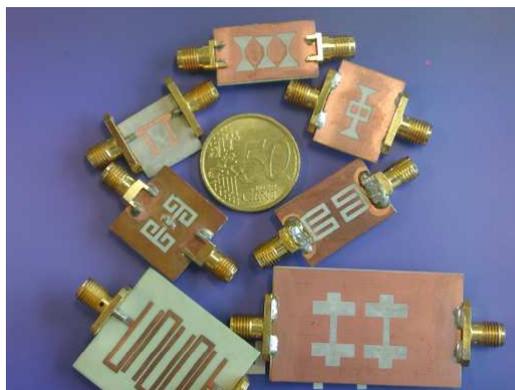


Abbildung 6.2: Verschiedene realisierte Filterstrukturen

Um die Dimensions- und Verlustprobleme zu beheben, wurde als neues Verfahren die sogenannte Multilayer-Methode entwickelt und eingesetzt. Beim Filterentwurf steht nun nicht nur die Grundfläche zur Verfügung, sondern es werden auch darüber liegende Schichten für die Realisierung der Resonatoren verwendet. Damit lässt sich die Fläche der Struktur auf die Hälfte verringern. Parallel dazu werden die elektromagnetischen Kopplungen so verteilt, dass sie die Verluste im Durchlassbereich kompensieren und sich die Steilheit des Übergangsbereiches erhöht. Die entworfenen Strukturen bestätigen die Wirksamkeit dieses Verfahrens. Die Tiefpass-Filter wurden auf planaren Leitern für die verschiedenen Frequenzbereiche vom L-Band bis hin zum X-Band auf einem $(30 \times 20) \text{ mm}^2$ Keramiksubstrat simuliert und gefertigt. Die Simulationen wurden mithilfe des Software-Paket MWO durchgeführt. Die entsprechenden Messungen zur Charakterisierung der HF-Parameter wurden im Labor durchgeführt. Die Übertragungsverläufe zeigen geringe Durchlassverluste ($|S_{21}| = 0,2 \dots 1,5 \text{ dB}$) und einen breiteren Sperrbereich ($|S_{21}| = 3 \text{ GHz} \dots 8 \text{ GHz}$ unter -20 dB). Die durchgeführten Messungen und Simulationen stimmten gut überein.

Ein weiteres Filterproblem, das im Rahmen dieser Forschung auftrat, sind die Leitungsknicke und Diskontinuitäts-Effekte, die innerhalb der Struktur, Felddiskontinuitäten verursachen. Diese führen zu einem Streufeld, mit Verlusten im Durchlassbereich

und sind mit erheblichen Abweichungen zwischen Simulations- und Messverläufen verbunden. Um diesen Nachteil fast vollständig zu beseitigen, wird die HF-Struktur in eine metallische Box (siehe Abb. 6.3) mit einer bestimmten Resonanzfrequenz eingesetzt. Damit werden die Streuverluste kompensiert und die Abweichung durch den Kaskadierungseffekt korrigiert.

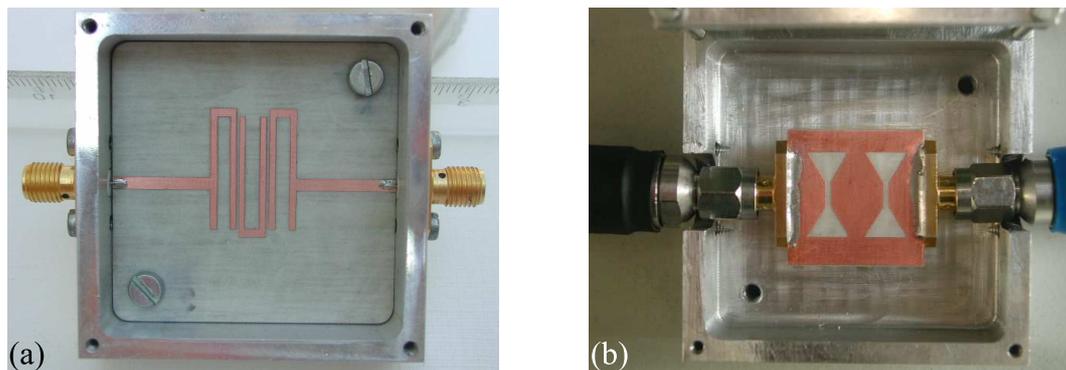


Abbildung 6.3: Fotos des hergestellten Filters: (a) Hairpin-Bandpassfilter in metallischer Box , (b) DGS-Tiefpassfilter in metallischer Box

EM-Simulationen und Simulationen unter Verwendung der Ersatzschaltbilder wurden hierbei untersucht und verglichen, um Übereinstimmung zu gewährleisten. Strukturparameter wurden durch Kombination der EM-Simulationsverläufe und der Theorie der Ein-Pol-Butterworth-Bandsperrfilter bestimmt.

Schließlich wurden die oben genannten Verfahren auf die Bandpassfilter angewendet, um HF-Komponenten mit guten Eigenschaften zu realisieren. Zusätzlich wurden neue Verfahren, wie Hairpin- und Kopplungsmatrix-Methode mit dem Ziel eingesetzt, kompakte, verlustarme und symmetrische DGS-Bandpass-Strukturen systematisch und rechnerisch zu entwerfen und zu realisieren. Bei der Hairpin-Methode wurden die U-Resonator-Arme nach innen gekrümmt, so dass die Enden der Arme parallel zueinander stehen. Diese Parallelität verursacht eine starke Änderung der elektromagnetischen Effekte und damit eine Unterdrückung der harmonischen Funktionen im Sperrbereich sowie eine Minimierung der Durchlassdämpfung. Die neue Filterkonstruktion führt zu einem sehr kompakten Filter. Mit dem Zweck einen Multi-Bandpassfilter zu entwerfen, zu erproben und zu realisieren, wurden Erkenntnisse basierend auf dem Open-Loop-Ring-Resonator eingesetzt. N-Open-Loop-Ring-Resonatoren wurden logarithmisch berechnet, auf einer Ebene ineinander zusammengesetzt und simuliert. Mit der neuen Struktur wird ein (N)-Multi-Bandpassfilter realisiert. Jeder Durchlassbereich wird durch seine entsprechenden Ringresonator charakterisiert. Um diese neue Methode zu verifizieren und zu verallgemeinern, wurden verschiedene Multi-Bandpassfilter ($N = 1, 2, 3$ und 4) hergestellt und im Labor getestet. Die Simulationen mit der kommerziellen MWO-Software stimmen zum überwiegenden Teil sehr gut mit den ermittelten Messergebnissen überein. Bisher wurde für den Entwurf von

Bandpassfiltern der Abstand zwischen den Resonatoren durch Versuch und Irrtum bestimmt. Dieser Prozess ist zeitaufwändig und ungenau, deshalb wurden die genauen Abstände zwischen den benachbarten DGS-Resonatoren rechnerisch ermittelt. Dafür wurde die elektromagnetische Kopplungstheorie mithilfe des Matlab-Programms und des MWO-Simulators entwickelt und erfolgreich angewendet. Die 3,5-GHz-U-DGS- und 4,5-GHz-Hairpin-DGS-Bandpassfilter wurden simuliert, optimiert und hergestellt. Die gute Übereinstimmung zwischen den Simulations- und Messergebnissen beweist die Wirksamkeit der angesetzten rechnerischen Methode.

Abschließend wurde ein neuer oktagonaler Ring-Resonator entwickelt um ein einstellbares und kompaktes Bandsperrefilter zu erzielen. Das Filter wurde mittels MWO-Software simuliert und optimiert und schließlich auf einem HF-Substrat gefertigt. Um sein Frequenzverhalten zu verbessern, wurde eine Interdigital-Mikrostreifenkapazität in dem oktagonalen Ring (siehe Abb. 6.4) eingesetzt mit dem Ziel die Verluste im Sperr- und Durchlassbereich zu minimieren und Reflexionsnullstellen zu erzeugen und damit die Symmetrieeigenschaften zu verbessern.

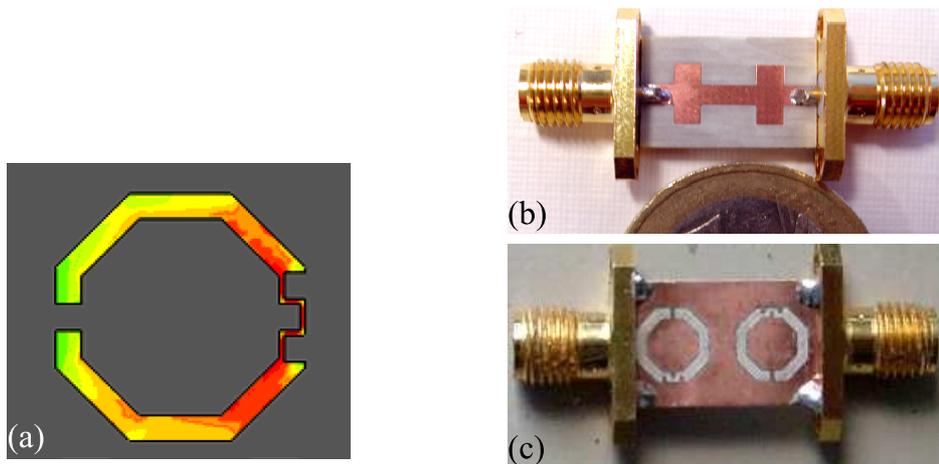


Abbildung 6.4: (a) Die interdigital-Mikrostreifenkapazität, (b) Vorderseite des Bandsperrefilters und (c) Rückseite des Bandsperrefilters

6.2 Ausblick und Perspektive

In Zukunft werden die in Bezug auf die untersuchten Verfahren und entworfenen Struktur-Topologien gewonnenen Erkenntnisse für weitere, komplexe Funktionalität der neuen DGS-HF-Systeme, wie Mikrostreifen-DGS-Filter-Antennen entwickelt, wobei Mikrostreifen-Antennen (Patch-Antennas) in Kombination mit DGS-Hairpin-Bandpass, „Meander“-DGS-Bandstop oder Oktagon-DGS-Tiefpassfilter betrieben

werden können. Ein Aufbau aus DGS-Resonatoren und Varaktoren als aktive Bauelemente kann eine einfache Alternative für neue Topologien von kompakten abstimmbaren Filtersystemen sein. Der Entwurf und die Herstellung von abstimmbaren HF-DGS-MEMS-Strukturen wie Filtern, Resonatoren, Phasenschiebern und Antennengruppenstrahlern mit Hilfe der Dünnschicht-MEMS-Technologie ist in Zukunft denkbar. Solche DGS-Systeme sind und werden als Schlüsselkomponenten in Luft- und Raumfahrt-, HF-, Kommunikations-, Sensor- und Medizintechnik sowie in der Automobilindustrie angewendet.

►**DFG-Projekt**

Diese Arbeit wird in Kombination mit der MEMS-Technologie im Rahmen eines DFG-Projekts “Entwurf, Optimierung, CMOS-kompatible Herstellung und Charakterisierung von abstimmbaren planaren und koplanaren MEMS DGS-Filtern“ weiter erforscht und entwickelt mit dem Ziel sehr kompakte DGS-HF-Komponenten mit Hilfe der Dünnschicht-MEMS-Technologie zu entwerfen, zu realisieren und in den verschiedenen Kommunikationsanwendungen einzusetzen.

