

Effizienter, flexibler und genauer Entwurf von Mehrlagen-Mikrowellenschaltungen mittels modularer Techniken

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktoringenieur (Dr.-Ing.)

vorgelegt der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität Ilmenau

von Dipl.-Ing. Gabor Vogt
geboren am 17. Mai 1982 in Ilmenau

Tag der Einreichung: 3. Februar 2015

Wissenschaftliche Aussprache: 2. Februar 2016

Gutachter: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein
Technische Universität Ilmenau

Univ.-Prof. Dr.-Ing. Jens Müller
Technische Universität Ilmenau

Dr.-Ing. Michael Schneider
Airbus Defence and Space GmbH München

urn:nbn:de:gbv:ilm1-2016000736

« *Seul l'Esprit, s'il souffle sur la glaise, peut créer l'Homme.* »
(Terre des hommes, 1939)

ANTOINE DE SAINT-EXUPÉRY

(Wind, Sand und Sterne, 1939)
„*Nur der Geist, wenn er den Lehm behaucht, kann den MENSCHEN erschaffen.*“

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik der Technischen Universität Ilmenau im Rahmen des vom Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt geförderten Projektes KERAMIS II. Allen an der Entstehung der Arbeit Beteiligten gilt mein Dank.

Mein besonderer Dank gilt meinem wissenschaftlichen Betreuer, Herrn Univ.-Prof. Dr. rer. nat. habil. Matthias A. Hein, dem Leiter des Fachgebiets Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik für die stets geduldige Betreuung und Begleitung durch verschiedenste Lebenslagen.

Danken möchte ich auch Herrn Univ.-Prof. Dr.-Ing. Jens Müller, dem Leiter des Fachgebiets Elektroniktechnologie, für die allzeit gute Zusammenarbeit, aber auch für die Bereitschaft zur Übernahme eines Gutachtens.

Auch Herrn Dr.-Ing. Michael Schneider danke ich für die Bereitschaft zur Übernahme eines Gutachtens.

Ich danke weiterhin den Mitarbeitern beider beteiligten Fachgebiete der Technischen Universität Ilmenau für die allseitige Unterstützung.

Ein besonderer Dank gilt den Mitarbeitern der KERAMIS-Projekte, namentlich Herrn Dipl.-Ing. Dirk Stöpel, Herrn Dr.-Ing. Stefan Humbla, sowie Herrn Dr.-Ing. Johannes F. Trabert, ohne die diese Arbeit nie möglich gewesen wäre.

Ich möchte auch dem gesamten KERAMIS-Konsortium, sowie namentlich Herrn Dr.-Ing. Siegfried Voigt vom Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt für die fruchtbare Zusammenarbeit danken.

Schließlich geht ein Gruß an die Ehemaligen der Mittagsrunde für die schöne gemeinsame Zeit.

Zuletzt, jedoch am meisten, danke ich meiner Familie, besonders meinen Eltern, für die umfassende Unterstützung, ohne die ich heute nicht der wäre, der ich bin.

Vielen Dank!

Gabor Vogt

Kurzfassung

Mit der Erschließung neuer Frequenzbereiche und der steigenden Komplexität von Mehrlagen-Mikrowellenschaltungen steigt auch der Bedarf nach effizienten, flexiblen und genauen Entwurfsmethoden. Die vorliegende Arbeit verfolgt daher einen systematischen Ansatz zur Evaluierung von Entwurfsverfahren anhand dieser wesentlichen Kriterien.

Grundidee der daraus entwickelten und anhand von Teststrukturen verifizierten Methodik ist die konsequente Modularisierung von Mikrowellensystemen mit entsprechend geeigneten Entwurfstechniken. Auf der Basis einer flexibel erweiterbaren Modulbibliothek werden komplexe Leitungsstrukturen mittels konstruktiver und elektromagnetischer Verkettung, unter Minimierung auftretender Simulationsfehler effizient modelliert, simuliert und optimiert. Auch technologische Herausforderungen bei der strukturtreuen Herstellung keramischer Mehrlagenmodule (engl. *low temperature co-fired ceramics*, LTCC) werden dabei quantitativ erfasst und entwurfsseitig berücksichtigt.

Als wichtigstes Ergebnis neben den ausgeführten und erprobten Entwurfstechniken, konnte ausgehend vom Forschungsprojekt KERAMIS II (Keramische Mikrowellenschaltkreise für die Satellitenkommunikation) ein Schaltmatrix-Modul für einen LTCC-Substratwechsel adaptiert, aufgebaut, erfolgreich charakterisiert und zur Verifikation des modularen Entwurfsansatzes genutzt werden.

Abstract

With the development of new frequency ranges and the increasing complexity of multilayer microwave circuits, also increases the need for efficient, flexible and accurate design methods. The present work applies a systematic approach to the evaluation of design methods based on these essential criteria.

The basic idea of the methodology developed from and verified using test structures, is the consequent modularisation of microwave systems with appropriate design techniques. Based on a flexibly extensible module library, complex transmission line structures, by means of constructive and electromagnetic concatenation, are modeled, simulated and optimized efficiently while minimizing occurring simulation errors. Also, technological challenges in the structurally accurate production of ceramic multilayer modules (low temperature co-fired ceramics, LTCC) are determined quantitatively and considered on design side.

Starting from the research project KERAMIS II (ceramic microwave circuits for satellite communications), the most important outcome alongside the developed and proven design techniques, is a switch matrix module which could be adapted for an LTCC substrate exchange, produced, successfully characterized and used for the verification of the modular design approach.

Inhaltsverzeichnis

1	Einordnung und Zielstellung	1
2	Grundlagen: Entwurf von Mehrlagen-Mikrowellenmodulen	3
2.1	Numerische Feldberechnung	3
2.1.1	Feldberechnungsmethoden für Mikrowellenmodule	3
2.1.2	Gitterbasierte Simulation im Zeitbereich	9
2.2	Entwurfsstrategien für Mikrowellenschaltungen	14
2.2.1	Streuparameter-Entwurf	15
2.2.2	Verfahren zur Parameteroptimierung	16
2.2.3	Netzwerkorientierte Schaltungssynthese	23
2.3	Aufbau- und Verbindungstechnologien	24
2.3.1	Technologien für Mikrowellenmodule	24
2.3.2	LTCC-Technologie	28
2.3.3	Herausforderungen im LTCC-Fertigungsprozess	33
2.4	Messtechnische Charakterisierung	34
2.4.1	Dielektrische Materialanalyse	34
2.4.2	Geometrische Strukturvermessung	38
2.4.3	<i>On-Wafer</i> -Mikrowellenmesstechnik und Kalibrierung	40
2.5	Schlussfolgerungen: Herausforderungen im Entwurfsprozess	44
3	Konzept zur Optimierung des Entwurfsprozesses	46
3.1	Kriterien zur Bewertung der Entwurfstechnik	46
3.1.1	Genauigkeit	46
3.1.2	Flexibilität	50
3.1.3	Effizienz	52
3.2	Modularer Ansatz zur Prozessoptimierung	53
3.2.1	Flexibilität durch Modularisierung	54
3.2.2	Modularer Entwurf und Effizienz	56
3.2.3	Effizienzsteigerung durch Wiederverwendbarkeit	63
3.2.4	Genauigkeit im modularen Entwurfsprozess	72
3.3	Schlussfolgerungen: Effizienz, Flexibilität und/oder Genauigkeit?	77

4	Modulare Entwurfstechniken für planare Mikrowellenstrukturen	79
4.1	Implementierung einer Designbibliothek	79
4.1.1	Modularchiv mit Onlineverwaltung	79
4.1.2	Moduldaten und Austauschformate im Entwurfsprozess	81
4.1.3	CAD-Entwurfplattform mit 3D-Grundelementen	82
4.1.4	Ablauf des modularen Entwurfs mittels Designbibliothek	84
4.2	Verketteter Frequenzbereichsentwurf	86
4.2.1	Verkettungsansatz	86
4.2.2	Schnittflächenbehandlung und <i>Deembedding</i>	90
4.2.3	Empirische Analyse von Diskontinuitäten	97
4.3	Elektromagnetische Optimierungsprobleme	101
4.3.1	Optimierung verketteter Strukturen	101
4.3.2	Spezifische Optimierungsansätze für Teilelemente	102
4.4	Strukturabweichungen im Fertigungsprozess	104
4.4.1	Statistische Einordnung von Fertigungstoleranzen	105
4.4.2	Mikrowelleneigenschaften bei Strukturabweichungen	108
4.4.3	Minimierung technologiebedingter Strukturfehler	109
4.4.4	Entwurfsseitiger Korrekturansatz mittels Prototypenanalyse	111
4.5	Schlussfolgerungen: Vorzüge und Grenzen der Modularisierung	113
5	Schaltmatrix: Modularer Entwurf am Beispiel	116
5.1	Ausgangspunkt: Schaltmatrix-Modul und <i>On-Orbit</i> -Verifikation	116
5.2	Anwendungsfall: Substratwechsel	118
5.2.1	3D-Grundelemente für die modulare Synthese	118
5.2.2	Materialadaption und Optimierung der Leitungsübergänge	120
5.2.3	Analyse verketteter Leitungsstrukturen	127
5.2.4	Entwurf und Optimierung von Impedanzanpassnetzwerken	129
5.3	HF-Entwurf des Schaltmatrix-Gesamtsystems	133
5.3.1	Konstruktiver Aufbau des Moduls	133
5.3.2	Simulation und Messung der Leitungspfade	134
5.4	Schlussfolgerungen: Bewertung der Entwurfsmethodik	138
6	Zusammenfassung und Ausblick	140
A	Publikationsliste	143
	Literaturverzeichnis	147

1 Einordnung und Zielstellung

Mit der zunehmenden Erschließung von Frequenzen im Zentimeter- und Millimeterwellenbereich wächst nicht nur der Bedarf dafür geeignete Technologien zu entwickeln, sondern auch die Notwendigkeit adäquate Entwurfsverfahren zu etablieren [1]. Waren diese Frequenzbereiche klassischerweise Radaranwendungen vorbehalten, stehen in der heutigen Zeit Kommunikationsanwendungen hoher Datenrate im *Automotive*- oder Mobilfunk-Bereich, aber auch breitbandige medizinisch-sensorische Verwendungen zusehends im Vordergrund. Dabei steigt neben den Frequenzen auch die funktionale Komplexität der Systeme kontinuierlich [2].

Planare Mehrlagentechnologien sind im Vergleich zu konventioneller Hohlleitertechnik geeignet, komplexe Mikrowellenmodule mit einem hohen Integrationsgrad in kompakter Bauweise zu realisieren. Dabei bieten keramische Technologien (engl. *low temperature co-fired ceramics*, LTCC) mittels Verfahren der Dickschichttechnik den Vorteil einer vergleichsweise kostengünstigen Herstellung robuster Module für den Einsatz im Gigahertzbereich [3]. Dieser Kompromiss aus einem hohen Integrationsgrad und einem robusten Aufbau zeichnet LTCC-Module aus und unterstreicht ihre Eignung für Hochfrequenzanwendungen mit mittelgroßen Stückzahlen, aber auch zur vermehrten Ablösung konventioneller Systeme, beispielsweise im Bereich der Satellitenkommunikation [4].

Im Rahmen der Forschungs- und Entwicklungsprojekte KERAMIS [5] und KERAMIS II [6] (Keramische Mikrowellenschaltkreise für die Satellitenkommunikation) wurde die Tauglichkeit der LTCC-Technologie für den Aufbau komplexer Mehrlagenmodule und deren Einsatz unter Raumfahrtbedingungen untersucht. Dabei stellte sich neben technologischen Herausforderungen, z. B. im Bereich der Strukturierungsgenauigkeit und der mechanischen Belastbarkeit, angesichts einer Vielzahl unterschiedlich komplexer Teilmodule insbesondere die Frage nach einem effizienten Entwurfsansatz zur raschen Realisierung von Modulen hoher Funktionsdichte unter Einsatz möglichst weniger Ressourcen.

Effizienz erfordert stets ein systematisches Vorgehen. Daher widmet sich die vor-

liegende Arbeit, welche im Rahmen von KERAMIS II entstand, der Zielstellung eine entsprechende Systematik für einen modularen Entwurfsprozess zu entwerfen und anhand geeigneter Techniken zu entwickeln. Dieser Prozess folgt vorrangig dem Kriterium der Effizienz, aber berücksichtigt dabei auch wesentliche Aspekte der Flexibilität und Genauigkeit.

In **Kapitel 2** wird zunächst der Entwurfsprozess von Mehrlagen-Mikrowellenschaltungen in ganzheitlicher Form, d. h. ausgehend von analytisch-numerischen Methoden der Feldberechnung, über verschiedene Entwurfs- und Optimierungsstrategien, weiter zu einer Technologieauswahl und -bewertung, bis hin zu adäquaten messtechnischen Verfahren für die Charakterisierung gefertigter Module, vorgestellt. Dabei werden alternative Strategien und Technologien jeweils verglichen, um eine erste Auswahl zu ermöglichen und damit die Grundlagen der angestrebten Systematik zu legen.

Die eigentliche Systematik des modularen Entwurfsansatzes und damit die wesentliche Idee dieser Arbeit wird in **Kapitel 3** entwickelt. Dazu werden anhand empirischer Entwurfsparameter analytisch fassbare Kriterien zur Bewertung von Entwurfsmethoden im Allgemeinen definiert. Für diese Kriterien, nämlich Effizienz, Flexibilität und Genauigkeit, folgt eine umfangreiche Abschätzung des zu erwartenden Verhaltens bei Anwendung einer konsequent modular ausgerichteten Entwurfsmethodik.

Konkrete Techniken zur Umsetzung des modularen Entwurfskonzepts werden in **Kapitel 4** vorgestellt. Zentrales Element ist eine Modulbibliothek, auf welcher ein konstruktiver und elektromagnetischer Verkettungsansatz aufbaut. Fragen der Behandlung von Modulschnittstellen und zum flexiblen Einsatz von Optimierungsverfahren für Teilstrukturen werden ebenso adressiert, wie die Problematik der Fertigungsgenauigkeit aus entwurfsseitiger Perspektive.

In **Kapitel 5** werden die vorgestellten Techniken schließlich auf ein Entwurfsbeispiel angewandt und anhand der erzielten Ergebnisse bewertet. Dazu wird der Entwurfs- und Entwicklungsprozess eines Schaltmatrix-Moduls anhand aller wesentlichen Teilaufgaben bis zum fertigen, messtechnisch charakterisierten Modul durchlaufen.

Die Arbeit schließt mit einer kurzen Zusammenfassung und einem Ausblick in **Kapitel 6**.

2 Grundlagen: Entwurf von Mehrlagen-Mikrowellenmodulen

2.1 Numerische Feldberechnung

Um die Funktionsweise von Mikrowellenschaltungen verstehen und neue Module zielgerichtet entwerfen zu können, ist die zuverlässige Analyse der elektromagnetischen Feldeigenschaften konkreter Schaltungsgeometrien und Modulaufbauten unumgänglich. Analytische Verfahren zur Feldberechnung sind für sehr einfache oder idealisierte Geometrien verfügbar, stoßen angesichts der Komplexität realer Mikrowellensysteme jedoch schnell an ihre Grenzen und sind für den praktischen Entwurf wenig geeignet. Große Bedeutung kommt daher computergestützten Entwurfsmethoden (engl. *computer-aided design*, CAD) zu.

Im Folgenden werden zunächst die wichtigsten numerischen Feldberechnungsverfahren vorgestellt und hinsichtlich ihrer Eignung für Mikrowellenprobleme bewertet. Anschließend soll der im Rahmen dieser Arbeit verwendete Simulationsansatz eingehender beschrieben werden.

2.1.1 Feldberechnungsmethoden für Mikrowellenmodule

Das grundlegende Ziel aller numerischen Berechnungsverfahren für elektromagnetische Feldanordnungen besteht darin, eine Näherungslösung der Maxwell'schen Gleichungen [7]

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}, \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}, \quad (2.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \varrho, \quad (2.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0 \quad (2.4)$$

für die räumliche und zeitliche Verteilung der elektromagnetischen Feldgrößen \mathbf{E} , \mathbf{D} , \mathbf{J} , \mathbf{H} und \mathbf{B} unter Berücksichtigung der Materialbeziehungen

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E}, \quad \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}, \quad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2.5)$$

sowie der durch die konkrete Geometrie vorgegebenen Randbedingungen zu bestimmen. Dabei sind für die Permittivität ε , die Leitfähigkeit σ oder die Permeabilität μ unter Umständen auch nichtlineare oder anisotrope Materialeigenschaften zu berücksichtigen.

Auf Basis verschiedener mathematischer und physikalischer Ansätze wurde eine Vielzahl von Verfahren und Algorithmen entwickelt, welche geeignet sind, diese Aufgabe, oftmals für einen weiten Problembereich, teils aber auch nur für spezielle Problemstellungen, zu lösen [8]. Aus mathematisch-analytischer Sicht unterscheidet man hierbei zunächst Differenzial- und Integralgleichungsverfahren. Für den Anwender sind jedoch vorrangig die physikalischen und numerischen Eigenschaften der Berechnungsverfahren von Interesse.

Differentielle Ansätze erfordern in der Regel eine vollständige Diskretisierung des Lösungsvolumens, weshalb man auch von Gebietsmethoden spricht. Da auf diese Weise eine Approximation der Feldgleichungen vorgenommen wird, während die Randbedingungen exakt erfüllt sein müssen, handelt es sich dabei um sogenannte seminumerische Verfahren. Integrale Methoden beruhen hingegen meist auf einer direkten oder indirekten Modellierung der Feldquellen. Dazu sind die Randbedingungen derart zu approximieren, dass für die jeweiligen Feldgleichungen eine exakte Lösung gefunden werden kann. Solche Ansätze bezeichnet man auch als Randmethoden bzw. semianalytische Verfahren. Darüber hinaus kann die Berechnung entweder im Zeit- oder im Frequenzbereich erfolgen, was in numerischer Hinsicht eine entsprechende Formulierung als Anfangs- oder Randwertproblem erfordert.

Aus Anwenderperspektive können die numerischen Lösungsverfahren daher, entsprechend ihres methodischen Ansatzes, grob drei Gruppen zugeordnet werden, welche sich alle in verschiedenen Bereichen des Mikrowellenentwurfs bewährt und in Form kommerzieller Software-Produkte etabliert haben:

- **Gebietsmethoden im Zeitbereich:**

Es handelt sich hierbei um Verfahren, welche auf einer räumlichen und zeitlichen Diskretisierung des Lösungsraums basieren. Das begrenzte Lösungsgebiet wird dazu vorzugsweise durch ein orthogonales Gitter in ausreichend kleine Volumenelemente zerlegt. Durch eine Differenzenapproximation der Wirbelgleichungen (2.1) und (2.2) können, ausgehend von geeigneten Anfangs- und Randbedingungen, die Feldgrößen diskret innerhalb jedes einzelnen Volumenelements und iterativ für aufeinander folgende Zeitschritte bestimmt werden. Der bekannteste derartige Algorithmus ist die Methode der Finiten Differenzen im Zeitbereich (engl. *finite-difference time-domain*, FDTD) [7, 9]. In der artverwandten Finiten Integrationstechnik (FIT) bilden die Wirbelgleichungen in integraler Form den Ausgangspunkt für eine diskrete Modellierung. Bei der *Transmission-Line-Matrix*-Methode (TLM) hingegen erfolgt die Diskretisierung in eine netzwerkanaloge Struktur aus TEM-Wellenleitern, deren Knoten (TLM-Zellen) den einzelnen Gitterelementen entsprechen. Die zeitabhängigen Signalamplituden der Feldkomponenten werden dabei mit Methoden der Netzwerkberechnung entlang der Grenzflächen zwischen den einzelnen TLM-Zellen ermittelt.

Gemeinsam ist diesen Verfahren, dass offene Feldgebiete in der Regel nur durch geeignete absorbierende Randbedingungen modelliert werden können. Durch Transformation des berechneten transienten Zeitverhaltens in den Frequenzbereich ist die breitbandige Charakterisierung der untersuchten Strukturen mit Hilfe eines einzigen Simulationslaufs möglich.

- **Gebietsmethoden im Frequenzbereich:**

Damit werden Methoden beschrieben, die eine umfassende räumliche Diskretisierung erfordern, aber von zeitharmonischen Feldgrößen ausgehen. Der bedeutendste Vertreter dieser Gruppe, welcher faktisch den Oberbegriff für eine ganze Mannigfaltigkeit ähnlich gearteter Verfahren darstellt, ist die Finite-Elemente-Methode (FEM). Neuere Entwicklungen ermöglichen auch eine Übertragung dieser Methode in den Zeitbereich (engl. *finite-element time-domain*, FE-TD).

Die Ursprünge dieses Ansatzes liegen im Bereich der Strukturmechanik [8]. Für die Volumendiskretisierung kommen dabei verschiedenartige Grundelemente, vorzugsweise tetraeder- oder hexaederförmige Strukturen zum Einsatz. Da-

mit können komplexe, nichtorthogonale Strukturgeometrien sehr flexibel modelliert werden. Zudem lässt sich die Diskretisierungsdichte sehr effektiv für kritische und weniger kritische Bereiche des Lösungsgebiets anpassen. Durch spezielle Randelemente ist teilweise eine Approximation offener Feldgebiete möglich.

Ausgehend von einem Variationsansatz zur Minimierung der Feldenergie werden bei der Finite-Elemente-Methode für die interessierenden Feldgrößen innerhalb der einzelnen Volumenelemente Ansatzfunktionen, zumeist einfache Polynome, gewählt und anhand des Variationsfunktional bzw. des daraus resultierenden Gleichungssystems numerisch bestimmt. Da jede Lösung des Feldproblems einer diskreten Frequenz zugeordnet ist, erfordert die Charakterisierung breitbandiger Anwendungen entsprechend viele Simulationsläufe. Ein weiteres Verfahren in dieser Gruppe ist die Methode der Finiten Differenzen im Frequenzbereich (engl. *finite-difference frequency-domain*, FDFD, bzw. Finite-Differenzen-Methode, FDM).

- **Randmethoden (meist im Frequenzbereich):**

Dies sind Ansätze, welche auf einer Modellierung der Quellenverteilung beruhen und dazu in der Regel zeitharmonische Feldgrößen betrachten. Vereinzelt existieren allerdings auch Ansätze für eine Beschreibung im Zeitbereich. Die Grundidee dieser Methoden ist, dass sich eine Feldverteilung, insbesondere für skalare Potenzialfelder, oftmals durch die Summation über eine endliche Anzahl von Basisfunktionen approximieren lässt. Der Zusammenhang zwischen einer punktförmigen Quelle und der zugehörigen Feldverteilung kann über Greensche Funktionen hergestellt werden.

Das wichtigste Verfahren dieser Art ist die Momentenmethode (engl. *method of moments*, MoM) [8, 10], auch bekannt als Randelementmethode (engl. *boundary element method*, BEM). Dabei wird zunächst die Berandung des jeweiligen Lösungsgebietes betrachtet und mit Hilfe geeigneter Randelemente diskretisiert. Anhand einer zugehörigen Randintegralgleichung können, vergleichbar der FEM, Ansatzfunktionen für den Potenzialverlauf auf der Berandung und ggf. auch die entsprechenden Greenschen Funktionen bestimmt werden. Aus der Feldverteilung über den Randelementen sowie den Werten der Greenschen Funktion kann auf die Feldverteilung im Inneren des Lösungsgebietes geschlossen werden, wobei die Randelemente als Feldquellen zu betrachten sind.

Beim Ersatzladungsverfahren (z. B. *charge simulation method*, CSM) werden im Inneren des Lösungsgebietes Ersatzladungen definiert und so dimensioniert, dass sich für einzelne Punkte der Berandung eine vorgegebene Potenzialverteilung ergibt (*Point-Matching-Technik*). Die Potenzialverteilung im Lösungsgebiet kann damit, auch ohne Kenntnis der Greenschen Funktionen, mittels Superposition bestimmt werden. Eine Verallgemeinerung dieses Ansatzes stellen die Mehrfach-Multipol-Methoden (MMP) dar. Dabei werden für die Ersatzladungen statt einfacher Monopole Reihenentwicklungen (Multipole) angesetzt. Dieses Verfahren eignet sich u. a. zur Beschleunigung der Momentenmethode (engl. *fast multipole method*, FMM).

Während die Behandlung inhomogener Materialstrukturen mit diesen Methoden eher problematisch ist, eignen sie sich besonders zur Analyse offener Feldgebiete und großer Systeme mit einem geringen Oberfläche/Volumen-Verhältnis.

In Tab. 2.1 sind einige Vor- und Nachteile sowie mögliche Anwendungsfelder der wichtigsten Feldberechnungsmethoden zusammengefasst. Diese Zusammenstellung erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit und beschränkt sich insbesondere auf Mikrowellenanordnungen. Die tatsächliche Anzahl in der Fachliteratur dokumentierter Lösungsverfahren für elektromagnetische (oder vergleichbare) Feldprobleme ist weitaus höher, und da es sich dabei oft um Weiterentwicklungen bzw. Kombinationen (hybride Verfahren) bekannter Methoden, um Nischenlösungen für spezielle Problemstellungen oder gelegentlich auch um Parallelentwicklungen unter anderem Namen handelt, kaum vollständig darstellbar.