Literaturverzeichnis

- [1] P. Noll, “Nachrichtentechnik an der TH/ TU Berlin, Geschichte, Stand und Ausblick,” *TH/ TU Berlin*, http://www.nue.tu-berlin.de/fileadmin/fg97/Ueber_uns/Geschichte/Dokumente/th_nachr.pdf.
- [2] H. Garn, “Elektromagnetische Felder,” *Allgemeinen Unfallversicherungsanstalt*, http://www.auva.at/mediaDB/MMDB118546_M470.pdf.
- [3] Y. K. Kim, D. H. Kwon, K. H. Kim, J. W. Kim, S. W. Hwang, and J. W. Park, “Characterization and Modeling of a Microstrip Bandpass Filter with Shielding Effect Considered,” *Journal of the Korean Physical Society*, vol. 41, no. 6, pp. 861–864, December 2002.
- [4] J. Goerth, *Einführung in die Nachrichtentechnik*, 1st ed. Stuttgart, Germany: B. G. Teubner Stuttgart, 1982.
- [5] M. Werner, *Nachrichtentechnik*, 3rd ed. Braunschweig/Wiesbaden, Germany: Friedr. Vieweg & Sohn Verlagsgesellschaft mbH, February 2002.
- [6] U. Freyer, *Nachrichten-Übertagungstechnik*, 2nd ed. München, Germany: Hanser, 1988.
- [7] J. Detlefsen and U. Siart, *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, 3rd ed. München, Germany: Oldenburg Wissenschaftsverlag GmbH, 2006.
- [8] R. Reichwald, *Mobile Kommunikation*, 1st ed. München, Germany: Betriebswirtschaftlicher Verlag Gabler, 2002.
- [9] M. H. W. Hoffmann, *Hochfrequenztechnik*, 1st ed. Berlin Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 1997.
- [10] E. Pehl, *Mikrowellentechnik*, 2nd ed. Heidelberg, Germany: Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH F, 1984.
- [11] G. Gronau, *Höchstfrequenztechnik*, 1st ed. Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2001.

- [12] H. Heuermann, *Hochfrequenztechnik*, 1st ed. Wiesbaden, Germany: Friedr. Vieweg & Sohn Verlag GmbH, July 2005.
- [13] L. Zhu and W. Menzel, "Compact Microstrip Bandpass Filter With Two Transmission Zeros Using a Stub-Tapped Half-Wavelength Line Resonator," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 13, no. 1, pp. 16–18, January 2003.
- [14] C. Jianxin, Y. Mengxia, X. Jun, and X. Quan, "Compact Microstrip Lowpass Filter," *IET Electron. Lett.*, vol. 40, no. 11, pp. 1–2, May 2004.
- [15] M. Uhm, K. Ahn, and I. Yom, "A Triple-passband Waveguide Filter with Dual-mode resonators for Ka band Satellite Applications," *Proc. of the 24th AIAA International Communications Satellite Systems Conference (ICSSC) 2006*, San Diego, California, pp. 1–3, June 2006.
- [16] Y. Mu, Z. Ma, and D. Xu, "A Novel Compact Interdigital Bandpass Filter Using Multilayer Kreuz-Coupled Folded Quarter-Wavelength Resonators," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 15, no. 12, pp. 847–849, November 2005.
- [17] W.-H. Tu and K. Chang, "Compact Second Harmonic-Suppressed Bandstop and Bandpass Filters Using Open Stubs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 06, pp. 2497–2502, June 2006.
- [18] C.-F. Chen, T.-Y. Huang, and R.-B. Wu, "Design of Microstrip Bandpass Filters With Multiorder Spurious-Mode Suppression," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3788–3793, December 2005.
- [19] Z. N. Chen and X. Qing, "Research and Development of Planar UWB Antennas," *Proc. of Asia Pacific Conference (APMC) 2005*, Suzhou, China, vol. 53, no. 12, p. 4 pages, December 2005.
- [20] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas," *Proceedings of The IEEE*, vol. 80, no. 01, pp. 79–91, January 1992.
- [21] M. Polivka and M. Mazanek, "Synthesis of Planar Antennas With The Use of Higher Order Modes Resonances," *Proceedings of International Symposium on Electromagnetic Theory (URSI EMTS 2004)*, Piza, Italy, pp. 1167–1169, May 2004.
- [22] R. Poprawe, *Lasertechnik für die Fertigung*, 1st ed. Aachen, Germany: Springer-verlag Berlin Heidelberg, 2005.
- [23] E. Dieter, *Lichtwellenleiter-Technik*, 5th ed. Aachen, Germany: Renningen : expert-Verl., 2003.

- [24] A. Adabi and M. Tayarani, "Substrate Integration of Dual Inductive Post Waveguide Filte," *Progress In Electromagnetics Research B (PIER B)*, vol. 07, pp. 321–329, 2008.
- [25] H. Ghorbaninejad and M. Khalaj-Amirhosseini, "Compact Bandpass Filters Utilizing Dielectric Filled Waveguides," *Progress In Electromagnetics Research B (PIER B)*, vol. 07, pp. 105–115, 2008.
- [26] H. Frühauf and E. Trzeba, *Synthese und Analyse Linearer Hochfrequenzschaltungen*, 1st ed. Berlin, Germany: Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., 1964.
- [27] R. Unbehauen, *Grundlagen der Elektrotechnik 1*, 5th ed. Berlin, Germany: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1999.
- [28] I. Bahl, *Lumped Elements for RF and Microwave Circuits*, 1st ed. Boston, United States of America: Artech House microwave library, 2003.
- [29] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd ed. United States of America: John Wiley & sons, Inc., 1998.
- [30] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, 1st ed. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., November 1985.
- [31] A. Boutejdar, G. Nadim, and A. Omar, "Compact Bandpass Filter Structure Using an Open Stub Quarter-Wavelength Microstrip Line Corrections," *Proc. 35th European Microwave Conference (EUMC)*, Paris, France, pp. 1271–1274, 2005.
- [32] J.-S. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, 1st ed. United States of America: John Wiley & sons, Inc., 2001.
- [33] W. Bächtold, *Mikrowellentechnik*, 1st ed. Braunschweig, Germany: Vieweg & Teubner in GWV Fachverlage GmbH, 1999.
- [34] O. Zinke, H. Brunswig, A. Vlcek, and H. L. Hartnagel, *Hochfrequenztechnik 1: Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*, 6th ed. Berlin, Germany: Springer Lehrbuch, 2000.
- [35] W.-L. Chen, G.-M. Wang, and Y.-N. Qi, "Fratat-Shaped Hi-Lo Microstrip Low-Pass Filters with High Passband Performance," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 49, no. 10, pp. 2577–2578, November 2007.
- [36] Q.-X. Chu and F.-C. Chen, "A Compact Dual-Band Bandpass Filter Using Meandering Stepped Impedance Resonators," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 18, no. 5, pp. 320–322, May 2008.

- [37] A. Boutejdar, A. Arbabi, M. Mahmoud, and A. Omar, "Increase of Characteristic Impedance of Microstrip Line Using a Simple Slot in Metallic Ground Plane," *Proc. 1st International Conference on Communications and Electronics (HUT-ICCE)*, Hanoi, Vietnam, pp. 478–481, October 2006.
- [38] S.-W. Ting, K. weng Tam, and R. P. Martins, "Compact Microstrip Quasi-Elliptic Bandpass filter Using Open-Loop Dumbbell Shaped Defected Ground Structure," *2006 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, San Francisco, USA, pp. 527–530, May 2006.
- [39] A. Boutejdar, A. Elsherbini, and A. Omar, "Improvement of Passband and Sharpness Factor of Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter Using Discontinuities Correction and DGS Cells," *Proc. Mediterranean Microwave Symposium (MMS 2007)*, Budapest, pp. 307–310, 2007.
- [40] S. Amari, "Synthesis of Kreuz-Coupled Resonator Filters Using an Analytical Gradient Based Optimization Technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 10, pp. 1559–1564, Sept. 2000.
- [41] M. Uhm, J. Lee, I. Yom, and J. Kim, "General Coupling Matrix Synthesis Method for Microwave Resonator Filters of Arbitrary Topology," *Electronics and Telecommunications research Institut (ETRI Journal)*, vol. 28, no. 2, pp. 223–226, April 2006.
- [42] C.-S. Ahn, J. Lee, and Y.-S. Kim, "Design Flexibility of an Open-Loop Resonator Filter Using Similarity Transformation of Coupling Matrix," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 15, no. 4, pp. 262–264, April 2005.
- [43] R. J. Cameron, "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebychev Filtering Functions," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, April 1999.
- [44] B. Wu, P.-Y. Qin, Q. Li, and C.-H. Liang, "Trisection Kreuz-Coupled Filter with Symmetrical Response Using Split-Ring Resonator DGS," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 50, no. 7, pp. 1774–1776, July 2008.
- [45] S. Amari and J. Bornemann, "Maximum Number of Finite Transmission Zeros of Coupled Resonator Filters with Source/Load-Multi-Resonator Coupling and a Given Topology," *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC 2000)*, Sydney, pp. 1175–1177, 2000.
- [46] S. Amari, "On The Maximum Number of Finite Transmission Zeros of Coupled Resonator Filters with a Given Topology," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 9, no. 9, pp. 354–356, Sep. 1999.

- [47] G. Pepe, "Eine neue Methode für den Rechnergestützten abgleich von Mikrowellenfiltern aus Gekoppelten Resonatoren," Ph.D. dissertation, Institut der Elektrotechnik und Informationstechnik der Bergischen Universität Wuppertal, Wuppertal, Germany, January 2004.
- [48] M. Mokhtaari, J. Bornemann, K. Rambabu, and S. Amari, "Coupling-Matrix Design of Dual and Triple Pass-Band Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 11, pp. 3940–3946, Nov. 2006.
- [49] D. Ahn, J. Park, C. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A Design of The Low-Pass Filter Using The Novel Microstrip Defected Ground Structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, no. 01, pp. 86–93, Jan. 2001.
- [50] C. Kim, J. S. Park, A. Dal, and J. Kim, "A Novel 1-D Periodic Defected Ground Structure for Planar Circuits," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, no. 4, pp. 131–133, Apr. 2000.
- [51] J.-S. Lim, C.-S. Kim, Y.-T. Lee, D. Ahn, and Nam, "Design of Lowpass Filters Using Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line," *IET Electron. Lett.*, vol. 38, no. 22, pp. 1357–1358, October 2002.
- [52] A. Boutejdar, A. Elsherbini, and A. S. Omar, "A Novel Method to Obtain a Large Reject-Band with a Compact Bandstop Filter Using Detected Ground Structure (DGS) Coupled Resonators (Invited)," in *Proc. Mediterranean Microwave Symposium Conf. (MMS 2006)*, Genova, Italy, September, 2006.
- [53] P. Chen, F. Wei, X. Shi, and Q. Huang, "A Compact Ultra-Wideband Band-Pass Filter with Defected Ground Structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 4, pp. 979–981, April 2008.
- [54] M. Shobeyri and M. H. V. Samiei, "Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter With Defected Gound Structure," *Progress In Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, vol. 04, pp. 25–31, 2008.
- [55] J. Yang and W. Wu, "Compact Elliptic-Function Low-Pass Filter Using Defected Ground Structure," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, no. 9, pp. 578–580, 2008.
- [56] P. Jun-Seok, Y. Jun-Sik, and D. Ahn, "A Design of The Novel Coupled-Line Bandpass Filter Using Defected Ground Structure with Wide Stopband Performance," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, no. 09, pp. 2037–2043, 2002.
- [57] A. Abdel-Rahman, A. K. Verma, A. Boutejdar, and A. Omar, "Control of Band-stop Response of Hi-Lo Microstrip Low-Pass Filter Using Slot in Ground Plane," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1008–1013, March 2004.

- [58] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A Design of The Low-Pass Filter Using The Novel Microstrip Defected Ground Structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 1, pp. 86–93, Jan. 2001.
- [59] A. Boutejdar, A. Elsherbini, W. Ali, S. Fouad, L. Ahmed, and A. S. Omar, "Design of Compact Microstrip Lowpass Filters using Coupled Half-Circle Defected Ground Structures (DGSs)," *Proc. IEEE AP-S International Symposium*.
- [60] A. Boutejdar, A. Abdel-Rahman, A. Batmanov, P. Burte, and A. S. Omar, "Miniaturized Band-Stop Filter Based on Multilayer-Technique and New Coupled Octagonal Defected Ground Structure (DGS) With Interdigital Capacitor," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 52, no. 1, pp. 251–255, January 2010.
- [61] A. Balalem, A. R. Ali, J. Machac, and A. Omar, "Quasi-Elliptic Microstrip Low-Pass Filters Using an Interdigital DGS Slot," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 17, no. 8, pp. 586–588, AUGUST 2007.
- [62] Y. Chung, S. S. Jeon, S. Kim, D. Ahn, J. I. Choi, and T. Itoh, "Multifunctional Microstrip Transmission Lines Integrated with Defected Ground Structure for RF Front-End Application," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 05, pp. 1425–1432, May 2004.
- [63] C. S. Kim, J. S. Lim, S. Nam, K. Y. Kang, and A. Ahn, "Equivalent Circuit Modeling of Spiral Defected Ground Structure for Microstrip Line," *IET Electron. Lett.*, vol. 38, no. 19, pp. 1109–1110, Sep. 2002.
- [64] H. Liu, X. Sun, and Z. Li, "Novel Two-Dimensional(2-D) Defected Ground Array For Planar Circuits," *Active and Passive Electronic Components*, vol. 27, pp. 161–167, Sep. 2004.
- [65] A. Abdel-Rahman, A. K. Verma, A. Boutejdar, and A. Omar, "Compact Stub Type Microstrip Bandpass Filter Using Defected Ground Plane," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, no. 4, pp. 136–138, April 2004.
- [66] C. Wang, W. Li, F. Liu, and H. Liu, "Novel Quasi-Elliptic Function Bandpass Filter Using Hexagonal Resonators with Capacitive Loading," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 30, no. 4, pp. 615–617, Aug. 2008.
- [67] J. Wang, Y.-X. Guo, and D. Fang, "Defected Ground Structure Microstrip Bandpass Filter with Multiple Finite Transmission Zeros," *International Conference Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, vol. 01, pp. 135–138, April 2008.

- [68] H. Wang, G. Li, and J. Yan, "Compact Design Of a Sharp-Rejection Low-Pass Filter Using a Novel Defected Ground Structure," *Microwave Conference, 2008*, pp. 388–390, 10-12 Sept. 2008.
- [69] A. K. Verma and A. Kumar, "Design of Compact Five Poles Low-Pass Filter Using Defected Ground Structure ," *Recent Advances in Microwave Theory and Applications, 2008. MICROWAVE 2008. International Conference*, pp. 247 – 248, 21-24 Nov. 2008.
- [70] W. Xiaoqian and F. Enxin, "A Novel High-Q Band Rejection Filter by Using V-Slot Defected Ground Structure," *Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008 Global Symposium*, pp. 351–354, 21-24 April 2008.
- [71] A. Boutejdar, A. Ramadan, M. Makkey, and A. Omar, "Design of Compact Microstrip Lowpass filter Based on Novel U-Resonator Using Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line," *Proc. 36th European Microwave Conference (EuMC 2006)*, vol. 01, pp. 351–354, September 2006.
- [72] Y. Zhu, X. Zhang, C. Li, F. Li, and G. Fang, "Novel Compact Meander-Slot DGS With High Quality Factor," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 50, no. 12, pp. 3164–3169, December 2008.
- [73] M. Meyer, *Signalverarbeitung*, 5th ed. Wiesbaden, Germany: Vieweg+Teubner, 2008.
- [74] O. Mildenerger, *Entwurf Analoger und Digitaler Filter*, 5th ed. Braunschweig, Germany: Vieweg & Sohn, 1992.
- [75] Collin, *Grundlagen der Mikrowellentechnik*, 1st ed. Berlin, Germany: VEB Verlag Technik, 1973.
- [76] G. Wollenberg, "Theoretische Elektrotechnik," *Lehrstuhl Für Theoretische und Allgemeine Elektrotechnik, Universität O.V.G-Madeburg*, 1995.
- [77] W. Bächtold, *Lineare Elemente der Höchsfrequenztechnik*, 2nd ed. Zürich: vdf Hochschulverlag AG, 1998.
- [78] H.-G. Unger, *Elektromagnetische Wellen auf Leitungen*, 3rd ed. Heidelberg, Germany: Hüthig Verlag, Dezember 1995.
- [79] E. Voges, *Hochfrequenztechnik*, 3rd ed. Heidelberg, Germany: Hüthig Verlag, 2003.
- [80] M. Kummer, *Grundlagen der Mikrowellentechnik*, 2nd ed. Berlin, Germany: VEB Verlag Technik, 1989.

- [81] L.-P. Schmidt, "Monarch-Entwicklung und Modellierung einer neuen Testerar-
chitektur," *Lehrstuhl Für Hochfrequenztechnik Universität Erlangen-Nürnberg*,
2002.
- [82] E. Bonek, "Wellenausbreitung 1," *Skriptum*, 1995.
- [83] E. Hammerstad and O. Jensen, "ccurate Models for Microstrip Computer-Aided
Design," *IEEE MTT-S Internat. Microwave Symp. Dig.*, pp. 407–409, 1980.
- [84] L. Stiny, *Handbuch passiver elektronischer Bauelemente*, 1st ed. Poing: Franzis
Verlag, 2007.
- [85] M. Thumm, "Hoch- und Höchsthfrequenz- Halbleiterschaltungen," *Skriptum zur
Vorlesung*, 2007.
- [86] J. Pontes, "Das Softwaretool ADS zur Simulation aktiver und passiver Schal-
tungen," *Hochfrequenzlaboratorium*, 2007.
- [87] H. A. Wheeler, "Transmission Line Properties of a Strip on a Dielectric Sheet on
a Plane," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. MTT-25*, pp. 631–647,
1977.
- [88] S. Amari and U. Rosenberg, "Direct synthesis of a new class of bandstop filters,"
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 52, no. 2, pp. 607–616, Sep. 2004.
- [89] S. Amari, "Synthesis of Cross-Coupled Resonator Filters Using an Analyti-
cal Gradient-Based Optimization Technique," *IEEE Trans. Microwave Theory
Tech.*, vol. 48, no. 9, pp. 1559–1564, Sep. 2000.
- [90] A. Atia and A. Williams, "Narrow-Band Waveguide Filters," *IEEE Trans. Mi-
crowave Theory Tech.*, vol. 20, no. 04, pp. 258–265, Avril 1972.
- [91] I. C. Hunter, *Theory and Design of Microwave Filters*, 1st ed. New York,
United States of America: Artech House, 2001.
- [92] E. Rampnoux, "Analyse, conception et réalisation de filtres planaires millimétri-
ques appliqués à la radiométrie spatiale," Ph.D. dissertation, Université de Li-
moges, Ecole Doctorale Sciences Technologie Santé, Faculté des Sciences et
Techniques, Limoges, France, mars 2003.
- [93] A. Boutejdar, A. Elsherbini, and A. S. Omar, "Method for Widening the Reject-
Band in Lowpass/Bandpass Filters by Employing coupled C-Shaped Defected
Ground Structure (DGS)," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 02,
no. 8, pp. 759–765, December 2008.

- [94] J. Hong and M. Lancaster, "Theory and Experiment of Novel Microstrip Slow Wave Open-Loop Resonator Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, no. 12, pp. 2358–2365, December 1997.
- [95] E. Goron, J. P. Coupez, Y. T. Christian Person, H. Lattard, and F. Perrot, "New Microstrip Miniaturized Loop Filters for a UMTS Application," *IEEE MTT-S-International Microwave Symposium (IMS 2003)*, Philadelphia, USA, Juni 2003.
- [96] J. S. Lim, C. S. Kim, D. Ahn, Y. C. Jeong, and S. Nam, "Design of Low-Pass Filters Using Defected Ground Structure," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 8, pp. 2539–2545, Aug. 2005.
- [97] A. Boutejdar, A. Omar, A. Batmanov, and E. Burte, "Design of Compact Low-pass Filter with Wide Rejection Band Using Cascaded Arrowhead-DGS and Multilayer-Technique," *German Microwave Conference (GeMic 2009)*, pp. 1–4, March 2009.
- [98] H. Liu, X. Sun, and Z. Li, "A New Parameter-Extraction Method For DGS And Its Application To The Low-Pass Filter," *Active and Passive Elec. Comp.*, vol. 27, pp. 119–123, June 2004.
- [99] A. Boutejdar, "Entwicklung und Entwurf von Mikrostreifen-Filtern im L- und X-Band," Master's thesis, Universität Otto-Von-Guericke-Universität Magdeburg IESK, 2003-2004.
- [100] H. Liu, Z. Li, X. Sun, , and J. Mao, "Harmonic Suppression With Photonic Bandgap and Defected Ground Structure for a Microstrip Patch Antenna," *Active and Passive Elec. Comp.*, vol. 15, no. 2, pp. 55–56, Februar 2005.
- [101] H. B. El-Shaarawy, F. Coccetti, R. Plana, M. El-Said, and E. A. Hashish, "Defected ground structures (DGS) and uniplanar compact-photonic band gap (UC-PBG) structures for reducing the size and enhancing the out-of-band rejection of microstrip bandpass ring resonator filters ," *Wseas Transactions on Communications*, vol. 7, no. 11, pp. 55–56, November 2008.
- [102] L. Yuan, L. Huancai, and D. Ronglin, "A novel 1D non-periodic photonic band-gap structure," *Optoelectronic Materials and Devices for Optical Communications*, vol. 6020, no. 11, pp. 649–653, 2005.
- [103] D. Nestic, "A New Type of Slow-Wave 1-D PBG Microstrip Structure Without Etching in The Ground Plane For Filter and Other Applications," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 33, no. 06, pp. 440–443, June 2002.