So können z. B. für magnetische Anordnungen weitere integrale Verfahren (Volumenintegralmethode, VIM, oder auch Umlaufintegralmethode, UIM) bzw. für optische Problemstellungen spezielle spektrale und pseudo-spektrale Methoden (z. B. *beam propagation method*, BPM) zum Einsatz kommen. Besonders für optische Wellenleiterstrukturen geeignet ist auch die sogenannte Eigenmode-Erweiterung (engl. *eigenmode expansion*, EME), eine *Mode-Matching-Technik* (MMT). Typischerweise vereinigen moderne Software-Pakete für den kommerziellen Mikrowellenentwurf verschiedenste Feldberechnungsverfahren unter einem Dach und bieten neben Universallösern ergänzend auch Lösungsalgorithmen für Spezialanwendungen [8].

<i>Ansatz</i>	Gebietsmethoden meist differenzieller Ansatz, Volumendiskretisierung (seminumerisch)		Randmethoden integraler Ansatz, Quellenmodellierung (semianalytisch)
	Zeitbereich (Anfangswertprobl.)	Frequenzbereich (Randwertproblem)	
<i>Methode</i>	FDTD/FIT	FEM (FE-FD)	MoM bzw. BEM
<i>weitere Verfahren</i>	TLM, FE-TD	FDFD (bzw. FDM)	CSM, MMP/FMM
<i>Vorteile</i>	breitbandig, auch für nichtlin. bzw. dispersive Materialien, intuitives Verfahren, Fehlermechanis- men bekannt	hohe geometrische Flexibilität, adaptive lokale Diskretisierung, nichtlin. Materialien, dünn besetzte Gleichungssysteme	offene Feldgebiete, effizienter für el. große Anordnungen, Diskretisierungs- und Modellierungs- aufwand gering
<i>Nachteile</i>	begrenzte Feld- gebiete, Diskretisierungsaufwand und Simulationsdauer für el. große Strukturen,	meist begrenzte Feldgebiete, eher schmalbandig, teils aufwendiger mathematischer Formalismus (Variationsansatz)	eher schmalbandig, inhomogene oder nichtlin. Materialien problematisch, voll besetzte Gleichungssysteme, teils Greensche Funktionen nötig
<i>typische Einsatz- bereiche</i>	transiente Breit- bandsimulation, planare bzw. räuml. orthogonale Über- tragungsstrukturen	strukturmechanische Feldsimulation, komplexe Struktur- geometrien, Antennenprobleme	el. große Systeme, Funk- und Frei- raumprobleme, planare Schalt- kreisanordnungen

Tab. 2.1: Übersicht zu Methoden der numerischen Feldberechnung für Mikrowellenanwendungen

2.1.2 Gitterbasierte Simulation im Zeitbereich

Grundzüge des FDTD-Algorithmus

Das bekannteste Verfahren für die gitterbasierte Feldsimulation im Zeitbereich ist der FDTD-Algorithmus. Dabei wird das Lösungsvolumen zunächst nach einem von Yee vorgeschlagenen Ansatz in diskrete Elementarzellen zerlegt [11]. Durch solche Yee-Zellen werden die elektrischen und magnetischen Feldstärkekomponenten entsprechend Abb. 2.1 auf zwei gegeneinander versetzten, orthogonalen Gittern angeordnet. Der Versatz zwischen den dualen Gittern beträgt bezüglich aller drei Raumkoordinaten jeweils einen halben Diskretisierungsschritt. Das in Abb. 2.1 dargestellte Primärgitter ist dadurch gekennzeichnet, dass die elektrischen Feldstärkekomponenten entlang seiner Kanten konstante Werte annehmen, während die magnetischen Feldstärkekomponenten normal zu den Seitenflächen definiert sind. Das Sekundärgitter ergibt sich bei reziproker Betrachtungsweise.

Anhand des Yee-Schemas kann eine Diskretisierung der Maxwell'schen Gleichungen vorgenommen werden. Zur umfassenden Behandlung verlustbehafteter Materialien wird dazu meist analog zur elektrischen Leitfähigkeit σ eine magnetische Leitfähigkeit σ^* definiert, so dass die Materialgleichungen (2.5) um die Definition einer äquivalenten magnetischen Stromdichte

$$\mathbf{J}_{\text{mag}} = \sigma^* \mathbf{H}. \quad (2.6)$$

ergänzt werden können. Ausgehend von den ersten beiden Maxwell'schen Gleichungen in Differenzialform, d. h. dem Ampèreschen Durchflutungsgesetz (2.1) und dem Faradayschen Induktionsgesetz (2.2), kann man dann, unter Verwendung der Materialbeziehungen (2.5) und (2.6), für lineare, isotrope Medien mit $\varepsilon = \text{konst.}$ und $\mu = \text{konst.}$ die Wirbelgleichungen

$$\varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = (\nabla \times \mathbf{H}) - \sigma \mathbf{E}, \quad (2.7)$$

$$\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} = -(\nabla \times \mathbf{E}) - \sigma^* \mathbf{H} \quad (2.8)$$

aufstellen. Gemeinsam mit den jeweiligen Anfangs- und Randbedingungen sind die Gleichungen (2.7) und (2.8) zur eindeutigen Beschreibung des Feldverhaltens einer konkreten Anordnung ausreichend, da die Maxwell'schen Quellgleichungen (2.3) und (2.4) unter solchen Bedingungen zwangsläufig erfüllt werden. In skalarer Kom-

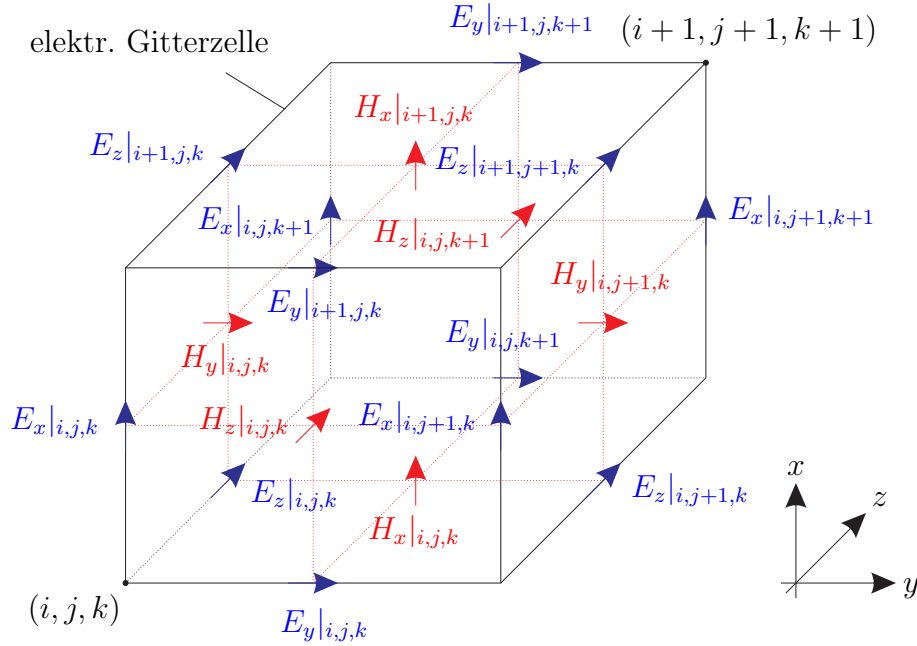


Abb. 2.1: Yee-Schema zur räumlichen Diskretisierung der elektromagnetischen Feldvektoren. Dargestellt ist eine elektrische Gitterzelle (Primärgitter). Die elektrischen Feldstärkekomponenten (blau) werden dabei ausgehend von einem Gitterpunkt, der durch die Indizes i, j, k beschrieben sei, in positiver Koordinatenorientierung entlang der Kanten dieser Elementarzelle definiert. Mittelpunktsnormal zu den Seitenflächen der Primärzelle, welche durch die elektrischen Feldstärkekomponenten aufgespannt werden, ergeben sich die dem Gitterpunkt i, j, k zugeordneten magnetischen Feldstärkekomponenten (rot). Eine reziproke Betrachtung magnetischer Gitterzellen führt entsprechend zum Sekundärgitter.

ponentendarstellung gilt für die x -Komponenten der elektrischen und magnetischen Feldstärkevektoren somit:

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right), \quad (2.9)$$

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \sigma^* H_x \right). \quad (2.10)$$

Die weitere Herleitung des FDTD-Algorithmus basiert auf einer räumlichen und zeitlichen Diskretisierung dieser partiellen Differenzialgleichungen. Dazu werden die räumlichen und zeitlichen Ableitungen durch zentrale Differenzen approximiert und die Feldkomponenten der Verlustterme einer zeitlichen Mittelung unterzogen.

Durch eine gesonderte Indizierung für jede Feldkomponente entsprechend des Yee-Schemas (vgl. Abb. 2.1) wird die Dualität bei der Beschreibung elektrischer und

magnetischer Feldgrößen deutlich. Die Indizes $i, j, k \in \mathbb{N}$ dienen der räumlichen Lokalisation einzelner Komponenten, wobei die räumlichen Diskretisierungsschrittweiten jeweils mit Δx , Δy und Δz bezeichnet sind. Aufgrund des Gitterversatzes treten auch halbzahlige Indizes auf. Mit Hilfe eines Hochindex $n \in \mathbb{N}$ wird die zeitliche Diskretisierung in der Schrittweite Δt vorgenommen. Während elektrische Feldkomponenten zu Zeitpunkten $n\Delta t$ berechnet werden, bestimmt man magnetische Feldkomponenten zu dazwischen liegenden Zeitpunkten $(n + \frac{1}{2})\Delta t$. Das Verfahren liefert für die x-Komponenten der Feldstärkevektoren [7, 12, 13]

$$E_x|_{i,j,k}^{n+1} = \frac{\frac{\Delta t}{\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \left(\frac{H_z|_{i,j+\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}} - H_z|_{i,j-\frac{1}{2},k}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta y} - \frac{H_y|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}} - H_y|_{i,j,k-\frac{1}{2}}^{n+\frac{1}{2}}}{\Delta z} \right) + \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} E_x|_{i,j,k}^n, \quad (2.11)$$

$$H_x|_{i,j,k}^{n+\frac{1}{2}} = \frac{\frac{\Delta t}{\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}^*\Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \left(\frac{E_y|_{i,j,k+\frac{1}{2}}^n - E_y|_{i,j,k-\frac{1}{2}}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+\frac{1}{2},k}^n - E_z|_{i,j-\frac{1}{2},k}^n}{\Delta y} \right) + \frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k}^*\Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k}^*\Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} H_x|_{i,j,k}^{n-\frac{1}{2}}. \quad (2.12)$$

Analoge Zusammenhänge ergeben sich für alle weiteren Feldkomponenten.

Die Zusammenhänge (2.11) und (2.12) sind somit Teil eines expliziten Gleichungssystems zur Berechnung der zeitabhängigen elektromagnetischen Feldstärkeverteilung im gesamten Lösungsgebiet mit Methoden der linearen Algebra. Da die Feldgrößen des aktuell betrachteten Zeitpunktes jeweils aus den Ergebnissen des vorhergehenden Zeitpunktes ermittelt werden, entfallen jedoch aufwendige mathematische Operationen, wie z. B. die für implizite Verfahren charakteristischen Matrixinversionen.

Um die Stabilität des FDTD-Algorithmus zu gewährleisten, kann man mittels von-Neumann-Analyse ein Stabilitätskriterium ableiten [7, 12]. Daraus ergibt sich für einen stabilen Zeitschritt die Forderung

$$\Delta t \leq \frac{1}{v_{\text{ph}} \sqrt{\frac{1}{(\Delta x_{\text{min}})^2} + \frac{1}{(\Delta y_{\text{min}})^2} + \frac{1}{(\Delta z_{\text{min}})^2}}}. \quad (2.13)$$

v_{ph} bezeichnet die gemäß den Materialparametern auftretende maximale Phasengeschwindigkeit. Als räumliche Schrittweiten sind in Gl. (2.13) die jeweils kleinsten auftretenden Diskretisierungsschrittweiten anzusetzen.

Geometriedefinition und Simulationsbedingungen

Voraussetzung für die erfolgreiche Anwendung des FDTD-Verfahrens ist eine geeignete Beschreibung des konkret zu lösenden Feldproblems, sowohl anhand entsprechender Gitter- und Materialdefinitionen als auch durch die Wahl von Anregungsfunktionen und Randbedingungen.

Da stets das gesamte Lösungsgebiet diskretisiert werden muss, kommt den Randbedingungen die Bedeutung zu, einerseits ein definiertes Feldverhalten entlang der physikalischen Berandung des jeweiligen Lösungsgebiets vorzugeben und andererseits durch geeignete Symmetriebedingungen das eigentliche Feldproblem und damit den Berechnungsaufwand möglichst klein zu halten. Auch offene Feldgebiete können auf diesem Weg näherungsweise modelliert werden. Die wichtigsten Arten typischerweise verwendeter Randbedingungen sind [9]:

- **ideale Rand- oder Symmetriebedingungen:**

Perfekte elektrische Leiter (engl. *perfect electric conductor*, PEC) können durch eine „elektrische Wand“ beschrieben werden, an der sowohl die tangentialen elektrischen Feldkomponenten als auch die normalen magnetischen Feldkomponenten verschwinden ($E_t = 0$, $H_n = 0$). An einer „magnetischen Wand“ werden hingegen alle tangentialen magnetischen Feldkomponenten und alle normalen elektrischen Feldkomponenten zu Null gesetzt ($H_t = 0$, $E_n = 0$). Derartige Randbedingungen eignen sich besonders zur Modellierung von Feldsymmetrien.

- **absorbierende bzw. offene Randbedingungen:**

Offene Feldgebiete können simuliert werden, indem die an einer Berandung eintreffenden Wellen möglichst vollständig absorbiert werden. Dabei haben sich zwei Verfahren durchgesetzt. Lokale absorbierende Randbedingungen (engl. *absorbing boundary conditions*, ABC) nach Mur [14] unterdrücken durch Operatoren auf die Wellengleichung gezielt bestimmte Feldkomponenten, so dass je nach Ordnung des Verfahrens Wellenfronten aus verschiedenen Einfallrichtungen absorbiert werden.

Alternativ kann ein reflexionsfrei angepasstes Absorptionsmedium zur elektromagnetischen Dämpfung (engl. *perfectly matched layers*, PML) nach Berenger [15] modelliert werden. Zur Realisierung einer reflexionslosen und allmählichen Dämpfung wird ein konstanter Feldwellenwiderstand η_0 und für die Leitfähigkeit

$$\sigma(\rho) = \sigma_{\max} \left(\frac{\rho}{\delta} \right)^n \quad (2.14)$$

angesetzt, wobei δ die Dicke der PML, ρ der Abstand eines gedachten Punktes innerhalb der PML von der Materialgrenze, σ_{\max} die maximal auftretende Leitfähigkeit und n ein positiver ganzzahliger Wert ist. Die Implementierung von PML-Randbedingungen ist zwar aufwendiger aber auch effektiver als der ABC-Ansatz.

- **periodische Randbedingungen:**

Zur Modellierung von Anordnungen mit sich wiederholenden Teilstrukturen (Einheitszellen), wie z. B. von Antennen-*Arrays*, kann man periodische Randbedingungen einsetzen. Dabei sind gegenüberliegende Randflächen lediglich durch einen definierten Phasenunterschied gekennzeichnet. An den jeweils offenen Randflächen zweidimensionaler periodischer Strukturen bilden sich dabei sogenannte Floquet-Moden aus.

Neben den genannten Randbedingungen sind für Zeitbereichsverfahren auch die Anfangsbedingungen von zentraler Bedeutung. Als Anregungsfunktionen $a(t)$, und damit zur Modellierung der Feldquellen, können z. B. sinusförmige Signale, Rechteckimpulse oder spezielle Sprungfunktionen verwendet werden. In den meisten Fällen kommt jedoch ein Gaußimpuls als zeitliches Anregungssignal zur Anwendung, da diese Signalform im Gegensatz zu vielen anderen die Charakterisierung breiter Frequenzbereiche effektiv mit einem einzigen Simulationslauf ermöglicht:

$$a(t) = A e^{-\left(\frac{t-t_0}{t_w}\right)^2}. \quad (2.15)$$

Vorteilhaft dabei ist die kontinuierliche Änderung des Signalpegels. Die Maximalamplitude A tritt zum vorgegebenen Zeitpunkt t_0 auf. Durch die Zeitspanne t_w wird die Impulsbreite festgelegt, d. h. wann die Signalamplitude auf den Anteil $1/e$ abgeklungen ist.

Die punktweise Material- und Geometriedefinition in gitterbasierten Feldlösern erlaubt eine vergleichsweise einfache Implementierung nichtlinearer oder auch aniso-

troper Materialien. Dispersives Materialverhalten hingegen muss zur Berücksichtigung im FDTD-Algorithmus zunächst in geeigneter Weise im Zeitbereich beschrieben werden. Da die Gitterdefinition fein genug gewählt werden muss, um auch die kleinsten auftretenden geometrischen Strukturen und Wellenlängen angemessen zu modellieren, gehen gitterbasierte Verfahren oft mit einem höheren Berechnungsaufwand einher. Dieser Nachteil wird zum Teil durch adaptive Gitter kompensiert, welche eine lokale Verfeinerung ermöglichen, wenn sie erforderlich ist.

Vergleichbare Anforderungen an einen geeigneten Präprozessor stellt auch das FIT-Verfahren, welches sich vorrangig im mathematischen Ansatz von der FDTD-Technik unterscheidet, jedoch als weiteres gitterbasiertes Zeitbereichsverfahren eine ähnlich intuitive Handhabung ermöglicht. Die integrale Formulierung für jede einzelne Gitterzelle erlaubt dabei die Verwendung nichtorthogonaler Gitter, so dass z. B. mittels tetraederförmiger Gitterzellen auch andere als planare Strukturen vorteilhaft modelliert werden können. FIT bildet u. a. die Grundlage des kommerziellen Feldberechnungsprogramms CST *Microwave Studio* [16, 17], welches mit Blick auf Tab. 2.1 sowie aufgrund der zuletzt genannten Eigenschaften in dieser Arbeit zur Simulation aller Mikrowellenstrukturen eingesetzt wurde. Neben der FIT-Methode bietet CST *Microwave Studio*, wie die meisten modernen Softwarepakete, aber auch verschiedene Frequenzbereichslöser.

2.2 Entwurfsstrategien für Mikrowellenschaltungen

Der Entwurf von Mikrowellenschaltungen erfordert, wie die meisten technischen Entwurfsaufgaben, vier grundlegende Arbeitsschritte [18–21]:

1. Zunächst gilt es Entwurfsziele zu definieren, d. h. Funktionen und Parameter, die im Ergebnis des Entwurfs erreicht werden sollen.
2. Davon ausgehend müssen physikalische Wirkprinzipien und verfügbare technologische Verfahren bestimmt werden, die zur Realisierung der Entwurfsziele geeignet sind (Analyse des Problems).
3. Mittels entsprechender physikalischer Komponenten und elementarer Strukturen kann dann eine Synthese des Zielsystems erfolgen.
4. Durch Optimierung der verfügbaren Freiheitsgrade wird die entworfene Anordnung bestmöglich an die gewünschten Zielgrößen angepasst.

Im Zusammenspiel bzw. der Abfolge dieser Schritte sind je nach konkreter Problemstellung und verwendeter Strategie Abweichungen oder auch Wiederholungen möglich. Angesichts der speziellen Erfordernisse des Mikrowellenentwurfs kommt dabei jedoch als wichtigstes Werkzeug stets die numerische Feldberechnung zum Einsatz. Die praktische Ausgestaltung der darauf aufbauenden Entwurfsstrategien soll im Folgenden näher betrachtet werden.

2.2.1 Streuparameter-Entwurf

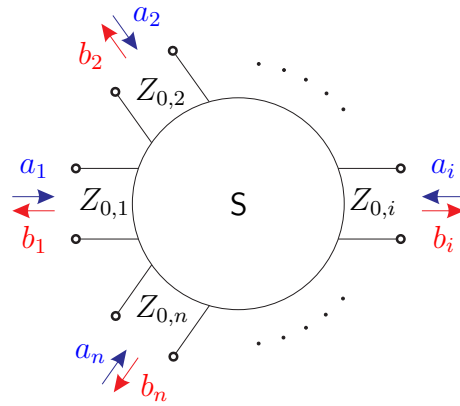
Die Charakterisierung von Mikrowellenschaltungen ist mittels zeitlich veränderlicher elektromagnetischer Feldgrößen detailliert und umfänglich möglich. Die dafür erforderliche Feldanalyse ist für die Mehrzahl der Anwendungen jedoch mit erheblichem technischem und zeitlichem Aufwand verbunden und für viele Aufgabenstellungen praktisch nicht notwendig, also oft als ineffizient einzustufen. Durch eine geeignete Modellierung im Frequenz- oder Zeitbereich kann der Entwurf in der Regel deutlich vereinfacht werden. Ein reiner Zeitbereichs-Entwurf eignet sich dabei aus methodischen Gründen zumeist nur für sehr begrenzte Anwendungsbereiche, bildet aber, wie z. B. im Abschnitt 4.3.2 dargestellt, mitunter eine sinnvolle Ergänzung für den praktisch bedeutsameren Entwurf im Frequenzbereich.

Mit Hilfe von Streuparametern können die elektromagnetischen Eigenschaften von linearen Mikrowellenbauelementen in einem definierten Frequenzbereich für die meisten Anwendungen ausreichend umfassend und zugleich anschaulich beschrieben werden. Dies gilt unabhängig davon, ob die Streuparameter analytisch ermittelt, durch Feldsimulation berechnet oder messtechnisch bestimmt wurden. Vergleichbar einer *Black Box* ist somit prinzipiell auch ohne Kenntnis der physikalischen Vorgänge im Inneren des Bauelements eine Modellierung des von außen beobachteten Verhaltens durch einen vergleichsweise einfachen funktionalen Zusammenhang möglich.

Ausgangspunkt bildet die Definition normierter Leistungswellen [22]:

$$a_i = \frac{U_{h,i}}{\sqrt{Z_{0,i}}}, \quad b_i = \frac{U_{r,i}}{\sqrt{Z_{0,i}}}, \quad (2.16)$$

wobei $U_{h,i}$ die hinlaufenden und $U_{r,i}$ die rücklaufenden Spannungswellen kennzeichnen, und dementsprechend durch a_i die einfallenden und durch b_i die auslaufenden Leistungswellen am Tor i mit der nicht-komplexen charakteristischen Impedanz $Z_{0,i}$ eines beliebigen Mehrtores entsprechend Abb. 2.2 beschrieben werden. Die Streu-

Abb. 2.2: Zur Definition der Streuparameter eines n -Tores

matrix S des Mehrtores stellt den Zusammenhang zwischen den Vektoren der einlaufenden Wellen \mathbf{a} und der auslaufenden Wellen \mathbf{b} her:

$$\mathbf{b} = S\mathbf{a}. \quad (2.17)$$

Dabei ergeben sich die einzelnen Elemente S_{ij} der Matrix, die Streuparameter, zu

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \forall k \neq j} = \left. \frac{U_{r,i} \sqrt{Z_{0,j}}}{U_{h,j} \sqrt{Z_{0,i}}} \right|_{U_{h,k}=0 \forall k \neq j}, \quad (2.18)$$

wovon sich unter Anderem das gängige Verfahren zur Streuparameter-Messung mittels eines Netzwerkanalysators ableitet [23].

Anhand der Streuparameter können Zielfunktionen für einen elektromagnetischen Entwurf insbesondere passiver Mikrowellenstrukturen sehr vorteilhaft definiert werden. Sogenannte X -Parameter, mit deren Hilfe sich auch nichtlineare aktive Komponenten auf vergleichbare Art modellieren und vermessen lassen, sind Gegenstand neuerer Entwicklungen [24].

2.2.2 Verfahren zur Parameteroptimierung

Ausgehend von der vorgegebenen Zielfunktion hat der Entwickler eines Mikrowellenmoduls in der Regel zwei Hauptaufgaben. Zum einen muss mittels konkreter Komponenten eine geeignete Schaltungsstruktur synthetisiert werden, zum anderen erfordert der effektive Entwurf die zielgerichtete Optimierung einzelner Parameter.

Da die Parameteroptimierung sehr oft auf Feldberechnungsverfahren zurückgreift, kommen hierfür zwei grundlegende Ansätze in Betracht:

- statistische Versuchsplanung,
- mathematische Optimierungsverfahren.

Zunächst kann durch gezielte Versuchsplanung mit einer überschaubaren Zahl von Feldsimulationen der verfügbare Parameterraum charakterisiert und auf einen näherungsweise optimalen Parametersatz reduziert werden. Dabei werden entsprechende Versuchspläne oft mit Methoden der Statistik aufgestellt (statistische Versuchsplanung, engl. *design of experiments*, DOE) [25, 26]. Mittels sogenannter *Screening-Pläne* wird der Parameterraum möglichst effizient abgerastert, um signifikante Parameter zu bestimmen. Typischerweise werden dafür Teilfaktorpläne (engl. *fractional factorial designs*) eingesetzt, d. h. statt eines vollständigen Versuchsplans (engl. *full factorial design*) werden gezielt nur bestimmte Parameterkombinationen analysiert, welche z. B. die Orthogonalitätsbedingung erfüllen. Populäre Ansätze dafür wurden von Plackett-Burman oder auch, speziell zur Qualitätssicherung bei der Produktentwicklung, von Taguchi beschrieben [25]. Um eine detaillierte Untersuchung und Optimierung der wesentlichen Parameter (bzw. Faktoren) vorzunehmen, eignen sich sogenannte *Response-Surface-Methoden* (RSM) nach Box-Wilson (zentral zusammengesetzte Pläne, engl. *central composite designs*, CCD) oder Box-Behnken [26]. Versagen diese klassischen Ansätze, weil z. B. Beschränkungen oder Abhängigkeiten zwischen den Parametern zu berücksichtigen sind, können auch sogenannte Gemischpläne (engl. *mixture designs*) zum Einsatz kommen. Mittels computergestützter Verfahren (CAD-Ansätze) werden die Versuchspläne anhand der jeweiligen Aufgabenstellung und eines statistischen Optimalitätskriteriums aufgestellt [27]. Verbreitet sind insbesondere D-optimale Versuchspläne, die eine Maximierung der Determinante der sogenannten Informationsmatrix, d. h. eines Gesamtmaßes zur Beschreibung des Informationsinhalts im betrachteten Parameterraum, anstreben. Computergestützte bzw. optimale Versuchspläne erfordern zwar die Festlegung auf einen Modellierungsansatz (z. B. quadratische Zielfunktionen), sind jedoch auch jenseits der klassischen Verfahren flexibel anwendbar.

Alternativ zur statistischen Versuchsplanung ist die Bestimmung optimaler Entwurfsparameter \mathbf{x}_{opt} mit Methoden der mathematischen Optimierung möglich [21]. Dafür kommen, wie bei der Lösung von Feldberechnungsproblemen, ganz überwiegend numerische Verfahren zur Anwendung. Allerdings besteht die Zielstellung hier

nicht in der Analyse partieller Differentialgleichungssysteme, sondern darin eine Zielfunktion $f(\mathbf{x})$ zu minimieren oder maximieren (skalare Optimierung). Typische Zielfunktionen für den Entwurf von Mikrowellenschaltungen können z. B. aus den Streuparametern abgeleitet werden. Für die Entwurfparameter \mathbf{x} sind oftmals auch Nebenbedingungen, insbesondere hinsichtlich der zulässigen Wertebereiche, zu berücksichtigen (beschränkte Optimierung).

Sind mehrere Zielfunktionen gleichzeitig zu optimieren, spricht man von multikriterieller oder Vektoroptimierung. Der dafür gängige Lösungsansatz basiert auf der Zusammenführung der verschiedenen Zielgrößen zu einer skalaren Zielfunktion unter Zuhilfenahme einer sinnvollen Gewichtung. Da einzelne Zielgrößen zueinander in Konflikt stehen können, erhält man im Ergebnis Pareto-optimale Lösungen, d. h. eine Menge optimaler Kompromisse.

Je nach Art der Zielfunktion existieren verschiedene Optimierungsansätze. Das bekannteste Verfahren zur effizienten Behandlung linearer Zielfunktionen (lineare Optimierung) ist der Simplex-Algorithmus [21]. Im p -dimensionalen Parameterraum wird dazu ein Simplex, d. h. ein Polyeder mit $p+1$ Ecken, betrachtet und jeweils die Zielfunktion in seinen Eckpunkten ausgewertet. Ausgehend von einer Startlösung sucht das Verfahren entlang der Kanten des Polyeders iterativ nach der Ecke mit dem bestmöglichen Zielfunktionswert, dem Optimum. Einen Spezialfall der linearen Optimierung, der oft bei wirtschaftlichen Planungsproblemen auftritt, bildet die ganzzahlige lineare Optimierung.

Bei technischen Problemstellungen dominieren jedoch nichtlineare Zielfunktionen. Als gängiger Modellierungsansatz für völlig unbekannte Zielfunktionen bewährt sich oft ein quadratisches Verhalten. Da besonders komplexe Parameterräume jedoch auch Zielfunktionen mit beliebig vielen verschiedenen Optima aufweisen können, haben sich in der nichtlinearen Optimierung zwei grundlegende Verfahrensansätze entwickelt. Während zielgerichtete Algorithmen möglichst effizient irgendein Optimum der Zielfunktion suchen (lokale Optimierung), eignen sich heuristische Methoden zur aufwändigeren, aber umfassenden Analyse des Parameterraums (globale Optimierung). Eine grobe Übersicht zu den gängigen Strategien und numerischen Verfahren der nichtlinearen Parameteroptimierung gibt Tab. 2.2.

<i>Ansatz</i>	statistische Versuchsplanung	zielgerichtete Optimierung	heuristische Verfahren
<i>typische Strategie</i>	D-optimaler Versuchsplan (CAD)	Quasi-Newton (variable Metrik)	evolutionäre Algorithmen (EA)
<i>weitere Verfahren</i>	Plackett-Burman, Taguchi (<i>Screening</i> -Pläne), <i>Central Composite</i> , Box-Behnken (<i>Response-Surface</i> - Methoden, RSM), Gemischplan, Optimalplan (CAD)	Intervallhalbierung, <i>Downhill</i> -Simplex (0. Ordnung), Gradientenverfahren (1. Ordnung), konjugierte Gradienten (CG), Newton-Raphson (2. Ordnung),	Tabu-Suche (TS), Monte-Carlo- Methoden (MC), simulierte Abküh- lung (SA), Schwarmoptimie- rung (PSO), künstliche neuro- nale Netze (KNN)
<i>Vorteile</i>	umfassende Parame- tercharakterisierung, einfache mathema- tische Umsetzung, anwenderseitig gut steuerbar	hohe Konvergenz- wahrscheinlichkeit, deterministisches Verhalten (iterativ), teils sehr robust und effizient	globale Opt. möglich, kaum mathematische Anforderungen, oft Naturanalogien, auch für komplexe Problemstellungen
<i>Nachteile</i>	eher langsame Konvergenz, Opt. erfordert Erfahrung, vorzugsweise für überschaubare Problemstellungen	nur lokale Opt., oft Gradienten- bestimmung nötig (kostenintensiv), Stabilitätsprob- leme bei hohen Konvergenzraten	grundsätzlich keine Konvergenz erforderlich, teils stochastisches Verhalten, ohne Erfahrungswerte oft ineffizient
<i>Einsatz- bereich</i>	effiziente System- charakterisierung	einfache Systeme effizient optimieren	Optimierung eher komplexer Systeme

Tab. 2.2: Übersicht zu Strategien der nichtlinearen Parameteroptimierung für Mikrowellenmodule

Zielgerichtete iterative Verfahren für die lokale Optimierung

Mit numerischen Iterationsverfahren kann eine zielgerichtete Optimierung mathematisch geeigneter Zielfunktionen vorgenommen werden [21]. Da der Parameterraum nach vorgegebenen Regeln in der Umgebung eines Startpunktes Schritt für Schritt abgesucht wird, streben diese Verfahren mehr oder weniger schnell auf ein lokales Optimum zu. Je nach Ordnung des Verfahrens müssen dafür teilweise 1. oder 2. Ableitungen der Zielfunktion bestimmt werden. Derartige Strategien eignen sich besonders für die effiziente Optimierung einfach strukturierter Parameterräume.

Ausgangspunkt vieler Methoden bildet das Newton-Raphson-Verfahren zur Bestimmung von Nullstellen einer stetig differenzierbaren Funktion $a(x)$ anhand der Iterationsvorschrift

$$x_{n+1} = x_n - \frac{a(x_n)}{a'(x_n)}, \quad (2.19)$$

d. h. mittels einer zielgerichteten Verschiebung der zugehörigen Tangente (Taylor-Approximation). Entspricht $a(x)$ dem Gradienten der Zielfunktion $f(x)$, führt die entsprechende Nullstellenbestimmung zur Optimierung der Zielfunktion. Hierfür ist eine Berechnung der Hesse-Matrix (aller 2. Ableitungen) erforderlich, und das resultierende Verfahren 2. Ordnung konvergiert bestenfalls quadratisch, ist jedoch wenig robust.

Quasi-Newton-Verfahren vermeiden die oftmals kostspielige Berechnung der Hesse-Matrix mit Hilfe geeigneter Approximationen und Informationen aus vorangegangenen Iterationen. Beim Gauß-Newton-Verfahren wird die Zielfunktion als Summe von Fehlerquadraten betrachtet und allein mit Hilfe der Jacobi-Matrix (d. h. mittels 1. Ableitungen) minimiert. Da auch hier Stabilitätsprobleme auftreten, wird dieses Verfahren meist durch den Levenberg-Marquardt-Algorithmus regularisiert und damit deutlich robuster. Ein anderer Ansatz ergibt sich bei Approximation der Ableitung in Gl. (2.19) durch einen Differenzenquotienten und führt zum Sekantenverfahren. Weitere bekannte Verfahren zur Approximation der Hesse-Matrix sind die Algorithmen von Davidon-Fletcher-Powell (DFP) oder Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno (BFGS). Die Quasi-Newton-Verfahren variabler Metrik erreichen zumindest superlineare Konvergenz, sind also vergleichsweise effizient.

Neben den Newton-ähnlichen Methoden existieren sogenannte Gradientenverfahren, bei denen die Optimierung z. B. in Richtung des negativen Gradienten der Zielfunktion, d. h. entlang des steilsten Abstiegs erfolgt. Die nur mäßige Konvergenzgeschwindigkeit dieses Ansatzes kann durch das Verfahren der konjugierten Gradienten

(engl. *conjugate gradients*, CG) deutlich verbessert werden [28]. Bei diesem Verfahren 2. Ordnung wird die zur vorherigen Iteration jeweils konjugierte Suchrichtung weiter verfolgt. Die Hesse-Matrix muss jedoch entsprechend konditioniert sein bzw. wiederum mit geeigneten Verfahren approximiert werden (z. B. Fletcher-Reeves oder Polak-Ribiere).

Sollte auch die Bestimmung des Gradienten zu kostspielig sein, kann z. B. ein Intervallhalbierungsverfahren (Bisektion) zum Einsatz kommen. Eine Kombination mit dem Sekantenverfahren führt zur Regula Falsi, einer Methode des linearen Eingabelns. Beim *Downhill*-Simplex-Verfahren nach Nelder und Mead wird dagegen, wie bei der linearen Optimierung, ein Simplex betrachtet, dessen Eckpunkten Zielfunktionswerte zugeordnet werden können [29]. Indem der jeweils schlechteste Punkt iterativ ersetzt wird, findet eine Deformation des Simplex in Richtung des Optimums (d. h. abwärts, engl. *downhill*) statt. Diese Verfahren 0. Ordnung konvergieren langsam, meist linear, sind jedoch robust.

Heuristische Verfahren zur globalen Optimierung

Heuristische Verfahren basieren auf Erfahrungen und Mutmaßungen, aus denen im Verlauf eines Entdeckungsprozesses systembezogene Schlussfolgerungen abgeleitet werden. Die zielgerichtete Suche wird dabei meist durch einen stochastischen Anteil ergänzt, um eine globale Optimierung zu ermöglichen. Wird der Gradient als Ordnungsprinzip durch eine Zufallsgröße ersetzt, müssen jedoch lokal auch Verschlechterungen der Zielfunktion akzeptiert werden. Dadurch entziehen sich heuristische Verfahren weitgehend der mathematischen Beschreibung und konvergieren nicht zwangsläufig zu einem Optimum, bzw. konvergieren meist deutlich langsamer als zielgerichtete Verfahren. Andererseits können auf diesem Weg insbesondere komplex strukturierte Parameterräume analysiert werden, sofern für das verwendete Verfahren ausreichende Erfahrungswerte vorliegen.

Lässt man ein zielgerichtetes Verfahren, z. B. einen einfachen Bergsteigeralgorithmus (engl. *hill climbing*), von verschiedenen Punkten starten, kann mit gewisser Wahrscheinlichkeit ein globales Optimum bestimmt werden. Bei der Tabu-Suche (TS) wird, ausgehend vom Verlaufsspeicher, durch ein zusätzliches Gedächtnis, die sogenannte Tabu-Liste, ein frühzeitiges Festlaufen in lokalen Minima vermieden und der Optimierungsverlauf somit strategisch diversifiziert [30]. Die meisten heuristischen Ansätze basieren jedoch auf einer Zufallssuche, z. B. anhand der Monte-Carlo-

Methode (MC). Der Suchvektor bewegt sich dabei zufallsgetrieben durch den Parameterraum in Richtung eines energetischen Optimums. Mit einer gewissen, z. B. durch die physikalische Temperatur bestimmten Wahrscheinlichkeit werden dabei auch Verschlechterungen zugelassen, so dass der Suchvektor in der Lage ist lokale Minima wieder zu verlassen (Metropolisalgorithmus [31]).

Viele Strategien orientieren sich an Vorbildern der Natur. Bei der simulierten Abkühlung (engl. *simulated annealing*, SA) wird der physikalische Prozess der Abkühlung und Kristallisation von Flüssigkeiten nachgebildet [32, 33]. Indem man Schrittweite und Temperatur durch geeignete Funktionen sukzessive reduziert, kann eine zielgerichtete Optimierung sichergestellt werden. Die erreichte Effizienz wird entscheidend durch die Wahl dieser Funktionen beeinflusst und ist insofern erfahrungsabhängig. Abwandlungen der simulierten Abkühlung bieten z. B. der Simulated Annealing Algorithmus (engl. *great deluge algorithm*, GD) oder das Verfahren der Schwellenakzeptanz (engl. *threshold accepting*, TA).

Für die bedeutende Gruppe der evolutionären Algorithmen (EA) dient der biologische Evolutionsprozess als Vorbild [21]. Betrachtet wird eine zufällige Population von Individuen, die miteinander in Konkurrenz stehen und anhand ihrer Fitness (Ziel- bzw. Kostenfunktion) bewertet werden. Durch geeignete Selektions-, Rekombinations- und Mutationsoperatoren kann die Fitness über mehrere Generationen hinweg optimiert werden. Man unterscheidet Evolutionsstrategien (ES), evolutionäre Programme (EP), genetische Algorithmen (GA) und genetische Programme (GP). Diese Verfahren unterscheiden sich in der Auslegung und algorithmischen Umsetzung ihrer Einzelindividuen, wobei die genetischen Varianten eine Implementierung als Genom vornehmen, aber auch in der jeweiligen Definition ihrer Operatoren, insbesondere der Selektions- und Rekombinationsmechanismen. Durch Mutationsparameter wird der stochastische Anteil des Verfahrens gesteuert und damit eine globale Optimierung ermöglicht. Die Effizienz der Methoden ist neben diesen Verfahrensparametern auch von der Populationsgröße abhängig.

Zusätzlich zur parallelisierten Suche durch mehrere Individuen (bzw. Agenten) machen sich schwarmintelligente Verfahren das kumulative Wissen zu Nutze, welches sich im Verlauf eines Optimierungsprozesses in der Gesamtpopulation herausbildet. Bei einer Schwarmoptimierung (engl. *particle swarm optimization*, PSO) dienen z. B. Tiervölker, die einen Lebensraum erkunden, als Vorbild [34]. Jedem Individuum ist ein Geschwindigkeitsvektor zugeordnet, der sich sowohl aus dem individuell angestrebten Ziel als auch dem Schwarmziel bestimmt. Einen ähnlichen Ansatz verfolgen

die sogenannten Ameisenalgorithmen (engl. *ant colony optimization*, ACO). Aber auch in künstlichen neuronalen Netzen (KNN) wird als Grundlage für die optimale Entscheidung ein Lernvorgang modelliert. Das gewünschte Resultat ergibt sich analog einem menschlichen Gehirn erst aus dem Zusammenspiel vieler verschiedener Neuronen, wobei die Hauptaufgabe während der Lernphase darin besteht den jeweiligen Einfluss (Gewichtsfunktion) der zu Beginn untrainierten Neuronen zu optimieren [21].

Je nach Komplexität der für Individuen, Neuronen oder sonstige Agenten verwendeten Modelle führt die Parallelisierung des Optimierungsprozesses zu einem hohen Implementierungs- und Berechnungsaufwand und somit, angesichts der nur mäßigen Konvergenzgeschwindigkeiten, zu wenig effizienten Verfahren. Heuristische Methoden eignen sich daher vorrangig für große Parameterräume, über die kaum Informationen vorliegen und in denen alternative Optimierungsstrategien versagen. In allen anderen Fällen sind zielgerichtete Verfahren vorzuziehen.

2.2.3 Netzwerkorientierte Schaltungssynthese

Parallel zur Optimierung des Zielsystems und der dafür nötigen Komponenten erfordert der Entwurf von Mikrowellenmodulen auch eine Synthese der jeweils geeigneten Schaltungsstrukturen. Für die Netzwerksynthese im Mikrowellenbereich ist, anders als bei niederfrequenten elektrischen Schaltungen, eine Beschreibung lediglich durch Strom- und Spannungskenngrößen sowie integrale Parameter meist nicht ausreichend.

Die Erfassung der elektromagnetischen Feldverhältnisse eines solchen Netzwerkes kann unmittelbar im Rahmen einer numerischen Feldberechnung, wie z. B. bei der TLM-Methode, erfolgen. Da hierbei schnell eine große Anzahl rechenintensiver Gitterpunkte (TLM-Zellen) erforderlich werden kann, ist diese Herangehensweise für komplexe Schaltungsstrukturen meist nicht effizient. Ein weiteres Verfahren zur Synthese und Optimierung geometrisch einfacher Schaltungsstrukturen, wie z. B. Leitungsfiler, basiert auf dem messtechnischen Prinzip der Zeitbereichsreflektometrie (engl. *time-domain reflectometry*, TDR) [35,36]. Voraussetzung sind Netzwerkstrukturen, die eine Zuordnung der zeitlichen Signalaufösung zur räumlichen Struktur erlauben. Eine Übersicht derartiger Zeitbereichsansätze, aber auch weiterer *Mode-Matching*-Techniken zur direkten Kopplung von Feldlöser und Schaltungssimulator gibt [20].

Sogenannte *Space-Mapping*-Ansätze (SM) zur Netzwerksynthese vorwiegend im Frequenzbereich basieren hingegen auf einer vereinfachenden, aber kosteneffizienten Näherung des rechenintensiven physikalischen Modells (d. h. zumeist der Feldlösung). Dabei kommen typischerweise Netzwerkparameter (Streuparameter, Kettenparameter) für die Charakterisierung der Einzelkomponenten und der Gesamtschaltung zum Einsatz. Als Einzelkomponenten werden im Gegensatz zu niederfrequenten Schaltungsanordnungen sowohl konzentrierte Mikrowellenbauelemente (diskret/integriert, passiv/aktiv), als auch kontinuierliche Leitungsstrukturen und -übergänge betrachtet. Grundlegende Leitungstypen für planare Mikrowellenschaltungen sind z. B. [37] zu entnehmen. Sie werden vorzugsweise durch ihre charakteristische Impedanz Z_0 beschrieben, da ihnen innerhalb des Netzwerks erheblich mehr Bedeutung als einem reinen Verbindungselement zukommt.

SM-Verfahren auf der Basis von Netzwerkparametern ermöglichen einen ausgezeichneten Kompromiss zwischen Modellierungsgenauigkeit und Ressourceneffizienz und stellen damit den wichtigsten Syntheseansatz im Bereich der Mikrowellenschaltungstechnik dar. Sie bilden u. a. die Grundlage des kommerziellen Schaltungssimulators *Advanced Design System* (ADS) [10, 38], welcher auch im Rahmen dieser Arbeit verwendet wurde. In neueren SM-Ansätzen kommen darüber hinaus wissenschaftsbasierte Entwurfsregeln (*Fuzzy-Logic*-Systeme) sowie künstliche neuronale Netze (KNN) zur Modellierung, Synthese und Optimierung von Mikrowellenschaltungen zur Anwendung.

2.3 Aufbau- und Verbindungstechnologien

Entsprechend den technischen Entwicklungen des vergangenen Jahrhunderts konnten sich verschiedene Technologien für den Aufbau und die Verbindungstechnik von Mikrowellenmodulen etablieren, welche im Weiteren anhand einiger ihrer Vor- und Nachteile verglichen werden. Im Anschluss daran folgt eine Einführung zu den für diese Arbeit wesentlichen keramischen Mehrlagentechnologien.

2.3.1 Technologien für Mikrowellenmodule

Die Anfänge der Mikrowellentechnik wurden vor allem durch die Hohlleitertechnologie geprägt [37]. Im Zusammenhang mit der Entwicklung der Radartechnik entstand die Notwendigkeit, elektromagnetische Wellen hoher Frequenzen auch jenseits

des Radiowellenspektrums zu verarbeiten und räumlich zu verteilen. Dafür erwiesen sich Wellenleiter in Form einfacher Metallrohre aus Kupfer, Messing oder Aluminium als geeignetes Mittel. Während in Koaxialleitungsanordnungen oft Kunststoffe wie Polyethylen (PE) als Dielektrika zur Führung transversaler elektromagnetischer Wellen (TEM-Mode) Anwendung finden, breiten sich in luftgefüllten Rechteck- oder Rundhohlleitern definierte Hohlleitermoden aus, die auch für Frequenzbänder im Gigahertzbereich eine verlustarme Übertragung ermöglichen.

Aus einzelnen Hohlleiterstrukturen, welche untereinander verschraubt werden, in Kombination mit konzentrierten Mikrowellenbauelementen lassen sich entsprechende Schaltungsanordnungen realisieren. Als Verbindungstechnik bei Koaxialleitungsstrukturen kommt zur Minimierung des Übergangswiderstandes dagegen eine Vielzahl spezieller Steckverbinder mit zumeist silber- oder goldbeschichteten Kontaktflächen zum Einsatz. Konventionelle Mikrowellenschaltungen sind in der Regel robust und auch zur Übertragung hoher Leistungen geeignet. Da Hohlleitersysteme trotz Skalierung auch bei hohen Frequenzen vergleichsweise große Strukturabmessungen und Bauvolumina aufweisen, sind der Komplexität konventioneller Mikrowellenschaltungen jedoch praktisch oft Grenzen gesetzt.

Mit der Erweiterung planarer Schaltungstechnologien hin zu höheren Frequenzen entwickelte sich die integrierte Mikrowellenschaltungstechnik [37]. An die Stelle des konventionellen Wellenleiters treten dabei verschiedene Typen von Streifenleitungen. In monolithischen Mikrowellenschaltkreisen (engl. *monolithic microwave integrated circuit*, MMIC) werden sämtliche passiven und aktiven Bauelemente auf einem gemeinsamen Halbleitersubstrat integriert (Ein-Chip-System, engl. *system on chip*, SOC). Damit lassen sich hochkomplexe Module geringer Baugröße (bzgl. Volumen V , Masse m) realisieren. Für besonders strahlungsfeste Komponenten kann z. B. Silizium auf Saphir (d. h. hochreines, einkristallines Al_2O_3) als Trägermaterial zum Einsatz kommen (engl. *silicon on sapphire*, SOS). Dank minimaler Strukturabmessungen sind nicht nur hohe Integrationsdichten sondern auch Frequenzen im Millimeterwellen- oder Terahertzbereich möglich. Als nachteilig erweisen sich jedoch die hohen Investitions- und Entwicklungskosten für Halbleitertechnologien, so dass der Entwurf und die Fertigung von MMICs in der Regel nur in Großserien wirklich rentabel ist.

Neben der monolithischen Integration von Mikrowellenmodulen entwickelte sich die sogenannte Hybridintegration auf Basis von Leiterplattentechnologien. Kerngedanke der Hybridtechnik ist die Kombination und Integration diskreter sowie integrier-

ter Baugruppen auf einem gemeinsamen Schaltungsträger. Als konzentrierte Komponenten können einfache oberflächenmontierte Bauelemente (engl. *surface-mount devices*, SMD), aber auch MMICs Anwendung finden. Die Kontaktierung von ICs (engl. *interconnects*) erfolgt oft über Bondverbindungen, d. h. mittels Wärmezufuhr bzw. Druck (meist Ultraschall) hergestellte Runddraht- oder Bändchenbrücken. Besonders bei Multi-Chip-Modulen (MCM) oder vergleichbaren *System-in-Package*-Anordnungen (SIP) mit zahlreichen internen IC-Anschlüssen sind Löt- oder Klebeverbindungen mittels sogenannter Kontaktierhügel (engl. *bumps*) und entsprechender Kontaktflächen in Gitterrasteranordnung (engl. *ball grid array*, BGA, bzw. *land grid array*, LGA), oft auch als Wende-Montage (engl. *flip chip*), üblich. Vorteilhaft ist die hohe Flexibilität dieses Ansatzes, die nicht nur in kompakten sondern auch vergleichsweise kostengünstigen Mikrowellenmodulen resultiert [1, 39].