- [104] J. Sor, Y. Qian, and T. Itoh, "New Microstrip Miniaturized Loop Filters for a UMTS Application," *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*.
- [105] S. H. Kim, K. H. Oh, H. Lim, J. I. Song, and J. H. Jang, "Slow-Wave Characteristics of a 1-D EBG Structure For a Miniaturized Monopole Antenna," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 51, no. 05, pp. 1231–1235, June 2009.
- [106] F. Zhang, "Miniaturized and Harmonicsrejected Slow-Wave Branch-Line Coupler Based on Microstrip Electromagnetic Bandgap Element," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 51, no. 04, pp. 1080–1084, April 2009.
- [107] A. Boutejdar and A. Omar, "Design , Entwurf, und Realisierung der Microstrip Filter mittels DGS-Methode and Multilayer-Technik," *EEEF COM 2008 Fachmesse - Workshop - Entwicklerforum*, <http://www.gerotron.com/html/messen/eeefcom.htm/>, Mai 2008.
- [108] R. Y. Yang, M. H. Weng, H. W. Wu, T. H. Huang, and M.-P. Houn, "Characteristic Impedance of a Microstrip Line Using a DGS Cell," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 43, no. 1, pp. 34–37, October 2004.
- [109] A. Boutejdar and A. S. Omar, "A New Technique to Improve the Stopband of Miniaturized Microstrip Low-Pass Filter by Using a Kreuz-Head Defected Ground Structure (CDGS)," *2007 IEEE Sarnoff Symposium*, 2007.
- [110] X. Q. Chen, R. Li, S. J. Shi, Q. Wang, L. Xu, and X. W. Shi, "A Novel Low Pass Filter Using Elliptic Shape Defected Ground Structure," *Progress In Electromagnetics Research B (PIERS B)*, vol. 9, pp. 117–126, 2008.
- [111] A. Boutejdar and A. S. Omar, "Transformation of Band-Pass Filter to Low-Pass Filter Using Compensated Microstrip Capacitor and Coupled Hairpin $\lambda/2$ -DGS-Resonators," *2008 IEEE Sarnoff Symposium*, 2008.
- [112] T. Zwick, *Grundlagen der Hochfrequenztechnik*, 1st ed. Karlsruhe, Germany: Institut für Höchsthfrequenztechnik und Elektronik, http://www.ihe.kit.edu/download/GHF_Skript_2009.pdf., 2008.
- [113] AWR's Microwave Office software, Inc., <http://web.awrcorp.com/>.
- [114] TX-Line Software, <http://web.awrcorp.com/Usa/Products/Optional-Products/TX-Line/>.

- [115] A. Boutejdar, A. K. Verma, A. Elsherbini, and A. S. Omar, "Design of Compact Lowpass Filter with With Wide Rejection Band Using Cascaded Arrowhead-DGS and Multilayer- Technique," *Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS)*, 2008.
- [116] A. Boutejdar, A. Batmanov, A. Omar, and E. Burte, "Design of compact low-pass filter using cascaded arrowhead-DGS and multilayer-technique," *Proc. 36th Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2008)*, pp. 1–4, December 2008.
- [117] A. Boutejdar, A. K. Verma, A. Elsherbini, and A. S. Omar, "Design of Compact Low- pass Filter with With Wide Rejection Band Using Cascaded Arrowhead-DGS and Multilayer- Technique," *Proc. IEEE AP-S International Symposium*.
- [118] A. Boutejdar and A. S. Omar, "A Miniature 5.2-GHz Bandstop Microstrip Filter Using Multilayer-Technique and Coupled Octagonal Defected Ground Structure (DGS)," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 11, pp. 951–955, November 2009.
- [119] S. Y. Huang and Y. H. Lee, "A Compact E-Shaped Patterned Ground Structure and Its Applications to Tunable Bandstop Resonator," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 3, pp. 657–666, March 2009.
- [120] B. Wu;, C. hong Liang;; P. yuan Qin;; and Q. Li, "Compact Dual-Band Filter Using Defected Stepped Impedance Resonator," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, no. 10, pp. 674–676, Oct. 2008.
- [121] P. Singh, S. Basu, and Y.-H. Wang, "Planar Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Edge Coupled Microstrip Lines and Stepped Impedance Open Stub," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 17, no. 09, pp. 649–651, April 2007.
- [122] S. Y. Huang and Y. H. Lee, "Compact stepped-impedance lowpass filter with a slot-back microstrip line," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 04, pp. 1058–1061, March 2008.
- [123] C.-W. Tang and Y.-K. Hsu, "A Microstrip Bandpass Filter With Ultra-Wide Stopband," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 6, pp. 1468–1472, JUNE 2008.
- [124] P. Vágner and M. Kasal, "Design of Novel Microstrip Lowpass Filter Using Defected Ground Structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 01, pp. 10–13, January 2008.
- [125] D.-J. Woo, T.-K. Lee, J.-W. Lee, C.-S. Pyo, and W.-K. Choi, "Novel U-Slot and V-Slot DGSs for Bandstop Filter With Improved Q Factor," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2840–2847, JUNE 2006.

- [126] R. Rehner, "Ultra-breitbandige Filter, Multiplexer und Mischer für den Aufbau hochintegrierter Millimeterwellen-Empfangssysteme," Ph.D. dissertation, Der Technischen Fakultät der Universität Erlangen-Nürnberg, Germany, Februar 2009.
- [127] A. Boutejdar, A. Elsherbini, A. Batmanov, and A. Omar, "Design of compact low-pass filter using cascaded arrowhead-DGS and multilayer-technique," *Proc. 36th Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2008)*, pp. 1–4, December 2008.
- [128] A. Boutejdar, G. Nadim, S. Amari, and A. Omar, "Control of bandstop response of cascaded microstrip lowpass-bandstop filters using arrowhead slots in backside metallic ground plane," *Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS)*, 2005.
- [129] H.J. Schell, *Unendliche Reihen*, 4th ed. Leipzig, Germany: B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, 1981.
- [130] A. Boutejdar, M. Makkey, A. Elsherbini, O. Luxor, and A. Omar, "Design of compact extended-stopband microstrip low-pass filters by employing new mutual-coupling technique for defected ground structures (DGSs)," *Proc. 37th European Microwave Conference (EuMC 2007)*, vol. 01, pp. 71–74, October 2007.
- [131] M. Bastian, "Entwurf, Optimierung und Vermessung eines Lowpass-Filters mittels Open-Loop-DGS-Resonatoren," Master's thesis, Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg (IESK), Germany, September 2008.
- [132] A. Boutejdar, A. Elsherbini, and A. Omar, "New Method for Transformation of Microstrip Lowpass Filter to Compact Bandpass Filter Using Defected Ground Structure(DGS) Coupled Resonators," *Proc. 36th European Microwave Conference (EuMC 2006)*, vol. 01, pp. 79–82, September 2006.
- [133] Fachzeitschrift, *COMPUTER + UNTERRICHT Heft 14/1994: Chaos / Fraktale*, 1st ed. Seelze/Velber, Germany: Erhard Friedrich Verlag, 1994.
- [134] A. Batmanov, A. Boutejdar, A. S. Omar, and E. P. Burte, "2D Quasi-Fractal Periodic Defected Ground Structure for Coplanar Waveguide," *Proc. IEEE AP-S International Symposium (APS)*, address=Manchester Grand Hyatt, San Diego, USA, year=July 2008,.
- [135] H.-W. Liu, X.-W. Sun, and Z.-F. Li, "A Low-Pass Filter of Wide Stopband with a Novel Multilayer Fractal Photonic Bandgap Structure," *Active and Passive Electronic Components*, vol. 27, no. 2, pp. 107–110, March 2004.

- [136] A. Boutejdar, A. Batmanov, A. Elsherbini, A. S. Omar, and E. Burte, "Design of Compact Tunable Band-Pass Filter Using J-Inverter and Quasi-Fractal Defected Ground Structure (DGS)," *Proc. EUROEM European Electromagnetic (EUROEM 2008)*, pp. 338–345, July 2008.
- [137] A. Boutejdar and A. Omar, "Improvement of compactness of low pass and band pass filter using a simple combination of cross-defected ground structure and a discontinuous microstrip line," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 51, no. 5, pp. 1191–1195, May 2009.
- [138] W.-L. Chen, G.-M. Wang, and Y.-N. Qi, "Fractal-shaped Hi-Lo microstrip low-pass filters with high passband performance," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 10, pp. 2577–2579, October 2007.
- [139] A. Boutejdar, A. Elsherbini, and A. Omar, "Improvement of Compactness of Low pass and Band pass Filter Using a Simple Combination of Kreuz-Defected Ground Structure (DGS) and a Discontinuous Microstrip Line," *German Microwave Conference (GeMic 2009)*, pp. 1–4, March 2009.
- [140] A. Boutejdar, A. Elsherbini, L. Haiwen, and A. Omar, "Improvement of Microstrip Low Pass Filters Characteristics Using an Optimized Number of New Multi-Ring Defected Ground Structures," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 49, no. 12, pp. 3074–3078, December 2007.
- [141] A. Batmanov, A. Boutejdar, A. Omar, and E. Burte, "Quasi-Fractal Periodic Defected Ground Structure for CPW Lines," *German Microwave Conference (GeMic 2009)*, pp. 1–4, March 2009.
- [142] Y.-Y. Liu, C.-H. Wang, and C. H. Chen, "A Novel Parallel Coupled-Line Microstrip Bandpass Filter with Multiple Transmission Zeros for Spurious Suppression," *Proc. 33th Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2005)*, December 2005.
- [143] C.-H. Liang and C.-Y. Chang, "Compact Wideband Bandpass Filters Using Stepped-Impedance Resonators and Interdigital Coupling Structures," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 9, pp. 551–553, September 2009.
- [144] J.-T. Kuo, M. J. Senior Member, and, and H.-J. Chan, "Design of Parallel-Coupled Microstrip Filters With Suppression of Spurious Resonances Using Substrate Suspension," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 1, pp. 83–89, JANUARY 2004.
- [145] C. L. Huang, C. H. Hsu, and C. M. Tsai, "Miniaturization of Hairpin Bandpass Filters Using Highpermittivity Substrate," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 45, no. 3, pp. 222–225, May 2005.