Als Träger für mehrlagige Hybridschaltungsstrukturen eignen sich sowohl Kunststofflaminate, d. h. miteinander verklebte Leiterplatten aus Teflon (Polytetrafluorethylen, PTFE) oder aus herkömmlichen kupferkaschierten Faserverbundkunststoffen (z. B. FR-4, Materialtypenbezeichnung für engl. *flame retardant*), als auch gebrannte Module auf Basis von Aluminiumoxidkeramik und gegebenenfalls Glas [2, 3]. Die Einzellagen keramischer Schaltungsträger werden bei Temperaturen zwischen 1600 und 1800 °C (Hochtemperatur-Einbrandkeramiken, engl. *high temperature co-fired ceramics*, HTCC) bzw. bei 800 bis 900 °C (Niedertemperatur-Einbrandkeramiken, engl. *low temperature co-fired ceramics*, LTCC) gesintert. Für die Oberflächenstrukturierung kommt zusätzlich zur Fotolithographie und zu Verfahren der Dünnschichttechnik (chemische/physikalische Gasphasenabscheidung, Galvanik), wie sie allgemein bei integrierten Schaltungen z. B. zur Goldbeschichtung üblich sind, insbesondere bei Keramikmodulen die Dickschichttechnik zum Einsatz. Im Siebdruckverfahren können nicht nur verteilte Streifenleitungsstrukturen und vertikale Via-Übergänge (Durchkontaktierungen), meist auf Basis von Silber- oder Goldpasten (LTCC) bzw. schlechter leitfähigem Wolfram und Molybdän (HTCC), sondern auch konzentrierte Elemente, wie z. B. Dickschichtwiderstände, realisiert werden. Angesichts der im Vergleich zu monolithischen Systemen tendenziell größeren Strukturabmessungen eignen sich Techniken der Hybridintegration nur bedingt für einen Einsatz bei Frequenzen jenseits des Zentimeterwellenspektrums und stoßen oberhalb von 50 oder gar 100 GHz an ihre technologischen Grenzen. Allen integrierten Technologien gemeinsam sind auch höhere Leitungsverluste und ein schlechteres Isolationsverhalten als in konventionellen Mikrowellenschaltungen [40].

<i>Technik</i>	konventionelle/ Hohlleitertechnik (diskret)	planare Mehrlagentechnologien (integriert)	
		Träger/hybrid	monolithisch
<i>typischer Aufbau</i>	Rechteckhohlleiter, elliptische Hohlleiter, Rundhohlleiter, Koaxialleitungen	Leiterplatten (Lamine), HTCC/LTCC (gebrannte Module)	monolithische Mikro- wellenschaltkreise (MMIC)
<i>dielektr. Substrate</i>	Luft (bzw. Vakuum), ggf. PE/PTFE	org. Kunststoffe (FR-4, PTFE), Keramiken	Halbleiter (Si, SiGe, InP, GaAs, GaN), Saphir (für SOS)
<i>Verbin- dungs- elemente</i>	metallische Koaxial-/ Hohlwellenleiter (Al, Cu, Messing), meist verschraubt, ggf. Steckverbinder (oft Sn-, Ag-, Au- Beschichtung)	Streifenleitungen (Cu, W/Mo, Ag/Au, meist Dickschicht), Vias, SMD (gelötet), LGA/BGA (für Flip-Chip/MCM), Bondverbindungen (Draht, Bändchen)	Streifenleitungen (dotierte Halb- leiterstrukturen, Au/Dünnschicht), Vias (Durch- kontaktierungen)
<i>Vorteile</i>	auch für sehr hohe Frequenzbänder, geringe Verluste, hohe Isolation, ggf. hohe Leistungen	Integrationsgrad und Flexibilität hoch (V, m günstig), moderate Stück-/ Investitionskosten	auch Frequenzen > 100 GHz möglich, Integrationsgrad/ Komplexität hoch (V, m sehr klein)
<i>Nachteile</i>	Miniaturisierbarkeit/ Komplexität gering (V, m hoch), hohe Stückkosten	nur für Frequenzen < 100 GHz, höhere Verluste, mäßige Isolation	mäßige Verluste, schlechte Isolation, hohe Investitions- kosten (nur Serien)
<i>Einsatz- bereich</i>	robuste Systeme, Spezialanwendungen	flexible Module, meist Kleinserien	sehr kompakte ICs, für Großserien

Tab. 2.3: Übersicht zu wichtigen Aufbau- und Verbindungstechnologien für Mikrowellenmodule

Einen Überblick der wichtigsten Aufbau- und Verbindungstechniken für Mikrowellenmodule sowie ihrer Vor- und Nachteile gibt Tab. 2.3. Besonders für den Entwurf von Prototypen und Kleinserien ist die Hybridintegration heute in vielen Anwendungsbereichen am weitesten verbreitet, da sie einen guten Kompromiss zwischen hoher Integrationsfähigkeit auf der einen und moderaten Gesamtkosten auf der anderen Seite ermöglicht. Zur Realisierung massenproduktionstauglicher Module besonders kompakter Bauform, z. B. für *Automotive*- oder Mobilfunkeinheiten, aber auch für höhere Frequenzbereiche (Terahertzmesstechnik) ist der Übergang auf vollständig monolithische Schaltungen erforderlich. Konventionelle Hohlleitersysteme sind nunmehr Spezialanwendungen mit hohen Anforderungen an die Übertragungsleistung oder anspruchsvollen Umgebungsbedingungen (z. B. hinsichtlich Strahlungsfestigkeit), wie sie in Modulen der Radarmesstechnik oder insbesondere Luft- und Raumfahrtsystemen mitunter auftreten, vorbehalten. Unter den Hybridtechniken gewinnt insbesondere die LTCC-Technologie zusehends an Bedeutung, da sie sich im Vergleich zu anderen Keramiktechnologien (vor allem HTCC) durch eine einfachere, kostengünstigere Prozessierung sowie günstige Hochfrequenzeigenschaften auszeichnet und im Gegensatz zu herkömmlichen Kunststofflaminate (Leiterplattentechnologien) eine hohe Lagenanzahl und damit sehr flexible, ausgeprägt dreidimensionale Schaltungsanordnungen erlaubt [1, 3].

2.3.2 LTCC-Technologie

Ausgangspunkt des LTCC-Fertigungsprozesses sind gegossene, flexible Glaskeramikfolien, sogenannte „grüne“ Folien (engl. *green tapes*), deren Hauptbestandteil Glas- und Keramikpulver ist [19]. Für eine gleichmäßig feine Verteilung der Materialkomponenten in der Gießmasse werden organische Lösungsmittel und Dispergiermittel zugesetzt; durch organische Binder und Plastifikatoren erhält der Schlicker die zur weiteren Bearbeitung der Folien erforderliche Konsistenz. Mit dem Glasanteil und zusätzlichen Weichmachern kann die Erweichung der Folien gesteuert werden. Die Additive werden im späteren Brennprozess nahezu rückstandslos entfernt, so dass eine gesinterte, spröde Glaskeramik bleibt, deren Schrumpfung maßgeblich durch die Partikeldichte der Ausgangsmaterialien beeinflusst wird. Einen umfangreichen Überblick zu Herstellern, verwendeten Ausgangsmaterialien sowie deren typischen Eigenschaften geben z. B. [3, 41].

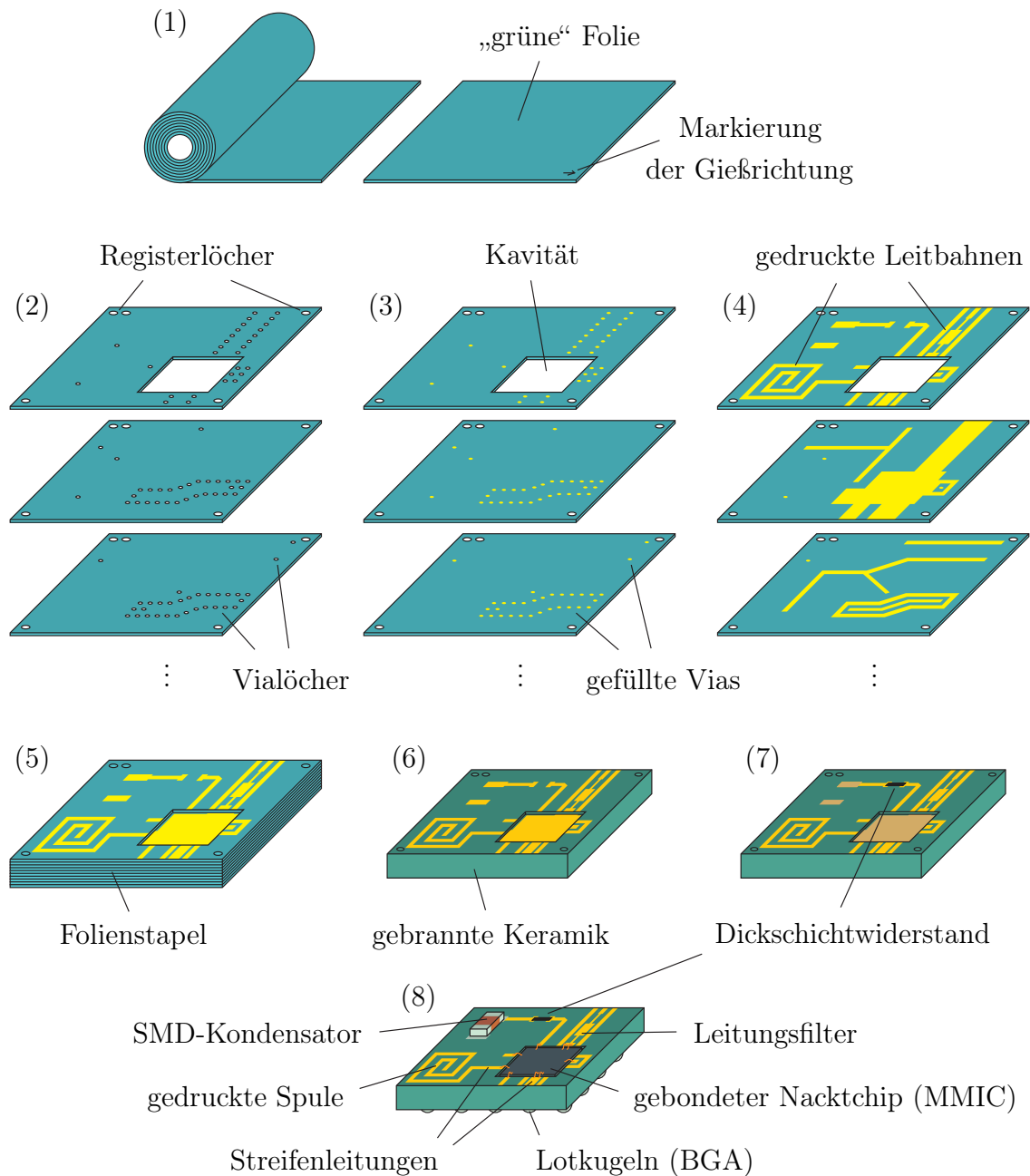


Abb. 2.3: LTCC-Fertigungsprozess anhand einer exemplarischen Schaltung [19, 42]: (1) Vorbereiten der Folien, (2) Stanzen/Schneiden von Vias und Kavitäten, (3) Füllen der Vias, (4) Drucken von Leitbahnen, (5) Stapeln und Laminieren der Folien, (6) Ausbrennen und Sintern, (7) Nachbrennen der Module, (8) Postprozess zur Hybridintegration.

Die wesentlichen Bearbeitungsschritte bis zum einsatzbereiten LTCC-Modul werden nachfolgend anhand Abb. 2.3 erläutert [42, 43]:

(1) Vorbereiten der Folien:

Die Glaskeramikfolien, meist auf einer Trägerfolie, werden als Rolle oder bereits vorkonfektioniert vom Hersteller geliefert. Im Laborbetrieb sind Blattabmessungen von 85 mm × 85 mm üblich. Beim Zuschneiden wird jeweils die Gießrichtung markiert, um eine Berücksichtigung der anisotropen Material-schrumpfung zu ermöglichen. Zur besseren Steuerung des späteren Schrumpfungsverhaltens können die Folien bei 120 °C für einige Minuten in einem Trockenofen vorbehandelt werden (Tempern).

(2) Stanzen/Schneiden von Vias und Kavitäten:

Mit Hilfe programmierbarer Stanzen bringt man Löcher in die Einzelfolien ein. Dabei werden einerseits Registerlöcher in den Ecken jeder Folie vorgesehen, die später als Stapel- und Justierhilfe dienen, andererseits können Vialöcher zur Realisierung von Durchkontaktierungen, thermischen Vias oder sonstigen vertikalen Übergängen gestanzt werden. Für Stanzstifte sind zumeist runde Querschnitte im Bereich von 100 µm bis 1 mm Durchmesser üblich. Registerlöcher werden mit mindestens 2.5 mm Durchmesser gestanzt.

Darüber hinaus können jedoch auch größere Aussparungen (Kavitäten), z. B. zur Realisierung vergrabener Komponenten oder Hohlräume, hergestellt werden. Diese werden mittels eines programmierbaren Laserwerkzeugs geschnitten.

(3) Füllen der Vias:

Die Vias werden zur Herstellung von Durchkontaktierungen im Siebdruckverfahren, im Schablonendruckverfahren oder mittels spezieller Viafüllmaschinen mit Metallpaste gefüllt. Eine dazu erforderliche Füllmaske kann beim Stanzen der Vias mit erzeugt oder separat zugeschnitten bzw. geätzt werden. Die Leitpaste wird dann entsprechend der Via-Füllmaske in die Folie gedruckt. Im Anschluss an den Füllprozess lässt man die Folien bei 80 bis 120 °C für ca. 10 min trocknen.

(4) Drucken von Leitbahnen:

Beim Siebdruck wird die Leitpaste mit einem Gummirakel durch ein feinmaschiges Sieb auf die Glaskeramikfolien gedrückt. Zur exakten Justierung der

Folien werden diese zunächst anhand ihrer Registerlöcher mit Positionierstiften auf einem Drucktisch arretiert. Durch spezielle Schablonen (hochauflösende Siebdruckmasken für *Fine-Line-Druck*), die in einem fotolithografischen Prozess entwickelt und als Emulsion auf das Sieb aufgebracht werden, können entsprechende Leitbahnstrukturen auf der Folienoberfläche realisiert werden. Die Art des Siebs und seiner Beschichtung ist abhängig von den zu druckenden Strukturbreiten und Schichtdicken. Auch hier schließt sich eine kurze Lufttrocknung (80 bis 120 °C, max. 10 min) an.

(5) Stapeln und Laminieren der Folien:

Die strukturierten und visuell geprüften Einzelfolien werden nun mit Hilfe von Stapelstiften mechanisch übereinander geschichtet, optisch deckungsgenau ausgerichtet und anschließend laminiert. Zum Ausgleich von Folienanisotropien infolge des Gießprozesses werden die einzelnen Lagen jeweils um 90° gegeneinander verdreht und typischerweise nur Folienstapel gerader Lagenanzahl aus dem selben Los eingesetzt. Durch das Laminieren wird unter Druck- und Wärmezufuhr (typisch: 210 bar, 70 °C, ca. 10 min) ein Erweichen des Binders erreicht und damit eine erste Klebeverbindung zwischen den einzelnen Folien hergestellt. Man unterscheidet uniaxiale und isostatische Laminationsverfahren, die auch separat nacheinander angewendet werden können.

Beim uniaxialen Laminieren wird der Folienstapel zwischen zwei beheizten Druckstempeln, unter Einsatz zusätzlicher Druckausgleichsmaßnahmen (z. B. spezieller Folien), vertikal zusammengepresst und fixiert. Durch isostatisches Laminieren des vakuumverschweißten Schaltungsträgers im heißen Wasserbad wird hingegen eine allseitig gleichmäßige Druckbelastung gewährleistet. Zur Sicherstellung der Laminierbarkeit, d. h. um ein Ablösen der Folien zu vermeiden, sollte beim Entwurf auf eine ausgewogene Verteilung der Leitbahnmetallisierung geachtet werden und der Metallisierungsgrad je Folie, z. B. durch den Einsatz von Gittermasse, 50 % nicht überschreiten.

(6) Ausbrennen und Sintern:

Der laminierte Folienstapel wird in einem Muffelofen zur Keramik gebrannt. Dabei wird der Temperaturverlauf über die gesamte Brenndauer von mehreren Stunden anhand eines vom Hersteller empfohlenen Sinterprofils gesteuert. Typische Brennprofile weisen zunächst einen allmählichen Temperaturanstieg (je nach Materialsystem 2 bis 12 K/min) mit einer oder auch mehr Plateau-

zeiten im Bereich von 350 bis 400 °C (jeweils 1 bis 2 h) auf, wo die organischen Bestandteile (Lösungsmittel, Binder) vollständig ausgebrannt werden. Danach folgt das zunehmende Erweichen der Glasphase und der eigentliche Sinterprozess bei Spitzentemperaturen um 850 °C (Plateauzeit: 10 bis 20 min). Durch Verdichtung und sich zusätzlich ausbildende chemische Verbindungen des körnigen Ausgangsmaterials (Keramikpulver) kommt es beim Sintern zur Strukturumformung und Verfestigung des Keramikkörpers. Gleichzeitig werden auch die metallischen Leitbahnstrukturen eingebrannt (engl. *co-firing*). Neben den endgültigen elektrischen Eigenschaften des keramischen Schaltungsverträgers wird durch den Sinterprozess auch eine Schrumpfung des Moduls in lateraler und vertikaler Richtung hervorgerufen. Die mittlere freie Schrumpfung liegt je nach Ausgangsmaterial und Los meist im Bereich von 10 bis 20 % und ist von zahlreichen technologischen Faktoren abhängig. Durch eine der mittleren Schrumpfung entsprechende Vorverzerrung (Skalierung) des Entwurfs müssen diese Auswirkungen kompensiert werden.

(7) Nachbrennen der Module:

Zur Realisierung spezieller Beschichtungen auf der Oberfläche eines Moduls kann der Brennvorgang nach erneutem Strukturierungsprozess wiederholt werden (engl. *post-firing*). Üblich ist z. B. das Überdrucken von Leitbahnen zur Herstellung lötlbarer Kontakte (AgPd auf Au). Darüber hinaus können Dickschichtwiderstände aus entsprechenden Widerstandspasten gedruckt werden. Der Feinabgleich des Widerstandswertes erfolgt dann mittels Laserschnitt (Trimmen). Neben der Dickschichttechnik können zum Aufbringen besonderer Oberflächenbeschichtungen auch Verfahren der Dünnschichttechnik Anwendung finden.

(8) Postprozess zur Hybridintegration:

Nach dem Strukturieren und Brennen der Module können zur Vervollständigung der Hybridintegration weitere Schritte erforderlich sein. Verschiedene Teilmodule auf einem gemeinsamen Träger werden ausgesägt (Vereinzelung). Mittels Hochtemperatur- bzw. Hartlöten werden u. a. Wärmesenken oder Kovar-Rahmen für die hermetische Kapselung empfindlicher Schaltungsteile aufgebracht. Anschließend folgt die Bestückung mit SMD-Bauelementen, z. B. konzentrierten Kapazitäten, sowie integrierten Schaltkreisen, z. B. MMICs, mittels Weichlöten oder leitfähigem Kleber. Für die Kontaktierung dieser ICs,

aber auch des LTCC-Moduls selbst, können neben *Flip-Chip*-Technologien auf ungehäuteten Schaltkreisen (engl. *bare dies*, Nacktchips) auch Bändchen- oder Drahtbondverbindungen zum Einsatz kommen.

2.3.3 Herausforderungen im LTCC-Fertigungsprozess

Die größte Herausforderung im Zusammenhang mit dem impedanzgestützten Entwurf von Mikrowellschaltungen ergibt sich bezüglich der Strukturtreue miniaturisierter Leitungsstrukturen. Dabei kommen zwei technologische Problemstellungen besonders zum Tragen.

Einerseits sind dem Siebdruck sehr feiner Leitungsstrukturen durch die Herstellbarkeit geeigneter Siebe Grenzen gesetzt. Sogenannte Trampolinsiebe aus Edelstahl mit Drahtdurchmessern um $20\ \mu\text{m}$ sind besonders feinmaschig und erlauben den *Fine-Line*-Druck mit Streifenbreiten und Leitungsabständen im Bereich von $50\ \mu\text{m}$ zuverlässig. Einen Überblick zu den mittels Dickschichttechnik auf LTCC erzielbaren und reproduzierbaren Strukturabmessungen erhält man in [44, 45]. Ansätze zur Herstellung von Leitungsstrukturen im Bereich von $10\ \mu\text{m}$ auf Basis spezieller Resinatpasten sind Gegenstand aktueller Untersuchungen [46]. Diese ermöglichen die Realisierung von Strukturbreiten, wie sie vergleichbar nur in Dünnschichttechnik erzielt werden, jedoch mit Methoden der Dickschichttechnik und somit auch auf LTCC-Innenlagen.

Andererseits ist auch die im Sinterprozess einsetzende Kantenverschiebung nur eingeschränkt vorhersag- und modellierbar, was die zu erreichende Strukturgenauigkeit zusätzlich verringert. Insbesondere wirkt die Leitbahnmetallisierung der Folien-schrumpfung entgegen, so dass mit steigendem Metallisierungsgrad eine geringere mittlere Schrumpfung und je nach räumlicher Verteilung der Metallisierung auch ein inhomogenes Schrumpfungsverhalten zu erwarten ist. Durch geeignete Vorverzerrungsmaßnahmen (lokal angepasste Expansion) des Entwurfs, welche u. a. in Abschnitt 4.4 diskutiert werden, kann dieses Problem bereits entwurfsseitig berücksichtigt werden. Darüber hinaus kann das freie Sintern (engl. *unconstrained sintering*, UCS) technologieseitig durch sogenannte 0-Schrumpfungsprozesse, mit deren Hilfe auf Kosten einer stärkeren vertikalen Schrumpfung (mehr als 40 %) die laterale Schrumpfung nahezu unterbunden wird, ersetzt werden [19].

Ein weiterer Problemkreis der LTCC-Technologie betrifft die Einbettung vergrabener Kavitäten, aber auch diskreter Bauelemente [47]. Während sehr kleine Stanz-

werkzeuge empfindlich und entsprechend schwierig zu handhaben sind, gelingen sehr große Stanzungen materialbedingt oft nur unzuverlässig oder unvollständig. Weiterhin ist zu beachten, dass im Prozessverlauf durch große Kavitäten oder vergrabene Bauelemente das Schrumpfungsverhalten und die Stabilität des gebrannten Keramikmoduls beeinflusst werden. Um unerwünschte Deformation im Zusammenhang mit großen Kavitäten zu unterbinden, können beim Laminieren entsprechend angepasste Stempelwerkzeuge oder auch sogenannte *Inlays* vorgesehen werden [19].

Um technologischen Randbedingungen hinsichtlich Strukturgenauigkeit und Herstellbarkeit gerecht zu werden, sollten entsprechende Designregeln für Mindestbreiten und -abstände beim Entwurf berücksichtigt werden [18, 48, 49].

2.4 Messtechnische Charakterisierung

Bei der Messung physikalischer Kenngrößen keramischer Mikrowellenmodule kommt ein breites Spektrum von Verfahren zum Einsatz. Die wichtigsten Methoden, welche einerseits zur Charakterisierung bereits für den Entwurfsprozess relevanter Parameter, andererseits zur Bewertung der eigentlichen Entwurfsergebnisse erforderlich sind, sollen im Folgenden diskutiert werden.

2.4.1 Dielektrische Materialanalyse

Ein wesentlicher Einfluss auf die Funktion von Mikrowellenschaltungen, welcher bereits während des Entwurfs zu berücksichtigen ist, ergibt sich aus den elektromagnetischen Eigenschaften des Trägersubstrats, d. h. bezogen auf LTCC-Module insbesondere aus der relativen Permittivität ϵ_r und dem dielektrischen Verlustfaktor $\tan \delta$ der Sinterkeramik [50]. Genaue Angaben zu diesen Kenngrößen findet man nur für reine, einkristalline Stoffe. Bei keramischen Trägersystemen handelt es sich jedoch um komplexe Stoffgemische, deren dielektrische Eigenschaften stark mit der Zusammensetzung und dem Herstellungsprozess variieren können [37]. Analytische Ansätze und sogenannte Mischungsmodelle zur Beschreibung einfacher Materialkombinationen sind meist phänomenologisch begründet und können die mikroskopischen Vorgänge im Rahmen des Sinterprozesses nur unzureichend erfassen [51]. Daher hat sich eine Messung der konkreten dielektrischen Parameter bisher als praktikabelster Ansatz erwiesen.