- [146] M. Zhou;, X. Tang;, and F. Xiao, "Compact Dual Band Bandpass Filter Using Novel E-Type Resonators With Controllable Bandwidths," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 18, no. 12, pp. 779 – 781, Dec. 2008.
- [147] M. Awida, A. Safwat, and H. El-Hennawy, "Dual-mode microstrip bandpass filter using ring of arrows resonator," *IET Electron. Lett.*, vol. 41, no. 24, November 2005.
- [148] V. Velidi and S. S. A.B. Guntupalli, "Sharp-Rejection Ultra-Wide Bandstop Filters," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 8, pp. 503 – 505, Aug. 2009.
- [149] Q.-X. Chu, F.-C. Chen, Z.-H. Tu, and H. Wang, "A Novel Crossed Resonator and Its Applications to Bandpass Filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 57, no. 7, pp. 1753–1759, JULY 2009.
- [150] C.-Y. Kung, Y.-C. Chen, C.-F. Yang, and C.-Y. Huang, "Triple-Band Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter With Dual Coupled Length Input/Output," *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 51, no. 4, pp. 995–997, April 2009.
- [151] M. Awida, A. Boutejdar, A. Safwat, H. El-Hennawy, and A. Omar, "Multi-Bandpass Filters Using Multi-Armed Open Loop Resonators with Direct Feed," *IEEE Microwave Theory and Techniques Society (MTT-S) (IMS 2007)*, pp. 913–916, June 2007.
- [152] A. Boutejdar, A. Elsherbini, and A. Omar, "A novel technique to transform a fractal LPF to BPF using a simple combination of defected ground structure and a narrow gap capacitance," *Proc. 35th Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2007)*, pp. 2385–2388, December 2007.
- [153] A. Boutejdar and A. S. Omar, "Design of Microstrip Bandpass and Lowpass Filters Using Coupling Matrix Method AND A New Hairpin Defected Ground Structure," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, no. 11, pp. 2898–2901, November 2008.
- [154] W.-L. Chen and G.-M. Wang, "Effective Design of Novel Compact Fractal-Shaped Microstrip Coupled-Line Bandpass Filters for Suppression of the Second Harmonic," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 19, no. 2, pp. 74 – 76, February 2009.
- [155] J.-T. Kuo and M. Jiang, "Enhanced Microstrip Filter Design With a Uniform Dielectric Overlay for Suppressing the Second Harmonic Response," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 14, no. 9, pp. 419 – 421, September 2004.

- [156] M. del Castillo Velázquez-Ahumada, J. Martel, and F. Medina, “Parallel Coupled Microstrip Filters With Ground-Plane Aperture for Spurious Band Suppression and Enhanced Coupling,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1082–1086, March 2004.
- [157] J.-T. Kuo, S.-P. Chen, and M. Jiangu, “Parallel-Coupled Microstrip Filters With Over-Coupled End Stages for Suppression of Spurious Responses,” *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 440 – 442, October 2003.
- [158] A. Boutejdar, A. Batmanov, M. H. Awida, P. Burte, and A. Omar1, “Design of a New Bandpass Filter with Sharp Transition Band Using Multilayer-Technique and U-Defected Ground Structure (DGS),” *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 3, no. 9, pp. 1293–1299, December 2009.
- [159] C. Quendo, E. Rius, and C. Person, “Narrow bandpass filters using dual-behavior resonators based on stepped-impedance stubs and different-length stubs,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 1034– 1044, March 2004.
- [160] C.-W. Tang;, C.-W. Shen;, and C.-C. Tseng, “Broadband Cascade Quadruplet Bandpass Filter With Low-Temperature Co-Fired Ceramic Technology,” *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 17, no. 5, pp. 340–342, May 2007.
- [161] J.-Q. Gong and Q.-X. Chu, “Miniaturized Microstrip Bandpass Filter Using Coupled SCRLH Zeroth-Order Resonators,” *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 51, no. 12, pp. 2985–2989, December 2009.
- [162] K. Ma, K. S. Yeo, , and Q. Sun, “A Novel Planar Multimode Bandpass Filter With Radial Perturbation,” *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)*, vol. 51, no. 4, pp. 964–966, April 2009.
- [163] M.-H. Weng, R.-Y. Yuan, T.-H. Huang, and a. M.-P. H. Han-Jan Chen, and Wu-Nan Chen, “Spurious Suppression of a Microstrip Bandpass Filter Using Three Types of Rectangular PBG Loops,” *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 52, no. 3, pp. 487–490, March 2005.

Lebenslauf

Persönliche Angaben

Name: Ahmed Boutejdar
Wohnort: 38102 Braunschweig, Deutschland
Strasse: Comeniusstr. 02
Geburtsort: Souk El Arbaa Du Gharb, Marokko
Staatsangehörigkeit: Deutsch
Familienstand: verheiratet, zwei Kinder
E-mail 1: ahmed.boutejdar@ovgu.de
E-mail 2: boutejdar@yahoo.com
E-mail 3: ahmed.boutejdar@facebook.com

Berufliche Tätigkeiten / Praktika

- 04/2011 Betreuung der Diplomarbeit: "Analyse, Entwurf und Realisierung von kompakten WLAN Bandpassfilter mit Hilfe der Kopplungsmatrix-Methode und unter Verwendung der CMOS-Technologie,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 05/2010 Betreuung der Diplomarbeit: "Entwurf von abstimmbaren DGS-Filterstrukturen unter Anwendung von Varaktoren und MEMS-Schaltern,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 11/2009 Betreuung der Diplomarbeit: "Entwurf und Optimierung eines neuen einstellbaren Bandpass-Filters mit einer einfachen Kombination eines H-DGS-Elements mit einem Varaktor,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 03/2008 Betreuung der Studienarbeit: "Entwurf und Optimierung von DGS-Filtern unter Verwendung von gekoppelten DGS-Resonatoren,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 01/2008 Betreuung der Diplomarbeit: "Entwurf, Optimierung und Vermessung eines Lowpass-Filters mittels Open-Loop-DGS-Resonatoren,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 11/2007 Betreuung der Studienarbeit: "Design, Synthese und Optimierung von Coupled-Resonatoren und Defected-Ground-Structure-Bandpass Filtern im L- und S-Band,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 03/2007 Betreuung der Studienarbeit: "Entwurf des kapazitiv gekoppelten $\lambda/2$ -Resonatoren-Filters durch die Anwendung von Dreieck-DGS,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 02/2007 Betreuung der Studienarbeit: "Entwurf des Hairpin-Bandpass-Filters mittels DGS-Resonatoren und Koppelungsmatrix-Methode,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 06/2006 - 09/2006 Betreuung von Praktikanten, Projekt: "Entwurf eines neuen Tiefpass-Filters mittels U-DGS,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.

- 04/2005 - 07/2005 Betreuung von Praktikanten, Projekt: "Transformation des Tiefpasses in einen Mikrostreifen-Bandpassfilter unter Anwendung der DGS-Technik,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 05/2004 - 08/2004 Betreuung von Praktikanten, Projekt: "Entwurf eines Hi-Lowpass-Filters mit Defected Ground Structure (DGS),, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 04/2004 - 08/2004 Betreuung von Praktikanten, Projekt: "Design und Herstellung eines Mikrostreifen-Bandpass-Filters im X-Band,, an der Universität Otto-von-Guericke, Magdeburg.
- 07/2000 - 01/2001 Praktikum am Fraunhofer-Institut für Fabrikbetrieb und -automatisierung Magdeburg. Thema: "Untersuchung und Entwicklung von PSD-Positionsempfindlichen Detektoren,,
- 07/1999 - 11/1999 Praktikum/Studentenjob bei der Firma Nowus Automatisierungstechnik GmbH Magdeburg.
- 07/1998 - 10/1998 Praktikum/Studentenjob bei der Firma Wuttke Lüftungs- und Klimatechnik Magdeburg.
- 03/1994 - 04/1995 Praktikum bei der Firma im Atelier Nakla für Mechanik und Elektrik, Marokko.

Ausbildung / Studium

- 01/2010 - heute Wissenschaftlicher Forscher im DFG Projekt “Entwurf, Optimierung, CMOS-kompatible Herstellung und Charakterisierung von abstimmbaren planaren und koplanaren MEMS-DGS-Filtern,,
- 03/2004 - 10/2009 Promotion zum Dr.-Ing. (*with highest honors*) an der Otto von Guericke Universität, Magdeburg Fakultät Elektrotechnik. Institut für Elektronik, Signalverarbeitung und Kommunikationstechnik. Thema der Dissertation: “Entwurf, Entwicklung und Optimierung von kompakten HF-Mikrostreifen-Filtern mittels “Defected Ground Structure”-Technik (DGS),,. Schwerpunkt: “Behandlung des Komplexen TPF und BPF, Verbesserung der Sperr-Charakteristik, Steilheit des Filters mit neuen Methoden, und Mathematische Verfahren,,
- 03/2003 - 10/2003 Diplomarbeit: “Entwicklung und Design von Mikrostreifen-Filtern im X-Band,, an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg-Fakultät Elektrotechnik. Verteidigt mit Note: “*sehr gut*,, Abschluss: Dipl.-Ing. in der Fachrichtung:“Elektronik, Signalverarbeitung und Kommunikationstechnik,,
- 05/2002 - 11/2002 Studienarbeit, Thema: “Rekonstruktion des Informationsgehaltes bandbegrenzter Signale,, an der Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg Fakultät Elektrotechnik, Institut für Elektronik, Signalverarbeitung und Kommunikationstechnik. Verteidigt mit Note: “*sehr gut*,,
- 07/2000 - 01/2001 Praktikum, Thema: Untersuchung und Entwicklung von PSD-Positionsempfindlichen Detektoren im Fraunhofer, Institut Fabrikbetrieb und - Automatisierung, Magdeburg.
- 01/1998 Vordiplom
- 10/1995 - 09/1997 Grundstudium an der “Otto-von-Guericke Universität” Magdeburg Fakultät Elektrotechnik.
- 1988-1990 Studium “Mathe-Physik,, an der Universität Kénitra (Marokko).

Schulbildung

- 03/1992 - 10/1993 Studienkolleg an der Technischen Hochschule Köthen
01/1991 - 09/1992 Deutsch-Kurs an der Technischen Hochschule Köthen
01/1990 - 12/1990 Deutsch-Kurs am Goethe Institut in Kénitra (Marokko)
08/1988 Abitur
03/1976 - 10/1988 Grundschule und Gymnasium in Souk El Arbaa, Marokko

Sprachkenntnisse

- Deutsch - fließend in Wort und Schrift
Englisch - gut in Wort und Schrift
Französisch - fließend in Wort und Schrift
Arabisch und Berber Muttersprache

Magdeburg, November 2009.

Ahmed Boutejdar

Liste meiner Publikationen

(List of my Publications)

Die dargestellte Thesis basiert auf den folgenden internationalen anerkannten und weltweit veröffentlichten Zeitschriften und Konferenzpublikationen:

Zeitschriften (journals and letters):

1. A. Rahman, A. K. Verma, A. Boutejdar and A. S. Omar, **Control of band-stop response of Hi-Lo microstrip lowpass filter using slot in ground plane**”, *IEEE Trans Microwave Theory Tech. MTT-Journal*, Vol. 52, No. 5, pp. 1008-1013, October 2004.
2. A. Rahman, A. K. Verma, A. Boutejdar and A. S. Omar, “ **Compact stub type microstrip bandpass filter using defected ground plane**” , *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, No. 5, pp. 136-1038, September 2004.
3. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini, Haiwen Liu and Abbas Omar, **Improvement of Microstrip Low Pass Filter’s Characteristics Using a Optimized Number of New Multi-Ring Defected Ground Structure (DGS)**, *Microwave and Optical Technology Letters* , Vol. 49, Issue 12, pp. 3074-3078, December 2007.
4. Ahmed Boutejdar Adel Elsherbini and A. Omar, *Fellow, IEEE* ,**the Reject-Band in Lowpass/Bandpass Filters by Employing coupled C-Shaped Defected Ground Structure (DGS)** , *IET Microwave, Antennas and Propagation* , Volume 02, Issue 8, pp: 759-765, December 2008.
5. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, *Fellow, IEEE*, **Design of Microstrip Bandpass and Lowpass Filters Using Coupling Matrix Method and a New Hairpin Defected Ground Structure (DGS)** , *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 50, Issue 11, pp: 2898- 2901, Date: November 2008.