Die gängigen Verfahren zur messtechnischen Charakterisierung planarer Mikrowel-

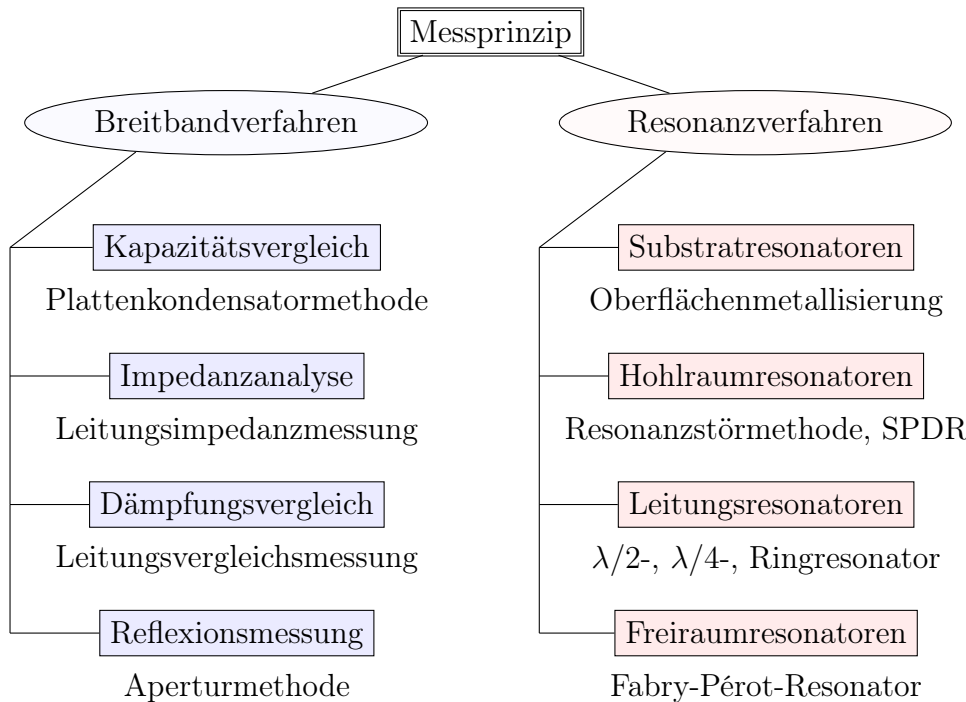


Abb. 2.4: Typische Verfahren zur dielektrischen Charakterisierung planarer Mikrowellensubstrate

lensubstrate lassen sich entsprechend Abb. 2.4 und [37, 39, 52] grob zwei Gruppen zuordnen. Breitbandige Verfahren beruhen z. B. auf dem Vergleich der Kapazitäten zweier gedruckter Kondensatoren auf einem Testsubstrat und einem Referenzdielektrikum (Plattenkondensatormethode), auf der Auswertung der charakteristischen Impedanz einer Streifenleitung (Leitungsimpedanzmessung), auf dem Vergleich der Dämpfung zweier verschieden langer oder breiter Streifenleitungen (Leitungsvergleichsmessung) oder auf Reflexionsmessungen an einer Leitung, deren offenes Ende mit dem Testsubstrat abgeschlossen wird (Aperturmethode). Bei Resonanzverfahren wird dagegen eine resonante Struktur hinsichtlich Resonanzfrequenz und Güte ausgewertet und daraus mit hoher Genauigkeit die dielektrischen Parameter des Testsubstrats für konkrete Frequenzpunkte abgeleitet [50, 53]. Realisiert werden können geeignete Resonatoren durch Oberflächenmetallisierung des Testsubstrats mit kapazitiver oder induktiver Ankopplung (Substratresonatoren), durch Einbringen des Substrats in einen resonanten Hohlraum und Analyse der Frequenzverschiebung (Resonanzstörmethoden, engl. *cavity perturbation* bzw. *slit cavity method*), durch resonante Leitungsstrukturen in $\lambda/2$ -, $\lambda/4$ - bzw. T-, oder Ringresonatorausführung

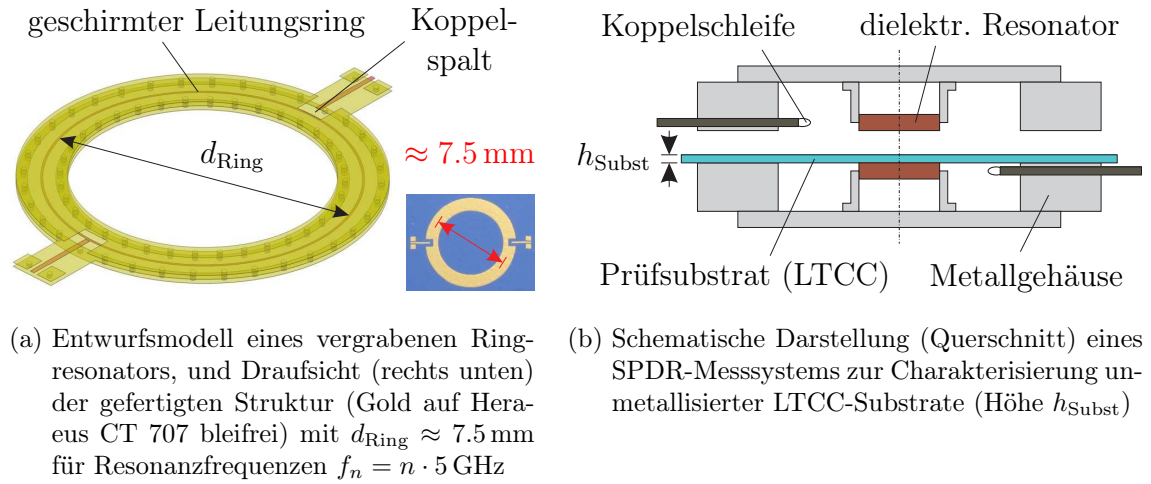


Abb. 2.5: Typische resonante Messanordnungen zur frequenzselektiven Analyse der dielektrischen Materialparameter von LTCC-Systemen

(Streifenleitungsresonatoren) oder durch resonante Spiegelanordnungen im freien Raum (z. B. Fabry-Pérot-Resonator).

Charakteristische Messwerte für definierte Frequenzen sind den Datenblättern der Materialhersteller, wie z. B. DuPont [54] oder Heraeus [55], zu entnehmen. Da abhängig von der konkreten Prozessierung der Keramikfolien jedoch Abweichungen der Materialparameter auftreten können und darüber hinaus eine nicht zu vernachlässigende Frequenzabhängigkeit der dielektrischen Kenngrößen zu berücksichtigen ist, sind zumeist weiterführende Messungen erforderlich. Für die Charakterisierung von LTCC-Materialien haben sich insbesondere die beiden Resonanzverfahren nach Abb. 2.5 etabliert.

Ringresonatoren entsprechend Abb. 2.5a werden meist als vergrabene Streifenleitungsstrukturen direkt auf dem zu untersuchenden Keramiksubstrat prozessiert [56]. Die Resonanzfrequenzen f_n der Struktur ergeben sich abhängig vom gemessenen Ringdurchmesser d_{Ring} und ermöglichen eine Bestimmung der effektiven Permittivität $\varepsilon_{r,\text{eff}}$ des Substrats nach

$$\varepsilon_{r,\text{eff}} = \left(\frac{c_0 n}{\pi d_{\text{Ring}} f_n} \right)^2 ; \quad n \in \mathbb{N}. \quad (2.20)$$

Anhand der unbelasteten Güte des Resonators Q_0 kann der Verlustfaktor $\tan \delta$ (ausgehend von einer komplexen Permittivität $\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''$) ermittelt werden, der neben

dielektrischen Verlusten allerdings auch Leitungs- und Strahlungsverluste beinhaltet [18]. Für den Fall schwacher Kopplung kann Q_0 dazu näherungsweise aus der belasteten Güte des Resonators Q_{L_n} bestimmt werden, so dass gilt:

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{1}{Q_0}, \quad Q_{0,n} = \frac{Q_{L_n}}{1 - |\hat{S}_{21}(f_n)|}. \quad (2.21)$$

Zur möglichst genauen Bestimmung von Resonanzfrequenz und belasteter Güte aus den gemessenen Resonanzkurven des komplexen Transmissionskoeffizienten $S_{21}(f)$ bietet sich die sogenannte Lorentzkurve

$$|S_{21}(f)| = \frac{|\hat{S}_{21}(f_n)|}{\sqrt{1 + 4Q_{L_n}^2 \left(\frac{f}{f_n} - 1\right)^2}} \quad (2.22)$$

an, deren Auswertung möglichst mittels numerischer Näherungsverfahren erfolgen sollte [57].

Als Alternative zur Analyse unmetallisierter LTCC-Substrate kann man spezielle Hohlraumresonatoren einsetzen. Dabei wird ein Prüfsubstrat der bekannten Höhe h_{Subst} entsprechend Abb. 2.5b in den Hohlleitermode zwischen zwei symmetrischen, dielektrischen Resonatoren eingebracht (engl. *split-post dielectric resonator*, SPDR) [58, 59]. Dies führt zu einer Änderung der elektrischen Feldverteilung im Dielektrikum, was mit einer Verschiebung der Resonanzfrequenz und einer Güteverschlechterung einhergeht. Durch ein geeignetes Auswerteverfahren kann ausgehend von den bekannten Eigenschaften des unbelasteten Resonators (d. h. Korrekturfaktoren) eine Bestimmung von ε_r und $\tan \delta$ vorgenommen werden. Das verwendete Messprinzip ist gegenüber verbleibenden Luftspalten unempfindlich [60].

Umfangreiche messtechnische Untersuchungen zur Frequenzabhängigkeit von Permittivität und Verlustfaktor ausgewählter LTCC-Substrate sind in [18, 57, 61, 62] beschrieben. Darin zeigt sich ein leicht dispersives Verhalten der jeweiligen Materialien und eine im Vergleich zu den Herstellerangaben tendenziell etwas niedrigere Permittivität (z. B. $\varepsilon_r \approx 7.55$ statt 7.8 für DuPont 951 bei 20 GHz). Durch einen Vergleich der beiden mit Abb. 2.5 gegebenen Messverfahren ist eine Abschätzung des dielektrischen Verlustanteils (SPDR-Messung) an den Gesamtverlusten (Ringresonator-messung) zu $\leq 40\%$ möglich, deren analytische Grundlagen bereits [63] formuliert. In [62, 64] wird darüber hinaus die Abhängigkeit der dielektrischen Kenngrößen von

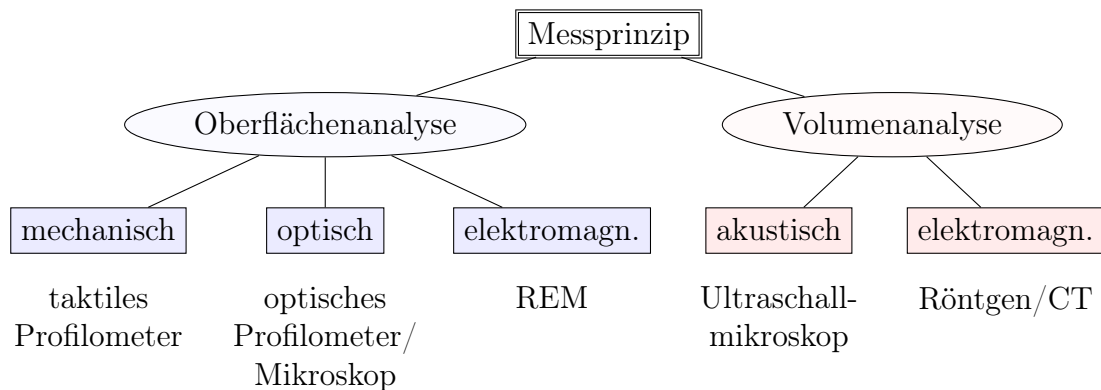


Abb. 2.6: Typische Ansätze zur geometrischen Vermessung integrierter Mehrlagenschaltungen

wesentlichen Parametern des Herstellungsprozesses analysiert. Auch auf Struktursimulationen basierende Beschreibungsansätze liefern viel versprechende Vergleichswerte für einzelne LTCC-Substrate, die diese messtechnischen Erkenntnisse bestätigen [65].

2.4.2 Geometrische Strukturvermessung

Um die Maßhaltigkeit der gefertigten Mehrlagenmodule zu überprüfen und entsprechend den Zielvorgaben sicherzustellen, können verschiedene Verfahren der geometrischen Charakterisierung zum Einsatz kommen. Mit Blick auf die in Abschnitt 2.3.3 beschriebenen Strukturtoleranzen ist dabei insbesondere die Vermessung elektromagnetisch empfindlicher Streifenleitungsstrukturen von Bedeutung, da Abweichungen der realisierten Strukturabmessungen von den Entwurfsvorgaben die Schaltfunktionen eines Mikrowellenmoduls signifikant beeinträchtigen können (siehe dazu Abschnitt 4.4.2). Einen Überblick der für diesen Anwendungsbereich etablierten messtechnischen Ansätze gibt Abb. 2.6.

Für die Oberflächenanalyse planarer Schaltungsstrukturen kommen neben klassischen optischen Messmikroskopen vor allem sogenannte Profilometer zur Anwendung. Man unterscheidet taktile Profilometer, bei denen die Oberfläche des Prüflings z. B. mit einer feinen Diamantnadel abgetastet wird, und optische Profilometer, die berührungslos auf Laser- oder Weißlicht basierend, z. B. mittels Konfokaltechnik und entsprechender Bildverarbeitung, eine dreidimensionale Darstellung der Oberflächenstruktur liefern [66,67]. Besonders feine Strukturen können mit Hilfe der Ras-

terelektronenmikroskopie (REM) oder artverwandter Techniken untersucht werden, bei denen die Probenoberfläche von einem reflektierten Elektronenstrahl abgerastert wird [68].

Mit steigender Komplexität und zunehmender Lagenanzahl der Planartechnologien gewinnen auch Verfahren an Bedeutung, die eine Volumendurchleuchtung und damit, anders als z. B. Schliffbilder, die zerstörungsfreie Analyse des Modulinneren ermöglichen [39, 69]. Bei einer akustischen Mikroskopie nutzt man das unterschiedliche Reflexions-, Streuungs- und Absorptionsverhalten von Ultraschall an Grenzflächen oder Störstellen zur flächigen Rekonstruktion von Tiefeninformationen aus dem Probenvolumen. Zur Einkopplung der hochfrequenten Schallwellen wird die Probe in ein Wasserbad oder eine andere Flüssigkeit getaucht. Das unterschiedliche elektromagnetische Absorptionsvermögen leitfähiger und isolierender Schaltungsbestandteile macht man sich hingegen beim Röntgen zunutze. Unter Verwendung rotierender Röntgensysteme sowie geeigneter Bildverarbeitungsalgorithmen können aus den Durchstrahlungsinformationen einer Computertomographie (CT) je nach Messanordnung einzelne Transversalschnitte oder dreidimensionale Volumendarstellungen der Probe berechnet werden, eine geeignete Probenvorbereitung vorausgesetzt.

Alle modernen bildgebenden Verfahren erlauben zumindest Messauflösungen im Mikrometerbereich. Bei der Oberflächenanalyse wird teils zwischen lateraler Auflösung und Profilmessungen in vertikaler Richtung unterschieden. Während das Auflösungsvermögen optischer Mikroskope physikalisch durch den Submikrometerbereich beschränkt ist, ermöglicht bei Elektronenmikroskopen die kleinere Wellenlänge schneller Elektronen Auflösungen bis in den Subnanometerbereich [70]. REM-Messungen erfordern jedoch eine leitfähige Beschichtung der Probe und sind daher meist nicht zerstörungsfrei möglich. Auch taktile wie optische Profilometer erreichen bereits laterale Auflösungen im Submikrometerbereich; vertikale Auflösungen liegen hier typischerweise sogar im Nanometerbereich [67, 68]. Für die Volumenanalyse sind dagegen weiterhin Auflösungen im Mikrometerbereich Stand der Technik [39]. Zusätzliche Probleme der Ultraschallmikroskopie ergeben sich durch Abschattungseffekte und die für feine Auflösungen erforderlichen hohen Frequenzen, die teils nur eine Charakterisierung oberflächennaher Strukturen erlauben. Auch wenn insbesondere Mikro-CT-Systeme zunehmend feinere Auflösungen realisieren, stellen geometrische Messungen, vor allem an Submikrometerstrukturen innerer Lagen, weiterhin eine Herausforderung dar [69].

2.4.3 *On-Wafer*-Mikrowellenmesstechnik und Kalibrierung

Wichtigstes Messgerät für die funktionale Charakterisierung passiver Mikrowellenbaugruppen, und mittels entsprechender Zusatzkomponenten auch für Antennenmessungen, ist der Netzwerkanalysator (NWA). Dieser ermöglicht die frequenzabhängige Messung der komplexen Streuparameter einer Übertragungsstruktur. Dazu wird anhand von Referenzsignalen die reflektierte und transmittierte Leistung an den Ein- und Ausgängen des Messobjekts ausgewertet [71, 72].

Zur Charakterisierung aktiver Baugruppen kann darüber hinaus auch andere Messtechnik zum Einsatz kommen, die für diese Arbeit jedoch von untergeordneter Bedeutung sein wird. Lediglich erwähnt seien an dieser Stelle Messgeräte wie Spektrumanalysatoren oder Oszilloskope zur Signalanalyse im Frequenz- bzw. Zeitbereich, z. B. für die Anwendung in Rauschmessungen [73] oder zur Impedanzanalyse mittels Zeitbereichsreflektometrie (TDR) [35, 36].

Als definierte Messumgebung und für die präzise Kontaktierung planarer Mikrowellenschaltungen verwendet man sogenannte *Wafer-Prober* mit koplanaren Antastspitzen. Ebenso wie bei klassischen Hochfrequenzmessungen mittels koaxialer Messtechnik kommt es bei *On-Wafer*-Messungen zu einem erheblichen Fehlereintrag durch die Messumgebung. Daher existieren verschiedene Verfahren, mit deren Hilfe der Einfluss der Messanordnung auf die Messergebnisse eliminiert werden kann. Man unterscheidet dabei grundsätzlich Verfahren der Kalibrierung und des *Deembedding* [74].

Beim *Deembedding* wird das physikalische Verhalten der Messanordnung von der Messebene (bzw. Simulationsebene) bis zu einer definierten Referenzebene direkt modelliert und dieser Einfluss mathematisch aus den Messergebnissen extrahiert [75]. Da die adäquate Modellierung realer Messumgebungen jedoch praktisch meist nur unzureichend möglich ist, liegt die Bedeutung des *Deembedding* eher im Bereich der Simulationstechnik (siehe dazu Abschnitt 4.2.2). Bei einer Kalibrierung wird der Einfluss der Messanordnung bis zur Referenzebene (bzw. Kalibrierebene) hingegen durch separate Messungen an speziellen Kalibrierstandards indirekt modelliert und eliminiert, was eine hohe, allein durch die Qualität der verwendeten Messtechnik begrenzte Präzision der Messung ermöglicht [76, 77]. Typische Kalibrierstandards sind:

- *Open*: Die Messleitung bleibt definiert offen (Leerlauf).
- *Short*: Die Messleitung wird definiert kurzgeschlossen.

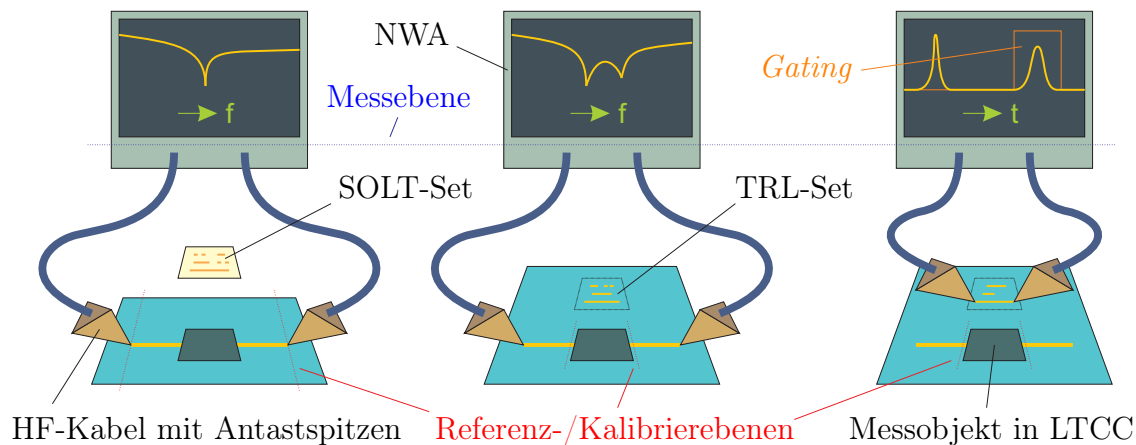


Abb. 2.7: Schematische Gegenüberstellung der typischen Kalibrieransätze für *On-Wafer*-Messungen an LTCC-Modulen, wie z. B. Streuparameter-Messungen an einem LTCC-integrierten MMIC mit entsprechenden Anschlussleitungen (Messobjekt). Mittels Kalibrierung des NWA wird der Einfluss der gesamten Messumgebung zwischen Messebene (blau) und verschiedenen Referenz- bzw. Kalibrierebenen (rot) aus dem eigentlichen Messergebnis eliminiert. Dies kann durch ein separates SOLT-Kalibrierset (links), ein modulintegriertes TRL-Kalibrierset (Mitte) oder *Gating* im Zeitbereich (rechts) erreicht werden.

- *Reflect*: Verallgemeinerung für *Open* und *Short*, d.h. es erfolgt vollständige Signalreflexion ohne weitere Festlegungen.
- *Match* bzw. *Load*: Die Messleitung wird mit der charakteristischen Impedanz (meist $50\ \Omega$) reflexionsfrei abgeschlossen (Lastanpassung).
- *Through/Thru*: Die ein- und ausgangseitigen Messleitungen werden definiert (meist unmittelbar) miteinander verbunden.
- *Line* bzw. *Delay*: Die ein- und ausgangseitigen Messleitungen werden durch ein Leitungsstück variabler Länge möglichst rückwirkungsfrei verbunden.
- *Attenuation*: Die ein- und ausgangseitigen Messleitungen werden reziprok durch eine konstante Einfügedämpfung miteinander verbunden.

Je nach Einsatzbereich und verwendeten Standards existiert eine Vielzahl verschiedener Kalibrierverfahren [73]. Einen Überblick zu den am häufigsten genutzten Techniken geben Abb. 2.7 und Tab. 2.4.

Das wichtigste Kalibrierverfahren der Koaxialmesstechnik ist die *Short-Open-Load-Through*-Kalibrierung (SOLT), bei der die Messleitungen einer Zweitoranordnung über ein 12-Term-Fehlermodell bestimmt werden [77]. Für Eintormessun-

<i>Kalibrier- ebenen</i>	Modul-/Wafer- oberfläche	Strukturgrenzen (modulintern)	
<i>Ansatz</i>	Frequenzbereichsanalyse		Zeitbereich
<i>typische Verfahren</i>	SOLT, OSL/MSO	TRL/LRL, TRM/LRM	<i>Gating</i> (TDR)
<i>Vorteile</i>	sehr zuverlässige Messergebnisse, kommerzielle Kalibrierstandards verfügbar	Analyse interner Substrukturen (genaue Fehler- zuordnung möglich)	Untersuchung von Teilstrukturen (Fehleranalyse), gute Wiederhol- barkeit möglich
<i>Nachteile</i>	meist Messung von Gesamtstrukturen (Fehleranalyse schwieriger), eher schlechte Wiederholbarkeit	<i>On-Wafer</i> -Kalibrier- standards nötig, zusätzliche Mess- fehler (durch Ab- strahlung etc.), schlecht wiederholbar	aufwändigere Mess- und Auswertungs- umgebung (Zeit- bereichsoption), auch fehleranfällig (zeitl. Auflösung)
<i>Einsatz- bereiche</i>	genaue Messung des Gesamtüber- tragungsverhaltens	Fehleranalyse komplexer Module (Entwurfsphase)	Serienmessungen an Substrukturen

Tab. 2.4: Übersicht zu typischen Kalibriertechniken für *On-Wafer*-Messungen

gen kann das Verfahren auf eine *Open-Short-Load-* (OSL) bzw. *Match-Short-Open-* Kalibrierung (MSO) reduziert werden. Dabei liegt die Messebene im NWA und die Kalibrierebene an den Koaxialanschlüssen. Für *On-Wafer*-Messungen wird die Kalibrierebene hingegen unter Verwendung koplanarer Kalibrierstandards bis zu den koplanaren Messspitzen, d. h. bis zur Waferoberfläche verschoben und damit auch der Einfluss von Messleitungen und Antastspitzen aus dem Messergebnis eliminiert. Die SOLT-Kalibrierung erfordert jedoch eine exakte Kenntnis der verwendeten Kalibrierstandards, so dass für eine hohe Messgenauigkeit in der Regel kommerzielle Kalibriersets verwendet werden müssen, deren Parameter direkt im NWA spezifiziert und verarbeitet werden [78].

Möchte man die Kalibrierenebene zur Untersuchung einzelner Teilstrukturen weiter in das Modul hinein verschieben, müssen dafür geeignete Kalibrierstandards direkt auf dem Wafer vorgesehen werden. Dazu eignet sich z. B. eine *Thru-Reflect-Line*-Kalibrierung (TRL) [79, 80]. Vorteil dieser Technik ist, dass sowohl der *Reflect*- als auch die Leitungsstandards variabel gestaltet werden können, da eine genaue Kenntnis der zugehörigen Parameter nicht erforderlich ist. Alternativ zur unmittelbaren Kalibrierung eines NWA kann der Berechnungsalgorithmus daher, wie auch im Rahmen dieser Arbeit, z. B. mittels MATLAB [27] separat implementiert und nachträglich auf die Messdaten angewendet werden. Durch mehrere Leitungslängen wird die Kalibrierung für unterschiedliche Frequenzbereiche vorgenommen. Da für niedrigere Frequenzen (Dezimeterwellenbereich) entsprechend lange *Line*-Standards erforderlich werden, existieren Ansätze (TRM-Kalibrierung) diese durch einen idealen Leitungsabschluss (*Match*) zu ersetzen, welcher jedoch zunächst mittels TRL geprüft werden muss. Weitere Verfahren der TRL-Familie verwenden statt der unmittelbaren Durchgangsleitung (*Thru*-Standard) einen kurzen Leitungsstandard (LRL- bzw. LRM-Kalibrierung) [73]. Auch die TRL-Kalibrierung erlaubt prinzipiell eine hohe Messgenauigkeit, die jedoch insbesondere von der Reproduzierbarkeit der Standards abhängig ist [76]. Da strukturell komplexe TRL-Standards auf LTCC-Modulen einer größeren geometrischen Streuung unterliegen können, müssen entsprechend höhere Messfehler, z. B. durch unterschiedliches Abstrahlverhalten an Leitungsübergängen, in Kauf genommen werden.