6. Ahmed Boutejdar, Mustapha Makkey, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **Design of compact stop-band extended microstrip low-pass filters by employing mutual-coupled square-shaped defected ground structures(DGS)** , *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 50, Issue 4, pp: 1107- 1111, Date: April 2008.
7. Hai-Wen Liu, Zhiguo Shi, Ahmed Boutejdar, Reinhard H. Knoechel, Klaus and F. Schuenemann, **Harmonics suppression of Wilkinson power divider using spurlines with adjustable rejection bands**, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 50, Issue 03, pp. 601-604, March 2008.
8. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **Design of a Novel Ultra-Wide Stopband Lowpass Filter Using H-Defected Ground Structure (DGS)** , *Microwave and Optical Technology Letters* , Vol. 50, Issue 3, pp. 771-775, March 2008.
9. Ahmed Boutejdar, and A. Omar, *Fellow, IEEE*, **A Miniature 5.2-GHz Band-stop Microstrip Filter Using Multilayer-Technique and Coupled Octagonal Defected Ground Structure (DGS)**, *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 51, Issue 12, pp. 2810-2813, Sept. 2009.
10. Ahmed Boutejdar, and A. Omar, *Fellow, IEEE*, **Improvement of Compactness of Low pass and Band pass Filter Using a Simple Combination of Cross-Defected Ground Structure (DGS) and a Discontinuous Microstrip Line**, *Microwave and Optical Technology Letters*, Volume 51, Issue 5, pp: 1191-1195, Mai 2009.
11. Ahmed Boutejdar, **Design of A New Compact Dual-Mode Multi-Band Bandpass Filter Using Multi-Armed Ring-Open-Loop Resonators Without Coupling Gaps**, *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 52, Issue 12, pp: 2668-2672, December 2010.
12. Ahmed Boutejdar, Abbas Omar and Edmund Burte, **Miniaturized Lowpass and Bandstop Filters Using Controlled Coupling of Open-Loop-Ring Defected Ground Structure (DGS)**, *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 52, Issue 11, pp: 2575-2578, November 2010.
13. Ahmed Boutejdar, Anatoliy Batmanov, Edmund Burte and Abbas Omar, **Design of a New Bandpass Filter with Sharp Transition Band Using U-Defected Ground Structure (DGS) and Multilayer-Technique**, *IET Microwave, Antennas and Propagation* , Volume 4, Issue 9, pp: 1415-1420, September 2010.

14. Mohamed Al Sharkawy, Ahmed Boutejdar, Fatma Alhefnawi and Omar Luxor, **Improvement of Compactness of Lowpass/Bandpass Filter Using A New Electromagnetic Coupled Crescent Defected Ground Structure (DGS) Resonators**, *ACES Journal - The Applied Computational Electromagnetics* , Issue: Volume 25, number 9, July 2010.
15. Ahmed Boutejdar, and Abbas Omar, **New Low-Pass Filter Design by Using Compensated Microstrip Capacitor and Coupled Meander Defected Ground Structure (DGS)**, *Recent Patents on Electrical Engineering journal*, *Bentham Science Publishers*, Volume 3, Number 1, pp: 30-34, March 2010.
16. Ahmed Boutejdar, Adel Rahman, and Anatoliy Batmanov, Abbas Omar and Edmund Burte, **Miniaturized Band-Stop Filter Based on Multilayer-Technique and New Coupled Octagonal Defected Ground Structure (DGS) With Interdigital Capacitor**, *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 52, Issue 3, pp: 510-514, March 2010.
17. A. Batmanov, A. Boutejdar, P. Burte, and A. Omar , **Design of Compact Coplanar Bandstop Filter composed on Open-Loop-Ring Resonator and Defected Ground Structure (DGS)**, *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 52, Issue 2, pp: 478-483, February 2010.
18. Ahmed Boutejdar, Smain Amari, and A. Omar, *Fellow, IEEE* , **A Novel Compact J-Admittance Inverter-Coupled Microstrip Bandpass Filter Using Arrowhead-Shape As Defected Ground Structure (DGS)** , *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 52, Issue 1, pp: 34- 38, January 2010.
19. Ahmed Boutejdar, **New Method to Transform Band-Pass to Low-Pass Filter Using Multilayer- and U-Slotted Ground Structure (SGS)-Technique** , *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 53, Issue 9, pp: 93-98, September 2011.
20. Ahmed Boutejdar,P. Burte, and A. Omar, **Small-Sized Quasi-Elliptic Parallel Coupled Band Pass Filter Using Microstrip Discontinuity Corrections and Multilayer-Technique** , *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 53, Issue 9, pp: 109-113, Sptember 2011.
21. A. Boutejdar, A. Omar, E. P. Burte, R. Mikuta, **Design of Compact Ultra-Wide Stopband Lowpass Filter Using a U-Slotted Ground Structure (SGS) and Multilayer-Technique**, *Recent Patents on Electrical Engineering journal*, *Bentham Science Publishers*, Volume 4, issue 2, pp: 139-144, May 2011.

22. M. AlSharkawy, A. Boutejdar, D. Abd El Aziz, and E. Galal, **Design of Compact Microstrip Filter With Large Reject Band Using A New Multi-Sections T-Shaped defected ground Structure and Multilacer Technique**, *Microwave and Optical Technology Letters (MOTL)* Vol. 53, issue 04, pp. 35-39, May 2011.
23. A. Boutejdar, A. Omar, E. P. Burte, R. Mikuta, A. Batmanov, **DGS and Multilayer Methods Make LPF**, *Microwave and RF Journal, Design Features* , pp. 61-72, Issue March 2011.
24. A. Boutejdar, M. Challal, A. Omar, A. Azrar, A. Batmanov and , E. P. Burte, **A Novel Band-Stop Filter Using Octagonal-Shaped Patterned Ground Structures along with Interdigital and Compensated Capacitors**, *ACES Journal - The Applied Computational Electromagnetics* , Volume 26, Issue 3, March 2011.
25. A. Boutejdar, N. M. Eltabit, A. Batmanov, A. Omar and E. Burte and S. K. Parui, **Design of Novel 4-GHz Bandpass Filter Using combination of Defected Ground Structure Resonators and Admittance J-Inverter**, *Recent Patents on Electrical Engineering journal, Bentham Science Publishers*, Volume 4, Issue 1, pp: 42-49, January 2011.
26. A. Boutejdar, A. Omar, E. P. Burte, A. Batmanov, R. Mikuta, **A New Logarithmic Method to Minimize the Size of Low-Pass Filter Using Multilayer- and Defected Ground Structure-Technique**, *Microwave and Optical Technology Letters* , Volume 54, Issue 1, January 2012.
27. Ahmed Boutejdar, **An Improvement of Defected Ground Structure Low pass Band pass Filters Using H-Slot Resonators and Coupling Matrix Method**, *The Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe)* , Volume 11, issue 1, ISSN 2179-1074, December 2011/January 2012.

Buchbeiträge (The book papers):

28. Ahmed Boutejdar, A. Batmanov, A. Omar and E. Burte, (*Book chapter*), **A Miniature 3.1-GHz Microstrip Bandpass filter with A Suppression of Spurious Harmonic Using Multilayer-Technik and Defected ground structure Open Loop-ring (DGS)**, in book., *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 9 (UWB SP 9) book*, Springer, 171-178 May 2010.
29. A. Batmanov A. Boutejdar, E. Burte and A. Omar, (*Book chapter*) **New Coplanar Low-Pass Filter Using Defected Ground Structure (DGS)** , in book., *Ultra-Wideband, Short-Pulse Electromagnetics 9 (UWB SP 9) book*, Springer, 1657-164 May 2010.

Konferenz-Publikationen (Conference papers):

30. Ahmed Boutejdar, Adel.Rahman, Anand Verma, Galal Nadim, and Abbas Omar, **Improved circuit model for DGS based lowpass filter**, in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2004* pp. 998-1001, Monterey, USA, April 2004.
31. Ahmed Boutejdar, Galal Nadim, Smain Amari and Abbas Omar, **Compact Bandpass Filter Structure Using an Open Stub Quarter-Wavelength Microstrip Line Corrections** , in Proc. Conf., *35th European Microwave Conference 2005(EuMC)* , Paris, France, September 2005.
32. A. Boutejdar, G. Nadim, S. Amari and Abbas S. Omar, **Control of band-stop response of cascaded microstrip lowpass-bandstop filters using arrowhead slots in backside metallic ground plane** , in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2005* pp. 998-1001, Washington DC, USA, April 2005.
33. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **A New Compact Capacitive-Gap-Coupled Microstrip Bandpass Filter Using Arrowhead Shape As Defected Ground Structure (DGS)** , in Proc. Conf., *Asia-Pacific Microwave Conference 2006(APMC)* in Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan, December 2006.

34. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini, Smain Amari and Abbas Omar, **Design of a Novel Microstrip Bandstop Filter Using one Compact C-Open-Loop Resonator** , in Proc. Conf., *Asia-Pacific Microwave Conference 2006(APMC)* in Pacifico Yokohama, Yokohama, Japan, December 2006.
35. Amir Arbabi, Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **Increase of Characteristic Impedance of Microstrip Line Using a simple Slot in Metallic Ground Plane** , in Proc. Conf., *HUT-ICCE2006 First International Conference on Communications and Electronics* , Hanoi- Vietnam, October 2006.
36. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, (Invited) **A Novel Method to Obtain a Large Reject-Band with a Compact Bandstop Filter Using Detected Ground Structure Coupled Resonators** , in Proc. Conf., *Mediterranean Microwave Symposium 2006*, Genova, Italy, September 2006.
37. Ahmed Boutejdar, Ali Ramadan, Mustafa Makkey and Abbas Omar, **Design of Compact Microstrip Lowpass filter Based on Novel U-Resonator Using Defected Ground Structure and Compensated Microstrip Line** , in Proc. Conf., *36th European Microwave Conference 2006(EuMC)* , Manchester, UK, September 2006.
38. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **A Compact Microstrip Multi-Layer Lowpass Filter Using Triangle Slots Etched in the Ground Plane** , in Proc. Conf., *36th European Microwave Conference 2006(EuMC)*, Manchester, UK, September 2006.
39. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini, and Abbas Omar, **New Method for Transformation of Microstrip Lowpass Filter to Compact Bandpass Filter Using Defected Ground Structure (DGS) Coupled Resonators** , in Proc. Conf., *36th European Microwave Conference 2006(EuMC)*, Manchester, UK, September 2006.
40. Ahmed Boutejdar, G. Nadim and Abbas S. Omar, **Design of Compact Microstrip Lowpass Filters with Suppression of Spurious Response Using a New Etched Resonators in Ground Metallic Plane** , in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2006* , Nassau Inn in Princeton, NJ, USA, March 2006.
41. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **Miniature Microstrip Multi-Layer Lowpass Filter Using p- Arrowhead Slots Etched in the Ground Plane** , in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2006*, Nassau Inn in Princeton, NJ, USA, March 2006.