Ein dritter Kalibrieransatz macht Gebrauch von der Zeitbereichsoption, die in modernen NWAs zur Verfügung steht [81]. Als Kalibrierstandards werden eine Durchgangsleitung ausreichender Länge und zwei *Reflect*-Standards unterschiedlicher Länge, z. B. zwei leerlaufende Leitungen, verwendet. Zunächst wird meist eine SOLT-Kalibrierung vorgenommen. Die Messtore werden anschließend jeweils anhand der an den Leitungsstandards auftretenden Reflexionen im Zeitbereich charakterisiert. Durch die Auswahl entsprechender Zeitfenster (engl. *gating*) können dabei ähnlich wie beim TDR-Verfahren separat die Fehlerterme aller Messtore aus dem Reflexionsverhalten bestimmt werden [82]. Die eigentliche Messung an interessierenden Teilstrukturen kann dann im Frequenzbereich erfolgen. Entscheidend für eine hohe Messgenauigkeit ist die Auflösbarkeit der Messtore im Zeitbereich. Hinterlegt man die Korrekturterme verschiedener Messtore im NWA, ermöglicht dieser Ansatz eine gute Wiederholbarkeit z. B. für verschiedene Substratmaterialien [73].

2.5 Schlussfolgerungen: Herausforderungen im Entwurfsprozess

Analyse, Optimierung und Synthese sind entsprechend Abb. 2.8 zentrale Aufgaben des Entwurfskreislaufs von Mehrlagen-Mikrowellenschaltungen. Während zur Analyse der Module bevorzugt Feldberechnungsmethoden im Zeitbereich (FDTD) zum Einsatz kommen können, eröffnet sich für die Optimierung und Synthese derartiger Strukturen eine Mannigfaltigkeit von Entwurfsstrategien. Da insbesondere die elektromagnetische Feldberechnung oft mit einem erheblichen Ressourcenbedarf einhergeht, besteht eine Herausforderung zunächst darin, je nach Zielfunktion des Entwurfs die effizientesten Verfahren zur Anwendung zu bringen. Darüber hinaus verspricht eine stärkere Modularisierung des Entwurfsprozesses die zunehmende Verschiebung des Aufgabenschwerpunktes weg von der Feldanalyse, hin zu geeigneten Syntheseansätzen.

Im weiteren Prozess der Modulentwicklung folgen Schritte der Fertigung und Messung; da ein Entwurf jedoch selten mit dem Prototypen endet, werden auch diese Entwurfsaufgaben oft in mehreren Iterationen durchlaufen (vgl. Abb. 2.8). Als flexible Fertigungstechnologie für Mehrlagen-Mikrowellenmodule und zugleich guter Kompromiss aus realisierbarer Schaltungskomplexität und Aufwand des zugehörigen Entwurfs hat sich die LTCC-Technologie für einen breiten Anwendungsbereich etabliert. Dabei erweist sich jedoch vor allem die erzielbare Strukturgenauigkeit als technologisch herausfordernd. Mittels geeigneter Techniken der elektromagnetischen Kalibrierung und Vermessung sowie Verfahren zur geometrischen Charakterisierung entworfenen Module kann der Fertigungsprozess zielgerichtet gesteuert und damit perspektivisch auch die Ausbeute erhöht werden.

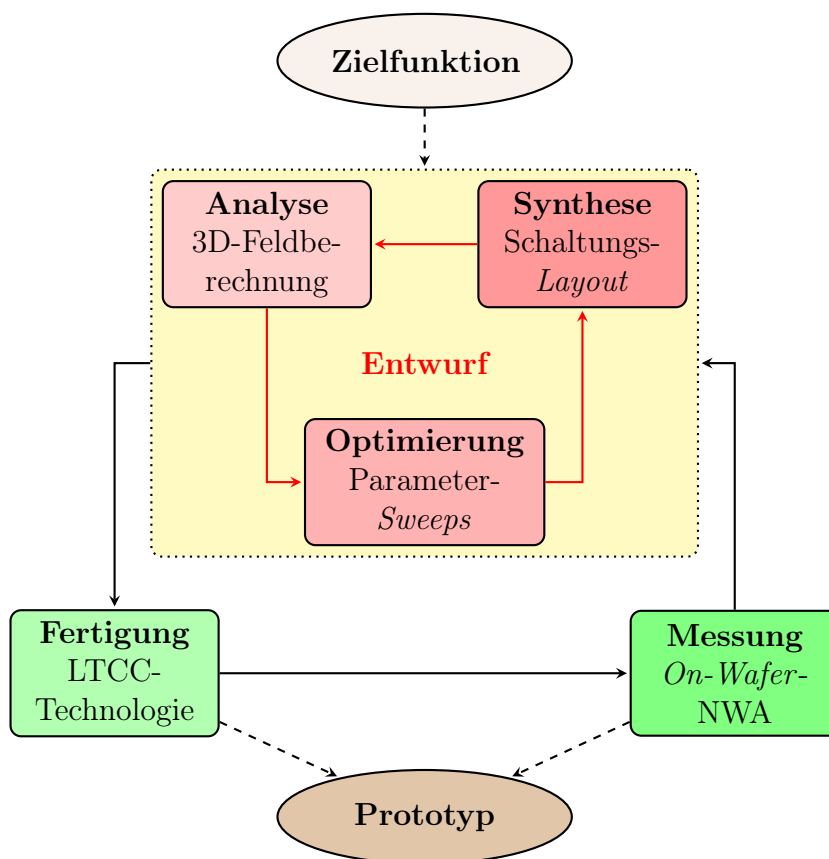


Abb. 2.8: Typische Aufgaben bei der Entwicklung von Mehrlagen-Mikrowellenmodulen

3 Konzept zur Optimierung des Entwurfsprozesses

3.1 Kriterien zur Bewertung der Entwurfstechnik

Um Verbesserungen am Entwurfsprozess vornehmen zu können, müssen zunächst geeignete Kriterien bestimmt werden anhand derer eine Bewertung der Ergebnisse möglich ist. Da sich in der Literatur zu derartigen Kriterien wenige konkrete Ansätze finden, welche sich auch für eine mathematisch-analytische Beschreibung und die weitere Konzeptionierung eignen [83–85], soll an dieser Stelle auf empirisch abgeleitete Kenngrößen und entsprechend anschaulich formulierte Begrifflichkeiten zurückgegriffen werden. Im Folgenden werden drei Kriterien vorgestellt und zur weiteren Verwendung definiert, die in der Lage sind, sowohl seitens des Anwenders als auch seitens des Entwicklers von Mikrowellenmodulen, alle wesentlichen Qualitäten eines verwendeten Entwurfsverfahrens zu erfassen und zu beschreiben.

3.1.1 Genauigkeit

Entwurfsparameter und Zielfunktionen

Für den Anwender eines Geräts, der keinen Einblick in dessen Entstehungsprozess erhält und nur das fertige Resultat als solches beurteilen kann, ist das wichtigste Bewertungskriterium die Qualität des vorliegenden Moduls. Für ein Mikrowellenmodul ergibt sich die erreichte Qualität im Allgemeinen daraus, wie gut dieses die Zielvorgaben hinsichtlich Aufbau und Funktion erfüllt, also anhand der Genauigkeit seiner Entwurfsparameter \mathbf{x} .

Die Genauigkeit eines Entwurfs soll daher als Kennzahl verstanden werden, die Aussagen darüber erlaubt, wie groß die Abweichungen zwischen einer vorgegebenen Zielfunktion $f(\mathbf{x}_0)$ und dem tatsächlich vorliegenden Verhalten des Moduls im Ein-

satz $f(\mathbf{x})$ sind. Dabei sollte die Zielfunktion je nach Anwendungsfall so vorgegeben werden, dass die Gewichtung und das Verhältnis zwischen den einzelnen Entwurfsgrößen x_i sinnvoll abgebildet werden.

Als Variablen x_i der Bewertungsfunktion aber auch als Zielfunktion selbst kommen je nach Art und Anwendung des Moduls verschiedene elektrische und bauliche Kenngrößen in Frage. Parameter zur Beschreibung der elektrischen Funktion von Mikrowellenschaltungen sind beispielsweise [37]:

- Ein- und Ausgangsleistungen,
- Verstärkung, Dämpfung und Verluste,
- Impedanzen und Reflexionsfaktoren,
- Bandbreite, Grenzfrequenzen und Resonanzen,
- Laufzeiten und Schaltgeschwindigkeiten.

Während elektrische Kenngrößen in aller Regel die primär zu realisierende Funktion des Moduls charakterisieren, stellen bauliche Parameter, von besonderen Anwendungen abgesehen, eher sekundär bedeutsame Eigenschaften eines Entwurfs dar. Die baulichen Eigenschaften von Mikrowellenmodulen können u. a. beschrieben werden durch [2, 3]:

- Masse, Volumen und äußere Abmessungen,
- Materialparameter und Lagendicken,
- Leiterbahnbreiten und -abstände,
- Abmessungen von Kavitäten, Durchkontaktierungen, Bondverbindungen,
- Temperaturbeständigkeit, Robustheit und Lebensdauer.

Da Mikrowellenstrukturen zumeist kontinuierliche, von Feldeigenschaften dominierte Bauelemente bilden, besteht eine enge Verbindung zwischen elektrischem Verhalten einerseits und den baulichen Gegebenheiten, insbesondere geometrischen Abmessungen und Materialeigenschaften, andererseits. Das elektrische Verhalten wird letztlich durch die Geometrie definiert oder zumindest maßgeblich mitbestimmt.

Bestimmung von Fehler und Genauigkeit

Zur Beschreibung der Genauigkeit einer Kenngröße x_i wird gewöhnlich ihr absoluter Fehler Δx_i bzw. ihr relativer Fehler $e_r(x_i)$ angegeben:

$$\Delta x_i = x_i - x_{i0}, \quad e_r(x_i) = \frac{\Delta x_i}{x_{i0}} = \frac{x_i - x_{i0}}{x_{i0}}. \quad (3.1)$$

Für kleine Fehler $e_r(x_i)$ ergibt sich der Fehler der Zielfunktion $f(\mathbf{x})$ dann näherungsweise als vollständiges Differenzial [86, 87]:

$$\Delta f = \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \Delta x_i, \quad e_r(f) = \frac{\Delta f}{f(\mathbf{x}_0)} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(\mathbf{x}_0)} e_r(x_i). \quad (3.2)$$

Derartige Angaben von Fehlergrößen werden in den meisten Zusammenhängen mit dem Begriff der Genauigkeit identifiziert.

Nichtsdestotrotz kann mitunter eine alternative Definition des Genauigkeitsbegriffs $\mathcal{G}(x_i)$ hilfreich sein, welche dann als inverse Größe zum relativen Fehler dient. Diese sollte sich vorteilhafterweise dadurch auszeichnen, dass sie mit geringer werdendem Fehler ansteigt und ihren Maximalwert (100% Genauigkeit) für den Fall eines verschwindenden Fehlers annimmt. Mögliche Definitionen, die dieser Forderung gerecht werden, sind z. B.

$$1 - |e_r|, \quad \frac{1}{1 + |e_r|} \quad \text{oder} \quad e^{-|e_r|}. \quad (3.3)$$

Diese Funktionen unterscheiden sich in erster Linie für große relative Fehler in ihrem Verlauf. Abbildung 3.1a veranschaulicht die entsprechenden Kurvenverläufe. Für kleine relative Fehler liegt näherungsweise lineares Verhalten vor. Da eine geeignete Definition je nach Anwendungsfall und Handhabbarkeit letztlich frei gewählt werden kann, soll als Genauigkeit der Größe x_i für alle weiteren Betrachtungen die Festlegung

$$\mathcal{G}(x_i) = e^{-|k e_r(x_i)|} \quad (3.4)$$

getroffen werden. Vergleichbar einer Gaußfunktion läuft $\mathcal{G}(x_i)$ für große Werte des relativen Fehlers $e_r(x_i)$ gegen Null, wobei der subjektiven Wahrnehmung entsprechend auch das Auflösungsvermögen sinkt.

Für Werte von $e_r(x_i) < 50\%$ hingegen kann das Auflösungsvermögen als näherungsweise linear betrachtet werden. Mit dem Faktor

$$k = -\frac{1}{\epsilon} \ln(1 - \epsilon); \quad \epsilon < 1 \quad (3.5)$$

kann darüber hinaus eine Korrektur des Anstiegs von $\mathcal{G}(x_i)$ vorgenommen werden. Der Empfindlichkeitsparameter ϵ dient dabei als Vorgabe für den ungefähren Wertebereich des relativen Fehlers $e_r(x_i)$. Ist dieser Bereich sehr klein ($\epsilon \rightarrow 0$), eignet sich wegen

$$\lim_{\epsilon \rightarrow 0} k = 1 \quad (3.6)$$

eine Exponentialfunktion mit $k = 1$ gemäß (3.3) am besten zur Beschreibung der Genauigkeit. Für größere Fehler (z. B. 30%) ergeben sich anhand des entsprechenden Empfindlichkeitsparameters ($\epsilon = 0.3$) dann jeweils höhere Werte für den Korrekturfaktor k . Eine Parameterstudie ist mit Abb. 3.1b möglich. Da sich für große Werte von ϵ auch ein deutlich nichtlineares Auflösungsverhalten kleinerer Fehler ergibt, ist eine Beschränkung des Parameterbereichs jedoch ratsam:

$$0 < \epsilon < 0.5. \quad (3.7)$$

Ausgehend von Gl. (3.4) und Gl. (3.2) kann die Genauigkeit der Zielfunktion $f(\mathbf{x})$ abgeleitet werden. Unter Vernachlässigung der Betragsbildung, also für kleine relative Fehler $e_r(f) \geq 0$, erhält man zunächst

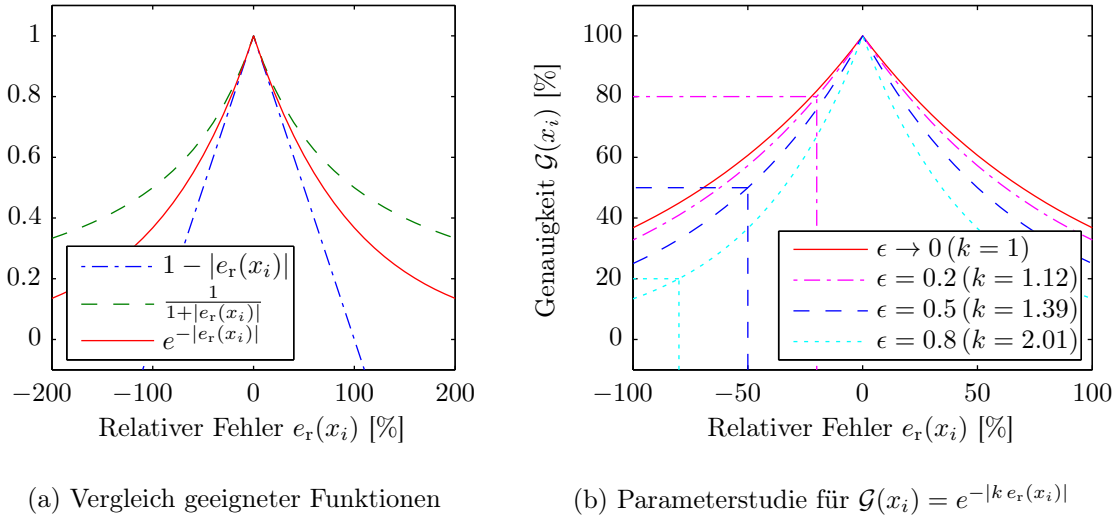
$$\begin{aligned} \mathcal{G}(f) &= e^{-|k e_r(f)|} = e^{-k \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(\mathbf{x}_0)} e_r(x_i)} \\ &= \prod_{i=1}^n e^{-k \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(\mathbf{x}_0)} e_r(x_i)} = \prod_{i=1}^n \left(e^{-k e_r(x_i)} \right)^{\frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(\mathbf{x}_0)}}. \end{aligned} \quad (3.8)$$

Mittels Fallunterscheidung folgt, dass sich die Genauigkeit

$$\mathcal{G}(f) = \prod_{i=1}^n \mathcal{G}(x_i)^{\operatorname{sgn}\{e_r(f) e_r(x_i)\} \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(\mathbf{x}_0)}} \quad (3.9)$$

als Produkt der Genauigkeiten der einzelnen Kenngrößen $\mathcal{G}(x_i)$, jeweils gewichtet mit einem Exponenten entsprechend ihres Einflusses auf $f(\mathbf{x})$, ergibt.

Die mit Gl. (3.9) bestimmte Genauigkeit der Zielfunktion gilt zunächst für eine

Abb. 3.1: Möglichkeiten zur Definition der Genauigkeit $\mathcal{G}(x_i)$

konkrete Einzelmessung bzw. -simulation mit dem Parametervektor \mathbf{x} . Dabei wird deutlich, dass für positive und negative relative Fehler der einzelnen Entwurfparameter, ebenso wie in Gl. (3.2), ein jeweils anderer Gesamtfehler zu erwarten ist. Zur statistischen Bewertung ist es daher sinnvoll den maximal möglichen Fehler der Zielfunktion, der bei Addition aller Teilbeiträge auftritt, anzugeben:

$$|e_{r,\max}(f)| = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(\mathbf{x}_0)} e_r(x_i) \right|. \quad (3.10)$$

Entsprechend ergibt sich die minimale Genauigkeit der Zielfunktion wenn alle Faktoren des Produktes (3.9) minimal werden. Da per Definition stets $\mathcal{G}(x_i) \leq 1$ ist, wird diese Forderung genau dann erfüllt, wenn der Exponent jeweils positive Werte annimmt:

$$\mathcal{G}_{\min}(f) = \prod_{i=1}^n \mathcal{G}(x_i) \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(\mathbf{x}_0)} \right|. \quad (3.11)$$

3.1.2 Flexibilität

Neben der Genauigkeit ist sowohl für den Anwender als auch für den Entwickler die Flexibilität eines Systems von wesentlicher Bedeutung.

Dabei wird Flexibilität im Allgemeinen durch zwei Eigenschaften gekennzeichnet [85]:

- Funktionalität und
- Adaptivität.

Unter der Funktionalität oder Funktionsvielfalt $\mathcal{V}(\mathbf{x})$ eines Entwurfs mit dem Eigenschaftsvektor \mathbf{x} soll eine Kennzahl der mit diesem Entwurf realisierbaren Funktionsmenge verstanden werden. Die Menge der realisierbaren Funktionen kann grob in $v_B(\mathbf{x})$ Basisfunktionen und $v_S(\mathbf{x})$ Spezialfunktionen unterteilt werden. Der Unterschied besteht darin, dass die i -te Basisfunktion wiederum eine Funktionsmenge von $v_{S,i}(\mathbf{x})$ Spezialfunktionen ermöglicht. Für die Funktionsvielfalt ergibt sich somit:

$$\mathcal{V}(\mathbf{x}) \sim \sum_{i=1}^{v_B(\mathbf{x})} v_{S,i}(\mathbf{x}) + v_S(\mathbf{x}). \quad (3.12)$$

Sinnvoll ist es jedoch, den erreichbaren Funktionsumfang in Relation zu den dazu erforderlichen Einschränkungen des Anwendungsbereichs, also der Menge zu erfüllender Randbedingungen $r(\mathbf{x})$ zu setzen. Die Zahl der Randbedingungen charakterisiert die Adaptivität $\mathcal{A}(\mathbf{x})$ des Systems:

$$\mathcal{A}(\mathbf{x}) \sim \frac{1}{r(\mathbf{x})}. \quad (3.13)$$

Je weniger Randbedingungen erfüllt werden müssen, desto adaptiver bzw. anpassungsfähiger erscheint der jeweils betrachtete Entwurf.

Für die resultierende Flexibilität $\mathcal{F}(\mathbf{x})$ des Systems soll somit gelten:

$$\mathcal{F}(\mathbf{x}) = \mathcal{V}(\mathbf{x}) \mathcal{A}(\mathbf{x}) \sim \frac{1}{r(\mathbf{x})} \left(\sum_{i=1}^{v_B(\mathbf{x})} v_{S,i}(\mathbf{x}) + v_S(\mathbf{x}) \right). \quad (3.14)$$

Je mehr verschiedene Funktionen ein System zur Verfügung stellt und je weniger Anforderungen es gleichzeitig an seine Umgebung richtet, desto flexibler ist dieses System einsetzbar.

Da absolute Angaben zur Zahl der realisierbaren Funktionen $v(\mathbf{x})$ und Randbedingungen $r(\mathbf{x})$ eines Systems wenig aussagekräftig sind solange sie sich nicht in einen Kontext einordnen, ist eine Normierung der Kenngrößen Funktionalität $\mathcal{V}(\mathbf{x})$, Adaptivität $\mathcal{A}(\mathbf{x})$ und Flexibilität $\mathcal{F}(\mathbf{x})$ zweckmäßig. Wird ein Referenzsystem mit

den Parametern $v(\mathbf{x}_0)$ und $r(\mathbf{x}_0)$ vorgegeben, so gilt für die relative Flexibilität des betrachteten Systems

$$\mathcal{F}(\mathbf{x}) = \frac{v(\mathbf{x})}{v_0(\mathbf{x}_0)} \frac{r_0(\mathbf{x}_0)}{r(\mathbf{x})}. \quad (3.15)$$

Ein Wert von 100 % beschreibt somit ein System, welches vergleichbar flexibel wie das Referenzsystem ist.

3.1.3 Effizienz

Für den Entwurf von Mikrowellenmodulen ist zusätzlich zur Genauigkeit und Flexibilität, insbesondere seitens des Entwicklers, ein weiteres Kriterium maßgeblich: die Effizienz. Während durch die beiden erstgenannten Kriterien zunächst lediglich die Qualität und Quantität der erreichten Resultate beurteilt werden kann, beinhaltet der Begriff der Effizienz auch eine umfassende Aussage zum erforderlichen Aufwand. Unter Effizienz im Allgemeinen wird dabei das Verhältnis von Aufwand zu Nutzen verstanden [83, 84].

Der Nutzen eines Entwurfs ergibt sich aus der erzielten Genauigkeit $\mathcal{G}(\mathbf{x})$ und Funktionalität $\mathcal{V}(\mathbf{x})$. Der Aufwand hingegen ist abhängig vom Umfang der einzusetzenden Ressourcen $\mathcal{R}(\mathbf{x})$. Für die Entwurfs-effizienz $\mathcal{E}(\mathbf{x})$ im engeren Sinne gilt somit:

$$\mathcal{E}(\mathbf{x}) = \frac{\mathcal{G}(\mathbf{x}) \mathcal{V}(\mathbf{x})}{\mathcal{R}(\mathbf{x})}. \quad (3.16)$$

Der Ressourcenaufwand $\mathcal{R}(\mathbf{x})$ kann in der Regel anhand der folgenden Kriterien definiert werden:

- Material- und Personaleinsatz: erforderliche Rechentechnik, Ausgangsmaterialien, Fertigungsanlagen, Messtechnik, Entwicklungs- und Bedienungspersonal
- Zeitaufwand: Entwurfsdauer, Simulationszeit, Fertigungsdauer
- Kosten: Materialkosten, Gerätekosten, Personalkosten.

Je nach Perspektive genügen bereits ein oder zwei dieser Kriterien, um den Umfang aller erforderlichen Ressourcen zu beschreiben, da z. B. der Personaleinsatz sowohl durch Zeit- als auch Kostenangaben beschrieben werden kann. Vom Standpunkt der Wirtschaftlichkeit ist stets das Kostenargument ausschlaggebend.

Der Entwickler von Mikrowellenmodulen ist jedoch in den meisten Fällen mit der

Situation konfrontiert, mittels der zur Verfügung stehenden Anlagen- und Rechentechnik eine möglichst zeiteffiziente und damit letztlich auch kosteneffiziente Entwicklung durchzuführen. Da sich alle kommenden Ausführungen in erster Linie auf Entwurfsmethoden und den Vergleich diesbezüglicher Herangehensweisen beziehen, können der Aufwand und die Kosten für Geräte zur Fertigung oder Messung sowie allgemeine Personalausgaben aus den weiteren Betrachtungen herausfallen, also gewissermaßen als Fixkosten behandelt werden. Für den Ressourcenbedarf eines Modulentwurfs soll damit gelten:

$$\mathcal{R}(\mathbf{x}) \sim m(\mathbf{x}) s(\mathbf{x}) t(\mathbf{x}). \quad (3.17)$$

Dabei kennzeichnet $m(\mathbf{x})$ die modulspezifischen Materialkosten, $s(\mathbf{x})$ den rechen-technischen Simulations- oder Speicherbedarf und $t(\mathbf{x})$ die vollständige Entwicklungszeit.

Entwirft man ein definiertes System mit Hilfe verschiedener Methoden, können diese hinsichtlich ihrer Effizienz verglichen werden. In diesem Fall kann man davon ausgehen, dass sowohl der Funktionsumfang $\mathcal{V}(\mathbf{x})$ des Systems als auch der Materialbedarf $m(\mathbf{x})$ jeweils vergleichbar und beide daher für die Betrachtung vernachlässigbar sind. Um die Bewertung verschiedener Entwurfseffizienzen zu erleichtern, ist auch an dieser Stelle die Normierung auf ein Referenzsystem mit dem Eigenschaftsvektor \mathbf{x}_0 sinnvoll. Somit ergibt sich als zugeschnittene Berechnungsvorschrift für die relative Entwurfseffizienz eines konkreten Moduls

$$\mathcal{E}(\mathbf{x}) = \mathcal{G}(f) \frac{s_0(\mathbf{x}_0)}{s(\mathbf{x})} \frac{t_0(\mathbf{x}_0)}{t(\mathbf{x})}. \quad (3.18)$$

3.2 Modularer Ansatz zur Prozessoptimierung

Die Modularisierung von Entwurfsprozessen ist ein weitverbreiteter und bewährter Ansatz in der Technik [1, 85, 88]. Neben deutlichen Vorteilen bringt diese auch einige Herausforderungen mit sich. Im Folgenden sollen anhand der zuvor eingeführten Bewertungskriterien die Auswirkungen modularer Techniken speziell für den Entwurf von Mikrowellenmodulen näher betrachtet werden, mit dem Ziel das Optimierungspotenzial dieses Ansatzes zu ergründen und eine sinnvolle Herangehensweise für die weitere praktische Umsetzung des modularen Entwurfskonzepts abzuleiten.

3.2.1 Flexibilität durch Modularisierung

Angenommen, ein komplexes Mikrowellenmodul, z. B. eine Empfängerschaltung, realisiert eine begrenzte Anzahl von Spezialfunktionen $v_S(\mathbf{x})$, z. B. Kanalwahl, Verstärkungsregelung etc., und ist gekennzeichnet durch die Flexibilität

$$\mathcal{F}(\mathbf{x}) \sim \frac{v_S(\mathbf{x})}{r(\mathbf{x})}. \quad (3.19)$$

Zerlegt man dieses Modul in m Submodule, also beispielsweise Filter-, Verstärker- oder Mischerstrukturen, so besitzt auch jede dieser Substrukturen das Potenzial zur Realisierung dieser Spezialfunktionen $v_S(\mathbf{x})$. Darüber hinaus können mit jedem Submodul j weitere Funktionen realisiert werden, die sich in Relation zum Gesamtmodul oftmals zu Basisfunktionen $v_{B,j}(\mathbf{x}_j)$, in diesem Fall z. B. Filtern, Verstärken oder Mischen, gruppieren lassen, also eine eigene Funktionsvielfalt eröffnen. Für die Flexibilität eines Submoduls gilt daher

$$\mathcal{F}_j(\mathbf{x}_j) \sim \frac{1}{r_j(\mathbf{x}_j)} \left(\sum_{i=1}^{v_{B,j}(\mathbf{x}_j)} v_{S,ij}(\mathbf{x}_j) + v_S(\mathbf{x}) \right), \quad j \in \mathbb{N}. \quad (3.20)$$

Die für jedes Submodul zu erfüllenden Randbedingungen $r_j(\mathbf{x}_j)$ sind teils identisch mit Randbedingungen des Gesamtmoduls $r(\mathbf{x})$, und teils zusätzliche Bedingungen, die die Schnittstellen zwischen den einzelnen Teilmodulen des Gesamtsystems beschreiben.

Möchte man die Flexibilität der durch Modularisierung vorliegenden Entwurfsmenge bewerten, müssen die Eigenschaften aller Submodule sowie des Gesamtsystems berücksichtigt werden. Die Zahl der nunmehr verfügbaren Funktionen ergibt sich aus der Summe aller Basisfunktionsmengen der m Teilmodule und den Spezialfunktionen des Gesamtmoduls. Zur Realisierung all dieser Funktionen sind im Extremfall die Randbedingungen aller Submodule zu berücksichtigen bzw. aufzusummieren. Die Randbedingungen des Gesamtsystems sind dann bereits vollständig erfüllt. Die Flexibilität der modularisierten Entwurfsmenge kann damit zu

$$\mathcal{F}_{\text{ges}}(\mathbf{x}) \sim \frac{\sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^{v_{B,j}(\mathbf{x}_j)} v_{S,ij}(\mathbf{x}_j) + v_S(\mathbf{x})}{\sum_{j=1}^m r_j(\mathbf{x}_j)}, \quad m \in \mathbb{N} \quad (3.21)$$

bestimmt werden. Verwendet man als Referenzgröße die Flexibilität des unmodularisierten Gesamtsystems $\mathcal{F}(\mathbf{x})$ entsprechend Gl. (3.19), liefert die Normierung gemäß Gl. (3.15)

$$\mathcal{F}_{\text{ges}}(\mathbf{x}) = \frac{\sum_{j=1}^m v_{B,j}(\mathbf{x}_j) \sum_{i=1}^{v_{S,i}(\mathbf{x}_j)} \frac{v_{S,ij}(\mathbf{x}_j)}{v_S(\mathbf{x})} + 1}{\sum_{j=1}^m \frac{r_j(\mathbf{x}_j)}{r(\mathbf{x})}}. \quad (3.22)$$

Um grundlegende Aussagen ableiten zu können, sollen folgende vereinfachende Annahmen getroffen werden:

$$r_j(\mathbf{x}_j) = r(\mathbf{x}), \quad v_{S,ij}(\mathbf{x}_j) = v_S(\mathbf{x}), \quad v_{B,j}(\mathbf{x}_j) = v_B \quad \forall i, j \in \mathbb{N}. \quad (3.23)$$

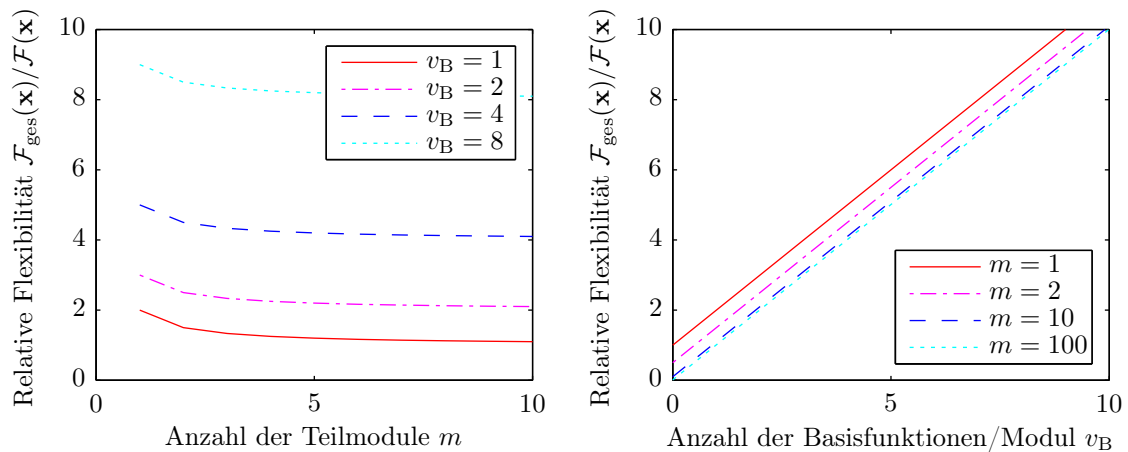
Dies entspricht der Idee, dass die verschiedenen Submodule eine ähnliche Komplexität aufweisen sollen, also je Basisfunktion eine vergleichbare Funktionsvielfalt wie das Gesamtmodul realisieren und die gleiche Zahl von Randbedingungen erfordern. Ein System welches diese Anforderungen erfüllen könnte, ist z. B. eine Verkettung von Zweitoren. Ordnet man jedem Tor eine Randbedingung zu, so ergibt sich auch für das verkettete Zweitor stets die selbe Zahl von Randbedingungen.

Mit diesen Vereinfachungen kann die Flexibilität des modularisierten Gesamtsystems näherungsweise als

$$\mathcal{F}_{\text{ges}}(\mathbf{x}) = v_B + \frac{1}{m} \quad (3.24)$$

beschrieben werden. Abbildung 3.2 veranschaulicht die entsprechenden funktionalen Zusammenhänge.

Während eine Erhöhung der Anzahl verschiedener Submodule auch zu einer erhöhten Zahl zu erfüllender Randbedingungen führt und sich daher kaum auf die Flexibilität des Gesamtsystems auswirkt, geht ein Ansteigen der Zahl verfügbarer Basisfunktionen mit einer direkt proportionalen Erhöhung der Flexibilität einher. Um die Flexibilität zu maximieren, ist somit nicht die Modulanzahl entscheidend, sondern vielmehr die Funktionalität der einzelnen Submodule. Das Ziel sollte darin bestehen, wenige verschiedenartige Submodule von grundlegender Bedeutung zu verwenden, die eine möglichst große Funktionsvielfalt aufweisen, also letztlich einen hohen Wiederverwendungswert besitzen. Unter diesen Bedingungen ermöglicht Modularisierung eine deutliche Erhöhung der Flexibilität des Entwurfsprozesses.



(a) Abhängigkeit von der Modulanzahl. Die Zahl der Basisfunktionen je Modul v_B dient als Parameter. (b) Abhängigkeit von der Zahl der Basisfunktionen je Modul. Die Anzahl der Submodule m dient als Parameter.

Abb. 3.2: Genäherter Zusammenhang zwischen der Flexibilität eines modularisierten Gesamtsystems und der Anzahl seiner Submodule bzw. der Basisfunktionen je Submodul. Zur Vereinfachung wurden Submodule vergleichbarer Komplexität vorausgesetzt.

3.2.2 Modularer Entwurf und Effizienz

Nutzt man für den Entwurf eines Systems eine modulare Herangehensweise, so wirkt sich dies auch auf die Effizienz des Entwurfsprozesses aus. Kann das Zielsystem aus verschiedenen Submodulen synthetisiert werden, so ergeben sich zwei wesentliche Vorteile im Vergleich zu einem Vollentwurf des Systems:

- Der vollständige Entwurf jedes Submoduls ist nur einmal erforderlich. Ein fertig entworfenes Submodul kann für beliebig viele Systementwürfe wiederverwendet werden, wobei sich der Entwurfsaufwand auf eine Anpassung einzelner Modulparameter beschränkt.
- Um das Gesamtsystem für eine bestimmte Zielfunktion zu dimensionieren, ist es in der Regel ausreichend, einzelne Submodule anzupassen und zu optimieren. Unter bestimmten Voraussetzungen, wenn keine gegenseitige Beeinflussung vorliegt, ist die Optimierung der Submodule separat und voneinander unabhängig möglich.

Daraus resultieren Unterschiede insbesondere bei der Simulation und Optimierung des Gesamtsystems.

Um einen Vergleich der Entwurfsansätze zu ermöglichen, ist zu gewährleisten, dass beide Entwurfsverfahren zu einer vergleichbaren Genauigkeit in der Modellierung führen. Die Genauigkeit einer elektromagnetischen Feldsimulation wird üblicherweise durch drei Fehlergrößen charakterisiert [7]:

- den Diskretisierungsfehler, welcher sich aus der Zahl der Gitterpunkte je Raumeinheit ergibt (Modellierungsfehler),
- den Energiefehler, welcher die noch im Simulationsvolumen verbliebene, instationäre Feldenergie beschreibt (Simulationsfehler),
- den numerischen Fehler, welcher auf der Endlichkeit aller verwendeten Datenformate beruht (Rundungsfehler).

Während der Speicherbedarf des Simulationsmodells mit dem Diskretisierungsaufwand korreliert, ist der zu erwartende Energiefehler vor allem von der Simulationsdauer abhängig. Zusätzliche numerische Fehlerquellen sollen an dieser Stelle und für die weiteren Betrachtungen vernachlässigt werden.

Zur Abschätzung der Auswirkungen einer Modularisierung auf die Simulationseffizienz dient die Effizienz des unmodularisierten Systems entsprechend Gl. (3.18) als Ausgangspunkt:

$$\mathcal{E}(\mathbf{x}) \sim \frac{\mathcal{G}(f)}{s(\mathbf{x}) t(\mathbf{x})}. \quad (3.25)$$

Diskretisierungsaufwand und Speicherbedarf

Der Diskretisierungsaufwand des Modells ergibt sich aus der Anzahl seiner Gitterpunkte $g(\mathbf{x})$. Wird in einem orthogonalen Gitter mit $g_x(\mathbf{x})$, $g_y(\mathbf{x})$ und $g_z(\mathbf{x})$ jeweils die Zahl der Gitterpunkte in x -, y - und z -Richtung bezeichnet, so sind für das i -te Submodul

$$g_i(\mathbf{x}_i) = g_{x,i}(\mathbf{x}_i) g_{y,i}(\mathbf{x}_i) g_{z,i}(\mathbf{x}_i) \quad (3.26)$$

Gitterpunkte zu veranschlagen. Wird aus m Submodulen ein Gesamtsystem aufgebaut, so entspricht dessen Gitterpunktzahl $g(\mathbf{x})$ mindestens der Summe aller Teilmodule $g_i(\mathbf{x}_i)$, sofern diese entlang einer Achse angeordnet sind. Für andere Anordnungsvarianten steigt die erforderliche Gesamtpunktzahl entsprechend und erreicht ihren Maximalwert bei raumdiagonalem Versatz der Teilmodule. In diesem Fall sind die Gitterpunkte entlang der einzelnen Raumachsen zu summieren und man erhält

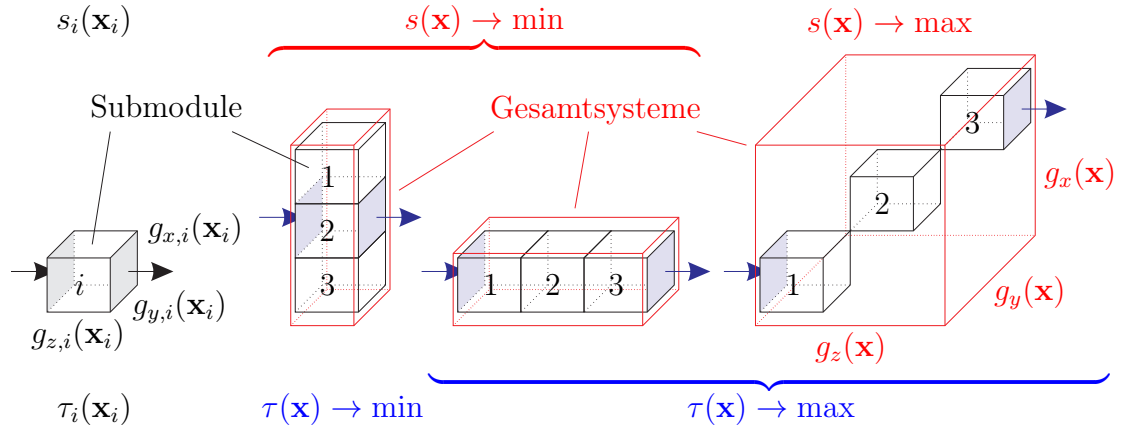


Abb. 3.3: Zur Erläuterung von Speicherbedarf und Laufzeit: Die einzelnen Submodule eines Entwurfs (Abb. ganz links) können auf verschiedene Arten zu Gesamtsystemen kombiniert werden. Je nach Anordnung und Funktion der Submodule (hier: $m = 3$) ergeben sich unterschiedliche Werte für den Speicherbedarf und die Laufzeit des Gesamtsystems. Die mögliche Kombinationsvielfalt ist anhand von Extremfallanordnungen hier beispielhaft dargestellt (rechte Abb.). In den weiteren Betrachtungen müssen daher jeweils Wertebereiche für den Speicher- und Zeitbedarf zugrunde gelegt werden.

ein erheblich größeres Gesamtsimulationsvolumen (siehe Abb. 3.3). Die Gesamtzahl der erforderlichen Gitterpunkte ist somit ein Element aus der Menge

$$g(\mathbf{x}) \in \left\{ \sum_{i=1}^m g_{x,i}(\mathbf{x}_i) g_{y,i}(\mathbf{x}_i) g_{z,i}(\mathbf{x}_i), \left[\sum_{i=1}^m g_{x,i}(\mathbf{x}_i) \right] \left[\sum_{i=1}^m g_{y,i}(\mathbf{x}_i) \right] \left[\sum_{i=1}^m g_{z,i}(\mathbf{x}_i) \right] \right\}. \quad (3.27)$$

Der Speicherbedarf des Simulationsmodells $s(\mathbf{x})$ ergibt sich im Wesentlichen aus der Menge aller zu berechnenden Feldgrößen. Da diese jeweils an den Gitterpunkten oder in deren Umgebung bestimmt werden, kann man davon ausgehen, dass der Speicherbedarf des Simulationsmodells näherungsweise proportional zur Anzahl seiner Gitterpunkte ist:

$$s(\mathbf{x}) \sim g(\mathbf{x}), \quad s_i(\mathbf{x}_i) \sim g_i(\mathbf{x}_i). \quad (3.28)$$

Zur Vereinfachung soll auch für die folgenden Betrachtungen davon ausgegangen werden, dass es sich bei den Submodulen um Modelle vergleichbarer Komplexi-

tät handelt, deren laterale Ausdehnungen und Diskretisierungseigenschaften ähnlich sind. Setzt man für alle Module eine einheitliche Anzahl von Gitterpunkten

$$g_{x,i}(\mathbf{x}_i) = g_x^*, \quad g_{y,i}(\mathbf{x}_i) = g_y^*, \quad g_{z,i}(\mathbf{x}_i) = g_z^* \quad \forall i \in \mathbb{N} \quad (3.29)$$

voraus, so ergibt sich ausgehend von den Gleichungen (3.26) bis (3.28) für den Speicherbedarf des Gesamtmoduls

$$s(\mathbf{x}) \in [m s_i(\mathbf{x}_i), m^3 s_i(\mathbf{x}_i)]. \quad (3.30)$$

Wendet man statt dessen einen modularen Entwurfsansatz an, so sind gemäß Abb. 3.4 grundsätzlich zwei Vorgehensweisen denkbar:

- Beim seriellen Entwurfsablauf werden die Teilmodule einzeln nacheinander behandelt und simuliert.
- Ein parallelisierter Entwurfsprozess verarbeitet alle Teilmodule gleichzeitig mit Hilfe verteilter Ressourcen.

Der praktische Entwurfsvorgang basiert oftmals auf einer Kombination dieser beiden Grenzfälle.

Während beim seriellen Entwurf der Speicher für jedes Submodul wieder neu belegt werden kann und somit der Gesamtspeicherbedarf $s_{\text{ser}}(\mathbf{x})$ allein durch das komplexeste Teilmodul bestimmt wird, ergibt sich der Speicherbedarf des parallelisierten Entwurfs $s_{\text{par}}(\mathbf{x})$ aus der Summe aller Submodule. Mit der zuvor genannten Vereinfachung erhält man

$$s_{\text{ser}}(\mathbf{x}) = \max_{i=1}^m \{s_i(\mathbf{x}_i)\} = s_i(\mathbf{x}_i), \quad s_{\text{par}}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^m s_i(\mathbf{x}_i) = m s_i(\mathbf{x}_i). \quad (3.31)$$

Zur besseren Vergleichbarkeit kann jeweils der relative Speicherbedarf betrachtet werden, d. h. der Gesamtspeicherbedarf bei seriellen oder parallelisiertem Entwurfsansatz (3.31) wird bezogen auf den Speicherbedarf des unmodularisierten Vollentwurfs (3.30):

$$\frac{s_{\text{ser}}(\mathbf{x})}{s(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{m}, \frac{1}{m^3} \right], \quad \frac{s_{\text{par}}(\mathbf{x})}{s(\mathbf{x})} \in \left[1, \frac{1}{m^2} \right]. \quad (3.32)$$

Für den Speicherbedarf, aber auch in allen folgenden Ableitungen zur Entwurfseffizienz sollen stets Intervalle betrachtet werden, welche eine Abschätzung des zu

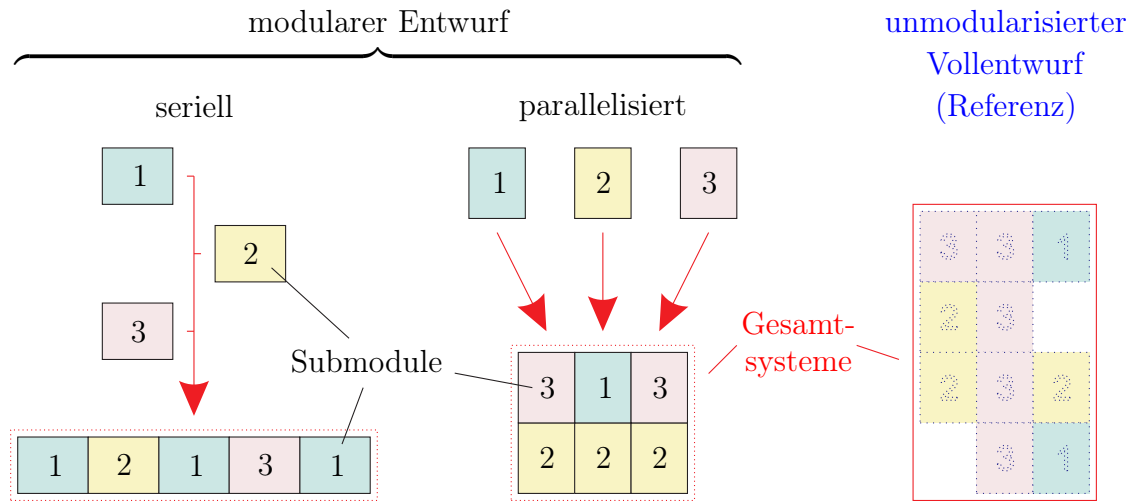


Abb. 3.4: Zur Erläuterung der verschiedenen Entwurfsansätze: Beim modularen Entwurfsverfahren werden die erforderlichen Teilmodule zunächst separat und unabhängig vom konkreten Gesamtsystem modelliert und ggf. optimiert. Während die Submodule beim seriellen Verfahren zeitlich nacheinander, aber unter Verwendung der selben rechentechnischen Ressourcen entworfen werden (linke Abb.), ermöglicht die Parallelisierung eine gleichzeitige Verarbeitung der Submodule mit Hilfe verteilter Ressourcen (mittlere Abb.). Erst im zweiten Schritt werden die Teilmodule zum gewünschten Gesamtsystem zusammengefügt, wobei die Zielstellung besteht, die resultierenden Modelle sowie das zugehörige Verhalten mit geringstmöglichem Aufwand zu bestimmen. Dagegen wird beim unmodularisierten Vollentwurf, der im Weiteren als Referenz dient, das System von Beginn an in seiner Gesamtheit betrachtet und als eine Einheit entworfen (rechte Abb.). Dementsprechend ist hier ein größerer Ressourcenbedarf zu erwarten. Sich wiederholende Substrukturen finden zudem nur wenig Berücksichtigung im Entwurfsprozess.

erwartenden Wertebereiches ermöglichen. Zur besseren Nachvollziehbarkeit der weiteren Darstellungen werden linksseitig und rechtsseitig notierte Intervallgrößen dabei durchgängig als linke bzw. rechte Intervallgrenzen weiterentwickelt, was zur Folge hat, dass diese Notation numerisch betrachtet für bestimmte Parameterkombinationen fallende statt steigende Intervalle beschreibt, d. h. untere und obere Intervallgrenzen entsprechend vertauscht sein können.