42. A. Boutejdar, A. Scherbini and A. Omar, **A New Technique to Double the Rejectband of a Lowpass Filter by Employing Coupled C-Open-Loop Resonators as Defected Ground Structure(DGS)** , *Asia-Pacific Microwave Conference 2007 (APMC)*, in Bangkok, Thailand, December 2007.
43. A. Boutejdar, A. Scherbini and A. Omar, **A Novel Technique to Transform a Fractal Lowpass to Bandpass Filter Using a Simple Combination of Defected Ground Structure and Gap Capacitive** , *Asia-Pacific Microwave Conference 2007 (APMC)*, in Bangkok, Thailand, December 2007.
44. A. Boutejdar, A. Scherbini, A. Batmanov and A. Omar, **A Novel Technique for Controlling Transition Steepness and Suppressing Harmonics in DGS Filters** , *Asia-Pacific Microwave Conference 2007 (APMC)*, in Bangkok, Thailand, December 2007.
45. Anatoliy Batmanov, Nikolaos Spiliotis, A. Boutejdar, Abbas Omar and Edmund Burte **Control of Bandwidth and Resonant Frequency of a New Coplanar Bandpass Filter** , *Asia-Pacific Microwave Conference 2007 (APMC)*, in Bangkok, Thailand, December 2007.
46. A. Boutejdar, A. Scherbini and A. Omar, **A novel technique to transform a fractal LPF to BPF using a simple combination of defected ground structure and a narrow gap capacitance;** *Asia-Pacific Microwave Conference 2007 (APMC)*, in Bangkok, Thailand, December 2007.
47. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **A New Cross-Head Defected Ground Structure (CDGS) for a Compact Lowpass Filter with a Wide Stopband** , in Proc. Conf., *37th European Microwave Conference 2007(EuMC)* , Munich, Germany, October 2007.
48. Ahmed Boutejdar, A. Elsherbini, O. Luxor, M. Makkey and A. Omar, **Design of compact stopband extended microstrip lowpass filters by employing different technique of mutual-coupled defected ground structures (DGSs)**, in Proc. Conf., *37th European Microwave Conference 2007(EuMC)* , Munich, Germany, October 2007.
49. Anatoliy Batmanov, Ahmed Boutejdar, Abbas Omar and Edmund P. Burte, **New MEMS Switch Controlled Tunable Compact Coplanar Bandpass Filter** , in Proc. Conf., *The 37th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC) and the 33rd European Solid-State Circuits Conference (ESSCIRC)* , Munich , September 2007.

50. Mohamed Awida Ahmed Boutejdar, Amr Safwat, Hadia El-Hannawy and Abbas Omar, **Multi-Bandpass Filters Using Multi-Armed Split Ring Resonators with Direct Feed** , in Proc. Conf., *IEEE MTT-S International Microwave Symposium 2007* , Honolulu, Hawaii, June 2007.
51. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **A Novel Lowpass Filter with Ultra-Wide Stopband and Improved Q-Factor Performance Using H-Defected Ground Structure (DGS)**, in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2007*) , Honolulu, Hawaii, USA, June 2007.
52. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **A New Extraction Method Using Triangle Defected Ground Structure for the Control of S-Parameter Response of Hi-Lo Microstrip Low-pass Filter** , in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2007* , Honolulu, Hawaii, USA, June 2007.
53. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **A New Numerical Method to Improve the Stopband of Compact Lowpass Filter Employing Defected Ground Structure(DGS)**, in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2007* , Honolulu, Hawaii, USA, June 2007.
54. Ahmed Boutejdar, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **Improvement of Passband and Sharpness Factor of Parallel Coupled Microstrip Bandpass Filter Using Discontinuities Correction and DGS Cells** , in Proc. Conf., *MMS 2007 Mediterranean Microwave Symposium 2007* , Budapest, Hungary , May 2007.
55. Ahmed Boutejdar, Abbas Omar, **New Technique to Improve the Stopband of Miniaturized Microstrip Low-Pass Filter by Using a Cross-Head Defected Ground Structure (CDGS)** , in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2007* , Nassau Inn in Princeton, NJ, USA April 2007.
56. Ahmed Boutejdar, Abbas Omar, **Size Reduction and Harmonic Suppression of Cascaded Lowpass Filter by Employing Defected Ground Structure(DGS)** , in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2007* , Nassau Inn in Princeton, NJ, USA April 2007.
57. A. Boutejdar, A. Elsherbini, A. Balalem, J. Machac and A. Omar, **Design of New Hairpin Microstrip Bandpass Filter Using Coupling Matrix Method and Defected Ground Structure(DGS)** , in Proc. Conf., *Progress in Electromagnetics Research Symposium in Prague PIERS 2007* , Prague, Czech Republic, April 2007.

58. A. Boutejdar, A. Batmanov, A. S. Omar and E. Burte, **Design of Compact Low-pass Filter Using Cascaded Arrowhead-DGS and Multilayer-Technique** , *Asia-Pacific Microwave Conference 2008 (APMC)*, China, Hong Kong, pp. 1266-1270, December 2008.
59. A. Boutejdar, A. Batmanov, A. S. Omar and E. Burte, **A New Method to Improve the Rejectband of a 5.6 GHz Bandstop Filter Using 1/2 Open-Loop Ring Microstrip Resonators** , *Asia-Pacific Microwave Conference 2008 (APMC)*, China, Hong Kong, pp. 1266-1270, December 2008.
60. M. Li, L. Haiwen, Ahmed Boutejdar, Shuxin and F. Tong, **Novel Microstrip Bandpass Filter With Slotted Hexagonal Resonators And Capacitive Loading**, *Proc. 38th European Microwave Conference 2008(EuMC)*, Amsterdam RAI, Amsterdam, The Netherlands Nederland, 27-31 October 2008.
61. Anatoliy Batmanov, Ahmed Boutejdar, Edmund Burte and Abbas Omar, **Miniaturized Coplanar Bandpass/Bandstop Filter Using Meander Serpentine Shape Shunt/Open-Stubs**, *Proc. 38th European Microwave Conference 2008(EuMC)*, Amsterdam RAI, Amsterdam, The Netherlands Nederland, 27-31 October 2008.
62. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **Transformation of Low-Pass to Band-Pass Filter Using a simple Gap-Capacitive and a New Meander Defected Ground Structure (DGS)** , in Proc. Conf., *Mediterranean Microwave Symposium 2008* , Damascus, Syria, September 2008.
63. Ahmed Boutejdar, Mechael Senst, Tarek Khanzada and Abbas Omar, **A New Compact 2.4GHz Bandpass Filter Using Direct Coupled Defected Ground Structure (DGS) Hairpin-Resonators** , in Proc. Conf., *Mediterranean Microwave Symposium 2008* , Damascus, Syria, September 2008.
64. A. Boutejdar, A. Batmanov, A. Elsherbini, A. Omar and E. Burte, **Design of Compact Tunable Band-Pass Filter Using J-Inverter and Quasi-Fractal Defected Ground Structure (DGS)** , in Proc. Conf., *EUROEM European Electromagnetic 2008* , Lausanne, Switzerland, 21-25 July 2008.
65. A. Boutejdar and A. Omar, **A Miniature 3.1-GHz Microstrip Bandpass filter with A Suppression of Spurious Harmonic Using Multilayer-Technik and Defected ground structure Open Loop-ring (DGS)** , in Proc. Conf., *EUROEM European Electromagnetic 2008* , Lausanne, Switzerland, 21-25 July 2008.

66. A. Batmanov A. Boutejdar, E. Burte and A. Omar, **New Coplanar Low-Pass Filter Using Defected Ground Structure (DGS)** , in Proc. Conf., *EUROEM European Electromagnetic 2008* , Lausanne, Switzerland, 21-25 July 2008.
67. Ahmed Boutejdar, Anand Kumar Verma, Adel Elsherbini and Abbas Omar, **Design of Compact Low-pass Filter with With Wide Rejection Band Using Cascaded Arrowhead-DGS and Multilayer-Technique**, in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2008*), Manchester Grand Hyatt, San Diego, USA, July 5-12 2008.
68. Ahmed Boutejdar, Anatoliy Batmanov and Abbas Omar, **A Simple Method to Control the Reject Band of Microstrip Low Pass Filter Using a New Multi-Ring Defected Ground Structures (DGS)**, in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2008*) , Manchester Grand Hyatt, San Diego, USA, July 5-12 2008.
69. Ahmed Boutejdar, Anatoliy Batmanov, Edmund Burte and Abbas Omar, **A New Compact Tunable Bandpass Filter Using Defected Ground Structure with Active Devices**, in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2008*) , Manchester Grand Hyatt, San Diego, USA, July 5-12 2008.
70. A. Batmanov A. Boutejdar, A. Omar and E. Burte , **2D Quasi-Fractal Periodic Defected Ground Structure for Coplanar Waveguide**, in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2008*) , Manchester Grand Hyatt, San Diego, USA, July 5-12 2008.
71. A. Boutejdar, A. Elsherbini, W. Ali, S. Fouad, L. Ahmed and A. Omar, **Design of Compact Microstrip Lowpass Filters using Coupled Half-Circle Defected Ground Structures (DGSs)** , in Proc. Conf., *Antennas and Propagation Society International Symposium APS 2008*) , Manchester Grand Hyatt, San Diego, USA, July 5-12 2008.
72. A. Boutejdar and A. Omar **Design , Entwurf, und Realisierung der Microstrip Filter mittels DGS-Methode and Multilayer-Technik** , in Proc. Conf., *EEEF COM 2008, Fachmesse - Workshop - Entwicklerforum* , Ulm, Germany 28. - 29. Mai 2008.
73. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **A New Compact Tunable One-Pole Band-Pass Filter Using a Varactor and Defected Ground Structure Hairpin-Resonator (DGS)** , in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2008* , Nassau Inn in Princeton, NJ, USA April 2008.

74. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **Transformation of Band-Pass Filter to Low-Pass Filter Using Compensated Microstrip Capacitor and Coupled Hairpin $\lambda/2$ -DGS-Resonators** , in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2008* , Nassau Inn in Princeton, NJ, USA April 2008.
75. A. Boutejdar, A. Batmanov , J. Machac, E. Burte and A. Omar, **A New Transformation of Bandpass Filter to Bandstop Filter Using Multilayer-Technique and U-Defected Ground Structure (DGS)** , in Proc. Conf., *Radioelektronika, 2008. 18th International Conference 2008* , Prague, Czech Republic 24-25 April 2008.
76. A. Batmanov, A. Boutejdar, J. Machac, E. Burte and A. Omar, **High- Performance Microwave Coplanar Bandpass and Bandstop Filters on Si-Substrates** , in Proc. Conf., *Radioelektronika, 2008. 18th International Conference 2008* , Prague, Czech Republic 24-25 April 2008.
77. A. Boutejdar, J. Machac, L. Haiwen and A. Omar , **Miniaturized Microstrip Lowpass Filter With Wide Stopband Using Suspended Layers and Defected Ground Structure (DGS)** , in Proc. Conf., *Radioelektronika, 2008. 18th International Conference 2008* , Prague, Czech Republic 24-25 April 2008.
78. A. Boutejdar, A. Scherbini and A. Omar, **Improvement of Compactness of Low pass and Band pass Filter Using a Simple Combination of Cross-Defected Ground Structure (DGS) and a Discontinuous Microstrip Line** , Proc. *German Microwave Conference, GeMiC 2008, Technische Universität Hamburg-Harburg (TUHH)*, Hamburg, Germany, March 2008.
79. A. Boutejdar and A. Omar, **Design of Novel Hairpin-DGS Microstrip Bandpass and Lowpass Filters Using Coupling Matrix Method** , Proc. *German Microwave Conference, GeMiC 2008, Technische Universität Hamburg-Harburg (TUHH)*, Hamburg, Germany, March 2008.
80. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **Lowpass-to-Bandpass Transformation Using J-Inverter and Defected Ground Structure (DGS)- Technique**, Proc. *IWMF 2009 International Workshop on Microwave Filters*, 16 to 18 November 2009 in Toulouse, France.
81. Anatoliy Batmanov, Ahmed Boutejdar, Edmund Burte and Abbas Omar, **Design of Compact Low-Pass Filters Using Cascaded Arrowhead DGS Sots for Microstrip Line and CPW Applications**, Proc. *IWMF 2009 International Workshop on Microwave Filters*, 16 to 18 November 2009 in Toulouse, France.

82. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **A New Compact Lowpass Filter Using two Coupled Half-Circle DGS Resonators and Coupling Matrix- Method**, in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2009* , Nassau Inn in Princeton, NJ, USA Mar. 30, 31 and Apr. 1, 2009.
83. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **Size-Reduction and Improvement Reject Band of Lowpass Filter Structure By Using A New Meander Defected Ground Structure (DGS) as Resonator** , in Proc. Conf., *IEEE Sarnoff Symposium 2009* , Nassau Inn in Princeton, NJ, USA Mar. 30, 31 and Apr. 1, 2009.
84. Ahmed Boutejdar, Anatoliy Batmanov, Edmund Burte and Abbas, **New Low-Pass Filter Design By Using Compensated Microstrip Capacitor and Coupled Meander Defected Ground Structure (DGS)** , *Proc. German Microwave Conference, GeMiC* , Konferenzzentrum München Germany, 16 and 18 March 2009
85. Ahmed Boutejdar, Anatoliy Batmanov, Edmund Burte, and Abbas, **Design of Compact Low-pass Filter with With Wide Rejection Band Using Cascaded Arrowhead-DGS and Multilayer-Technique**, *Proc. German Microwave Conference, GeMiC*, Konferenzzentrum München Germany, 16 and 18 March 2009.
86. Anatoliy Batmanov Ahmed Boutejdar, Edmund Burte and Abbas, **Quasi fractal periodic defected ground structure for CPW lines**, *Proc. German Microwave Conference, GeMiC* , Konferenzzentrum München Germany, 16 and 18 March 2009.
87. Ahmed Boutejdar and Abbas Omar, **Investigation of the Sharpness properties of DGS/DMS Band Stop Filter Based on Octagonal Coupled Resonators with two Tunable Transmission Zeros** , Proc. Conf., *5th International Conference SETIT 2009 Science of Electronics, Technologies of Information and telekommunication*, Hammamet, Tunnis. 22-26 March, 2009.
88. Ahmed Boutejdar, Anatoliy Batmanov, Edmund Burte and Abbas Omar, **New Band-Stop Filter Design By Using Compensated Microstrip Capacitor and Coupled Octagonal Defected Ground Structure (DGS)**, *Proc. Eucap 2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation* , in Berlin, Germany, 23-27 March 2009.

89. Ahmed Boutejdar; Burte Edmund P.; Winkler Dennis ; Abbas Omar; **Design, Optimization and Realisation of Compact Microstrip Lowpass Filters Using a Defected Ground Structure (DGS) and a New Coupling matrix Method**; in Proc. Workshop., *SciConomy-Conference 25th/26th of June 2010 "Innovation in Europe-Dialoge zwischen Wirtschaft und Wissenschaft"* Fraunhofer- und Technische Universität, Kaiserslautern 2010.
90. Ahmed Boutejdar; Dennis Winkler, Edmund P. Burte and Abbas Omar, **Design, Optimierung und Herstellung von kompakten HF-Mikrostreifen-Filtern mittels "Defected-Ground-Structure" DGS-Technik und Kopplungsmatrixmethode**, in Proc. Conf., *Hochfrequenzelektronik, Komponenten, Module, EMV, Medizintechnik und drahtlose Sensortechnik EEEfCOM 2010, Electrical and Electronic Engineering for Communication, Fachmesse - Workshop - Entwicklerforum* ,Ulm, Germany 16. - 17. Juni 2010.
91. Ahmed Boutejdar, Edmund P. Burte and Abbas Omar, **Entwurf, Optimierung und Vermessung eines Lowpass- Filters mittels oktagonalen Ring-DGS-Resonatoren und Interdigital Kapazität**, in Proc. Conf., *Hochfrequenzelektronik, Komponenten, Module, EMV, Medizintechnik und drahtlose Sensortechnik EEEfCOM 2010, Electrical and Electronic Engineering for Communication, Fachmesse - Workshop - Entwicklerforum* , Ulm, Germany 16. - 17. Juni 2010.
92. Ahmed Boutejdar, A. S. Omar, M. Senst, A. Batmanov and E. Burte and R. Mikuta; **A New Design of a Tunable WLAN-Band Pass Filter Using a Combination of Varactor Device, RF-Choke and Hairpin-Slotted Ground Structure (SGS)**; Proc. *41th European Microwave Conference, EuMC 2011*, Manchester, UK, October 2011.
93. Ahmed Boutejdar, Omar Abbas, Micheal Senst and Burte P. Edmund, **Improvement of Quasi-Elliptic DGS Band-Pass Filter Using Multilayer-Technique and Coupling Matrix Method**, (German), In: *Hochfrequenztechnik, Komponenten, Module und EMV. - Gerotron Communication*, insges. 62 S., Kongress: EEEfCOM 2011; Ulm, 25-26 May 2011
94. Ahmed Boutejdar, Omar Abbas and Burte P. Edmund, **A New Technique to Transform a Fractal Low-Pass to Band-Pass Filter Using a Simple Combination of Defected Ground Structure (DGS) and Gap Capacitive** (German), *Radar, Communication and Measurement (RADCOM 2011)*, *Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr*, Hamburg, April 6 - 7, 2011.

95. Ahmed Boutejdar, Omar Abbas, Burte P. Edmund and Dennis Winkler, **Entwurf von WLAN-Hairpin Bandpassfilter mittels Varaktoren und DGS Resonatoren**, (German), *Radar, Communication and Measurement (RADCOM 2011)*, *Helmut-Schmidt-Universität/Universität der Bundeswehr*, Hamburg, April 6 - 7, 2011.
96. Ahmed Boutejdar, Mohamed Al Sharkawy and Omar Abbas; **A New Extraction Method Using Triangle Defected Ground Structure for the Control of S-Parameter Response of Hi-Lo Microstrip Low-pass Filter**; Progress In *Electromagnetics Research Symposium PIERS 2011*, Marrakesh, Morocco, March 20-23, 2011.

Lebenslauf/Curriculum Vitae



Dr. Ahmed Boutejdar was born in Souk El-Arbaa du Gharb, Morocco. He received the Diplom (Licence) (with great honor) in Mathematics, Physics and Chemistry from Ibn Tofeil University, Kénitra, Morocco and from Technische Hochschule Köthen between 1991 and 1995. From 1992 to 1993 preparatory year of german language and preparatory year of engineering high school in köthen, Germany. B.Sc. and Diplom-Eng degrees (with great honor) in Electrical Engineering, Communication, and Microwave Engineering from Otto-von-Guericke university, Magdeburg, Germany in 2002 and 2004 respectively, and the Ph.D. degree (with highest honors) in electrical engineering from the Otto-von-Guericke university, Magdeburg, Germany in 2010.

He is currently working as a post doctoral researcher at the Institute for Electronics, Signal Processing and Communication (IESK), department of Microwave and Communication Engineering and at Institute of Micro and Sensor Systems (IMOS), department of Semiconductor Technology at the Otto von Guericke University of Magdeburg, Germany, on a research project on "Entwurf, Optimierung, CMOS-kompatible Herstellung und Charakterisierung von abstimmbaren planaren und koplanaren MEMS DGS-Filtern", funded by the DFG Deutsche Forschungsgemeinschaft (German Research Foundation), which is one part of his Ph.D. thesis. His research interests include the design and analysis of microstrip filters, Defected Ground Structures behaviours, fractal DGS filters, patch antennas, DGS microstrip antennas, UWB DGS filters and tunable DGS filters using MEMS technology.

Dr. Eng. Boutejdar has authored over 100 quality research papers in international journals and proceedings of international and national symposia and a book chapter in *"Ultra-Wideband, Short Pulse Electromagnetics 9"* Springer 2010, and these paper has been cited by other researchers more than 150 times (Scopus and Web of Science) and in three famous filter books: *Mirostrip and Printed Antennas: New Trends, Techniques and Applications (2011)* and *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, 2nd Edition (2011)*. He is reviewer of the *IEEE Microwave and Wireless*

Components Letters (MWCL). He is reviewer of the *Mediterranean Microwave Conference (MMS)*. He is reviewer of the *Hindawi Publishing Corporation/International Journal of Microwave science and Technology (IJMST)*. He is reviewer of the *Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications (JMoe)*. He is reviewer of the *Journal of Electromagnetic Analysis and Applications (JEMAA)*. He is reviewer and member of scientific committee of The *6th international conference SETIT 2011: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications*, sousse, Tunisia. He is reviewer of the *Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS)*, he is reviewer of the *International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*, Hanoi, Vietnam. He is reviewer of *European Society for Applied Mathematics-EUROSAM*. He is reviewer of the *IEEE International Conference on Computer Science and Information Technology (IEEE ICCSIT)*. He is reviewer of the *IEEE Transaction on Electromagnetic Compatibility (IEEE EMC)*. He is reviewer of *International Journal of Circuit Theory and Applications* and he is reviewer of the *Recent Patents on Electrical Engineering-journal EENG*. He is reviewer of *Applied Computational Electromagnetics Society Journal (ACES)*. He is reviewer of the *Journal of Infrared, Millimeter, and Terahertz Waves*.