Zeitbedarf und Entwurfseffizienz

Um den Zeitbedarf des Entwurfs zu ermitteln, ist zunächst die Simulationsdauer $t_{\text{sim}}(\mathbf{x})$ zu betrachten. Da bei einem Zeitbereichsverfahren für jeden Zeitschritt die Feldverteilung im Simulationsraum neu berechnet werden muss, kann man davon ausgehen, dass mit wachsendem Diskretisierungsaufwand bzw. Speicherbedarf $s(\mathbf{x})$

auch die Simulationsdauer je Zeitschritt steigt. Darüber hinaus ist die Simulationsdauer abhängig von der Signallaufzeit $\tau(\mathbf{x})$ der simulierten Struktur. Um stets einen vorgegebenen Energiefehler zu unterschreiten, müssen für Strukturen mit längerer Signallaufzeit entsprechend mehr Zeitschritte bestimmt werden, d. h. die Simulationsdauer steigt auch in diesem Fall:

$$t_{\text{sim}}(\mathbf{x}) \sim s(\mathbf{x}) \tau(\mathbf{x}), \quad t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i) \sim s_i(\mathbf{x}_i) \tau_i(\mathbf{x}_i). \quad (3.33)$$

Um die Signallaufzeit des Gesamtsystems $\tau(\mathbf{x})$ abzuschätzen, muss man die konkrete Anordnung der Teilmodule, also letztlich den Schaltungsaufbau, berücksichtigen. Bestenfalls wird diese nur durch die Signallaufzeit des kompaktesten Teilmoduls bestimmt, schlechtestenfalls jedoch durch die Summe aller Teilmodule (entsprechend Abb. 3.3):

$$\tau(\mathbf{x}) \in \left[\min_{i=1}^m \{\tau_i(\mathbf{x}_i)\}, \sum_{i=1}^m \tau_i(\mathbf{x}_i) \right]. \quad (3.34)$$

Für vergleichbare Submodule mit identischer Signallaufzeit τ^* folgt somit

$$\tau(\mathbf{x}) \in [\tau^*, m \tau^*]; \quad \text{mit} \quad \tau_i(\mathbf{x}_i) = \tau^* \quad \forall i \in \mathbb{N}. \quad (3.35)$$

Mit den Gleichungen (3.30) und (3.35) erhält man gemäß (3.33) die Simulationsdauer des Gesamtsystems

$$t_{\text{sim}}(\mathbf{x}) \in [m t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i), m^4 t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)]. \quad (3.36)$$

Neben der Simulationsdauer hat die Modularisierung eines Entwurfs auch Einfluss auf die Modellierungsdauer, also die Zeitspanne, die erforderlich ist um die jeweiligen CAD-Modelle zu erstellen, die anschließend simuliert bzw. in Modulform gefertigt werden sollen. Die Modellierungsdauer des Gesamtsystems $t_{\text{mod}}(\mathbf{x})$ ergibt sich näherungsweise aus der Summe der Modellierungszeiten aller Teilmodule:

$$t_{\text{mod}}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) = m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i). \quad (3.37)$$

Der den weiteren Betrachtungen zu Grunde gelegte Zeitbedarf eines Entwurfsverfahrens setzt sich damit aus der Modellierungs- und der Simulationsdauer zusammen:

$$t(\mathbf{x}) = t_{\text{mod}}(\mathbf{x}) + t_{\text{sim}}(\mathbf{x}), \quad t_i(\mathbf{x}_i) = t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i). \quad (3.38)$$

Unter Verwendung der Gleichungen (3.36) und (3.37) ermittelt man für den Zeitaufwand eines Vollentwurfs

$$t(\mathbf{x}) \in [m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + m t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i), m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + m^4 t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)]. \quad (3.39)$$

Beim modularen Entwurfsansatz ergibt sich eine entsprechende Reduktion des Zeitbedarfs. Während sich die Simulationszeiten der Teilmodule bei serieller Verarbeitung aufsummieren, ist bei paralleler Berechnung allein die Simulationsdauer des zeitlich aufwändigsten Teilmoduls ausschlaggebend:

$$t_{\text{ser}}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^m t_i(\mathbf{x}_i) = m [t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)], \quad (3.40)$$

$$t_{\text{par}}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + \max_{i=1}^m \{t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)\} = m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i). \quad (3.41)$$

Für die Modellierungsdauer ist in beiden Fällen eine Addition der Teilmodellierungszeiten zu erwarten, da ein einzelner Entwickler hier jeweils manuell tätig werden muss und eine Parallelisierung nur durch größeren Personaleinsatz möglich wäre.

Zur Vereinfachung und Normierung der Ergebnisse soll das Verhältnis aus jeweils erforderlicher Simulationszeit und Modellierungszeit aller Submodule

$$\frac{t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)}{t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i)} = q_t \quad \forall i \in \mathbb{N} \quad (3.42)$$

als Entwurfszeitrate q_t bezeichnet werden und für die Teilmodule vergleichbarer Komplexität wiederum identische Werte annehmen. Dann folgt für den relativen Zeitbedarf des modularisierten Entwurfs im Verhältnis zum unmodularisierten Vollentwurf, ausgehend von den Gleichungen (3.39) bis (3.42):

$$\frac{t_{\text{ser}}(\mathbf{x})}{t(\mathbf{x})} \in \left[1, \frac{1 + q_t}{1 + m^3 q_t}\right], \quad \frac{t_{\text{par}}(\mathbf{x})}{t(\mathbf{x})} \in \left[\frac{m + q_t}{m + m q_t}, \frac{m + q_t}{m + m^4 q_t}\right]. \quad (3.43)$$

In Analogie zu Gl. (3.25) kann die Effizienz für das modulare Entwurfsverfahren als

$$\mathcal{E}_{\text{ser}}(\mathbf{x}) \sim \frac{\mathcal{G}(f)}{s_{\text{ser}}(\mathbf{x}) t_{\text{ser}}(\mathbf{x})}, \quad \mathcal{E}_{\text{par}}(\mathbf{x}) \sim \frac{\mathcal{G}(f)}{s_{\text{par}}(\mathbf{x}) t_{\text{par}}(\mathbf{x})} \quad (3.44)$$

beschrieben werden. Unter Verwendung der ermittelten Zusammenhänge für den relativen Speicherbedarf (3.32) und Zeitbedarf (3.43) ergibt sich damit schließlich die relative Effizienz des modularisierten Entwurfs bezogen auf einen Vollentwurf, sowohl für serielle als auch parallelisierte Verarbeitung der Teilmodule:

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{ser}}(\mathbf{x})}{\mathcal{E}(\mathbf{x})} \in \left[m, m^3 \frac{1 + m^3 q_t}{1 + q_t} \right], \quad \frac{\mathcal{E}_{\text{par}}(\mathbf{x})}{\mathcal{E}(\mathbf{x})} \in \left[m \frac{1 + q_t}{m + q_t}, m^3 \frac{1 + m^3 q_t}{m + q_t} \right]. \quad (3.45)$$

Die in (3.32), (3.43) und (3.45) abgeschätzten normierten Zusammenhänge für Speicherbedarf, Zeitbedarf und Entwurfseffizienz sind in Abb. 3.5 veranschaulicht. Darin sind jeweils die ermittelten unteren und oberen Grenzwertverläufe dargestellt. Die praktisch zu erwartenden Werte liegen im Bereich dazwischen.

Anhand der Diagramme wird deutlich, dass bereits eine Zerlegung in wenige Teilmodule zu einer deutlichen Reduktion des Speicher- und Zeitbedarfs und einer Vervielfachung der Entwurfseffizienz führen kann. Während eine parallelisierte Simulation sich erwartungsgemäß besonders auf den Zeitbedarf günstig auswirkt, hat die serielle Verarbeitung vor allem auf den Speicherbedarf positiven Einfluss, erweist sich jedoch auch für die Entwurfseffizienz tendenziell als etwas vorteilhafter. Weiterhin wird auch der Einfluss der Entwurfszeitrate q_t auf die relative Effizienz ersichtlich. Die maximale Entwurfseffizienz kann bei im Vergleich zum Simulationsaufwand vernachlässigbarer Modellierungsdauer ($q_t \rightarrow \infty$) erzielt werden. Bei längerer Modellierungszeit bzw. im Verhältnis dazu verschwindender Simulationsdauer ($q_t = 0$) ist die Effizienz entsprechend verringert. Mit der Annahme $q_t = 1$, d. h. Modellierungs- und Simulationsdauer sind von gleicher Größenordnung, wird daher ein praktisch bedeutsamer Fall beschrieben.

3.2.3 Effizienzsteigerung durch Wiederverwendbarkeit

Verbunden mit einer Modularisierung des Entwurfsprozesses ist in der Regel auch für einzelne Teilstrukturen eine gesteigerte Wiederverwendbarkeit [85], insbesondere im Rahmen von Modulbibliotheken oder entsprechendem Expertenwissen, deren zusätzlicher Einfluss auf die Entwurfseffizienz im Folgenden abgeschätzt werden soll.

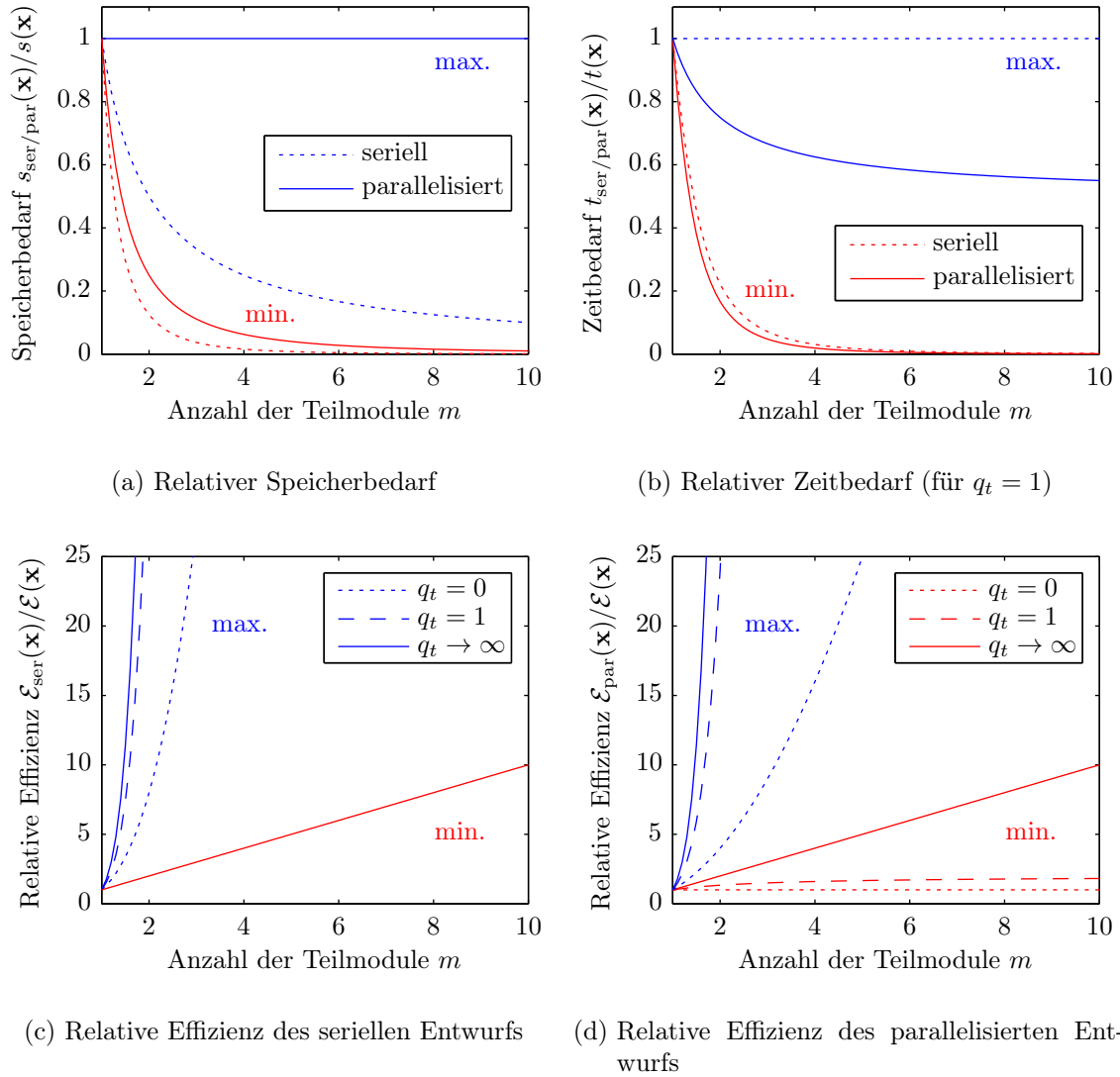


Abb. 3.5: Abgeschätzter Zusammenhang zwischen Speicherbedarf, Zeitbedarf, sowie Effizienz eines modularisierten Entwurfsprozesses und der Anzahl der verwendeten Submodule. Dargestellt sind jeweils die theoretischen Unter- und Obergrenzen für die praktisch erreichbare Reduktion des Speicher- bzw. Zeitbedarfs bei seriell oder parallelisiertem Entwurfsablauf (Abbildungen 3.5a und 3.5b), sowie für die praktisch erreichbare Effizienzsteigerung in Abhängigkeit des Parameters q_t (Abbildungen 3.5c und 3.5d). Zur Vereinfachung wurden Submodule vergleichbarer Komplexität vorausgesetzt.

Dazu wird die Komplexität des jeweils betrachteten Entwurfsproblems in drei Stufen entsprechend Abb. 3.6 schrittweise erweitert. Die dabei verwendeten Größen und Parameter werden auf den folgenden Seiten näher erläutert.

Wiederverwendung von Teilmodulen

Berücksichtigt man im ersten Schritt, dass in einem zu entwerfenden System aus m Teilmodulen bestimmte Module mehrfach verwendet werden können, ergibt sich eine reduzierte Anzahl tatsächlich zu verarbeitender Teilmodule

$$m' = \frac{m}{q_m}; \quad \text{mit } m' \leq m, \quad 1 \leq q_m \leq m, \quad (3.46)$$

wobei die Wiederholrate q_m beschreibt, wie oft einzelne Module im Mittel für einen konkreten Entwurf wiederverwendet wurden.

Damit gilt für den Speicherbedarf des modularisierten Entwurfsverfahrens entsprechend Gl. (3.31)

$$s'_{\text{ser}}(\mathbf{x}) = \max_{i=1}^{m'} \{s_i(\mathbf{x}_i)\} = s_i(\mathbf{x}_i), \quad s'_{\text{par}}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{m'} s_i(\mathbf{x}_i) = \frac{m}{q_m} s_i(\mathbf{x}_i). \quad (3.47)$$

Da in einem Vollentwurf nach wie vor alle m Teilmodule berücksichtigt werden müssen und Gl. (3.30) unverändert gilt, reduziert sich der relative Speicherbedarf des parallelisierten Prozesses:

$$\frac{s'_{\text{ser}}(\mathbf{x})}{s(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{m}, \frac{1}{m^3} \right], \quad \frac{s'_{\text{par}}(\mathbf{x})}{s(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{q_m}, \frac{1}{q_m m^2} \right]. \quad (3.48)$$

Für den Zeitbedarf ergeben sich ausgehend von den Zusammenhängen (3.40) und (3.41) sowohl bei serieller als auch parallelisierter Verarbeitung ebenfalls verringerte Werte:

$$t'_{\text{ser}}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{m'} t_i(\mathbf{x}_i) = \frac{m}{q_m} [t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)], \quad (3.49)$$

$$t'_{\text{par}}(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{m'} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + \max_{i=1}^{m'} \{t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)\} = \frac{m}{q_m} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i). \quad (3.50)$$

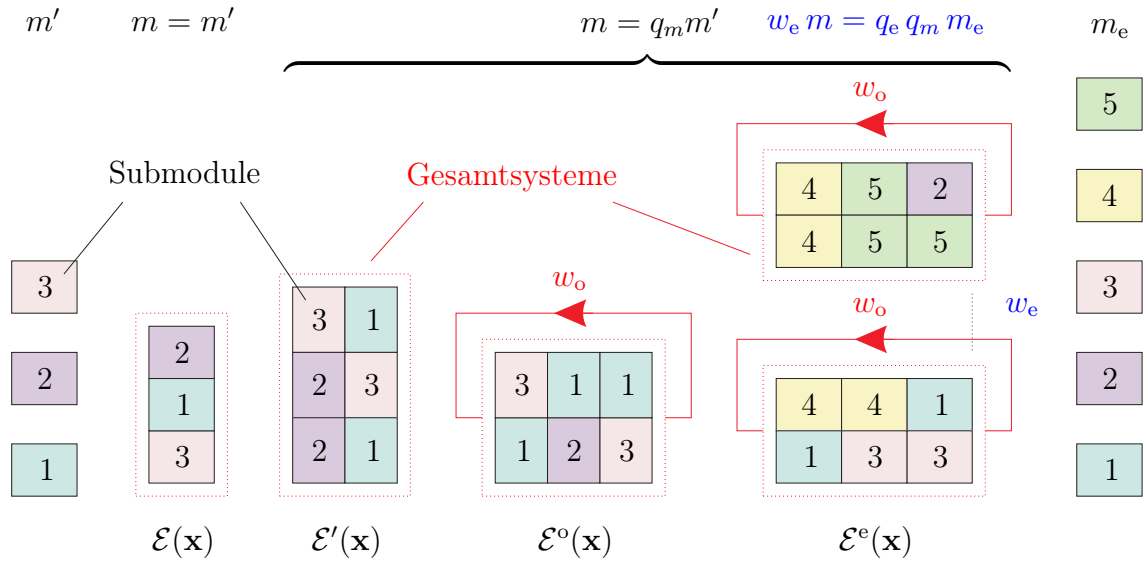


Abb. 3.6: Zur Erläuterung des Zusammenhangs zwischen Wiederverwendbarkeit und Entwurfseffizienz: Ausgehend von einer Basis verschiedenartiger Submodule m' bzw. m_e (hier: $m' = 3$, $m_e = 5$) sind die verschiedenen Systemmodellierungsstufen mit ihrer zugehörigen Modulanzahl m für die im Text verwendeten Effizienz-Definitionen jeweils beispielhaft dargestellt (v.l.n.r.): ohne Modulwiederholung nach Gl. (3.45), mit Modulwiederholung (hier: $q_m = 2$) wie in (3.52) und (3.53), zusätzlich mit w_o Optimierungsdurchgängen gemäß (3.60) und (3.61), und schließlich mit mehreren Teilentwürfen ($w_e = 2$) entsprechend (3.73) und (3.74). Im konkreten Beispiel wird in beiden Teilentwürfen Submodul 4 wiederverwendet (d. h. $q_e = 1.2$). Zur näheren Bedeutung der Parameter wird auf die folgenden Seiten verwiesen.

Gl. (3.39) bleibt hiervon unberührt und es folgt

$$\frac{t'_{\text{ser}}(\mathbf{x})}{t(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{q_m}, \frac{1 + q_t}{q_m(1 + m^3 q_t)} \right], \quad \frac{t'_{\text{par}}(\mathbf{x})}{t(\mathbf{x})} \in \left[\frac{\frac{m}{q_m} + q_t}{m + m q_t}, \frac{\frac{m}{q_m} + q_t}{m + m^4 q_t} \right]. \quad (3.51)$$

Mittels der Zusammenhänge (3.48) und (3.51) erhält man somit analog zu Gl. (3.45) für die relative Effizienz des modularen Entwurfsverfahrens unter Berücksichtigung wiederverwendbarer Teilmodule:

$$\frac{\mathcal{E}'_{\text{ser}}(\mathbf{x})}{\mathcal{E}(\mathbf{x})} \in \left[q_m m, q_m m^3 \frac{1 + m^3 q_t}{1 + q_t} \right], \quad (3.52)$$

$$\frac{\mathcal{E}'_{\text{par}}(\mathbf{x})}{\mathcal{E}(\mathbf{x})} \in \left[q_m m \frac{1 + q_t}{\frac{m}{q_m} + q_t}, q_m m^3 \frac{1 + m^3 q_t}{\frac{m}{q_m} + q_t} \right]. \quad (3.53)$$

Mehrere Optimierungsläufe

Im nächsten Schritt soll obige Abschätzung dahingehend erweitert werden, dass beim Entwurf eines konkreten Gesamtsystems zum Zweck der Parameteroptimierung in der Regel mehrere Simulationsdurchläufe erforderlich sind. Die Zahl der optimierungsbedingten Wiederholungen wird dabei mit w_o angegeben, und der damit verbundene Übergang des Bezugssystems vom Einzelentwurf zum Optimierungsproblem wird im Folgenden durch ein hochgestelltes „o“ kenntlich gemacht (vgl. dazu Abb. 3.6).

Auf den Speicherbedarf bei serieller Verarbeitung hat dies zunächst keinen Einfluss. Aber auch beim parallelisierten Entwurf bleiben mehrere Optimierungsläufe in diesem Fall ohne Wirkung, da der Faktor w_o sowohl für den Speicherbedarf der modularisierten als auch der Vollsimulation gleichermaßen zu berücksichtigen ist und daher für den relativen Speicherbedarf unverändert Gl. (3.48) gilt. In der Praxis ist zudem meist von einem seriellen Optimierungsablauf auszugehen, da gängige Optimierungsverfahren auf einer sequentiellen Verbesserung der Optimierungsparameter und damit auf den Ergebnissen des jeweils voraus gegangenen Optimierungsschrittes beruhen.

Unter Beachtung letztgenannter Tatsache gilt für den Zeitbedarf eines optimierten Vollentwurfs

$$t^o(\mathbf{x}) = t_{\text{mod}}(\mathbf{x}) + w_o t_{\text{sim}}(\mathbf{x}), \quad (3.54)$$

d. h. an die Modellierung des Systems, die nur einmalig erforderlich ist, schließen sich w_o Simulationsläufe an. Mit den Gleichungen (3.36) und (3.37) folgt

$$t^o(\mathbf{x}) \in [m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o m t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i), m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o m^4 t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)]. \quad (3.55)$$

Auch für die Simulationsdauer des modularisierten Entwurfsprozesses ist ausgehend von (3.49) und (3.50) somit jeweils der Faktor w_o zu berücksichtigen:

$$t_{\text{ser}}^o(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{m'} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + \sum_{i=1}^{w_o m'} t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i) = \frac{m}{q_m} [t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)], \quad (3.56)$$

$$t_{\text{par}}^o(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{m'} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o \max_{i=1}^{m'} \{t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)\} = \frac{m}{q_m} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i). \quad (3.57)$$

Die Zusammenhänge (3.55) bis (3.57) führen wiederum zum relativen Zeitbedarf der Optimierung:

$$\frac{t_{\text{ser}}^{\circ}(\mathbf{x})}{t^{\circ}(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{q_m}, \frac{1 + w_o q_t}{q_m(1 + w_o m^3 q_t)} \right], \quad (3.58)$$

$$\frac{t_{\text{par}}^{\circ}(\mathbf{x})}{t^{\circ}(\mathbf{x})} \in \left[\frac{\frac{m}{q_m} + w_o q_t}{m + w_o m q_t}, \frac{\frac{m}{q_m} + w_o q_t}{m + w_o m^4 q_t} \right], \quad (3.59)$$

und Anwendung der Gleichungen (3.25), (3.44), (3.48) schließlich zur relativen Entwurfseffizienz von Optimierungsproblemen mit wiederverwendbaren Teilmodulen:

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{ser}}^{\circ}(\mathbf{x})}{\mathcal{E}^{\circ}(\mathbf{x})} \in \left[q_m m, q_m m^3 \frac{1 + w_o m^3 q_t}{1 + w_o q_t} \right], \quad (3.60)$$

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{par}}^{\circ}(\mathbf{x})}{\mathcal{E}^{\circ}(\mathbf{x})} \in \left[q_m m \frac{1 + w_o q_t}{\frac{m}{q_m} + w_o q_t}, q_m m^3 \frac{1 + w_o m^3 q_t}{\frac{m}{q_m} + w_o q_t} \right]. \quad (3.61)$$

Verschiedene Teilentwürfe mit gemeinsamer Modulbasis

Im letzten Schritt ist zu untersuchen, wie sich die Realisierung mehrerer unterschiedlicher Entwürfe mit einer gemeinsamen Basis von Teilmodulen auf die Entwurfseffizienz auswirkt. Die Anzahl verschiedener Teilentwurfsprobleme sei w_e . Auf ihre Gesamtheit soll im Weiteren jeweils durch ein hochgestelltes „e“ Bezug genommen werden.

Geht man vereinfachend davon aus, dass sich jedes Teilentwurfsproblem wie bisher aus m Submodulen zusammensetzt, also insgesamt in allen Entwürfen $w_e m$ Teilmodule verarbeitet werden, so ergibt sich die Gesamtzahl der zur Anwendung kommenden verschiedenartigen Submodule, d. h. die Modulbasis des Gesamtentwurfsproblems, zu

$$m_e = \frac{w_e m}{q'_m} = \frac{w_e m}{q_e q_m}; \quad \text{mit } m' \leq m_e \leq w_e m', \quad 1 \leq q_e \leq w_e. \quad (3.62)$$

Darin bringt die verallgemeinerte Wiederholrate q'_m zum Ausdruck wie oft ein bestimmtes Submodul, über sämtliche Teilentwurfsprobleme hinweg betrachtet, im Schnitt wiederverwendet wird. Während die spezifische Wiederholrate q_m lediglich die Wiederverwendungshäufigkeit eines konkreten Teilmoduls in einem Einzelentwurf beschreibt, gibt das Verhältnis $q_e = q'_m/q_m$ an, in wie vielen verschiedenen

Entwürfen dieses Teilmodul im Mittel eingesetzt wird bzw. wie sehr sich die unterschiedlichen Teilentwurfsprobleme hinsichtlich ihrer Modulbasis überschneiden (vgl. Abb. 3.6).

Zunächst soll betrachtet werden, wie die verallgemeinerte Wiederholrate den Speicherbedarf beeinflusst. Sowohl für den Vollentwurf als auch für den modularisierten Entwurf einer Gesamtheit von Teilentwürfen ist in diesem Fall eine Unterscheidung nach serieller und parallelisierter Verarbeitungsart erforderlich.

Während beim seriell ausgeführten Vollentwurf die Teilprobleme nacheinander behandelt werden und weiterhin Gl. (3.30) gilt, führt eine Parallelisierung der Teilentwurfsprobleme zu einer Vervielfachung des Speicherbedarfs im Vergleich zum Vollentwurf:

$$s_{(s)}^e(\mathbf{x}) = s(\mathbf{x}), \quad s_{(p)}^e(\mathbf{x}) \in [w_e m s_i(\mathbf{x}_i), w_e m^3 s_i(\mathbf{x}_i)]. \quad (3.63)$$

Die Indizes in Klammern bringen zum Ausdruck, dass es sich hierbei zunächst um einen Vollentwurf handelt, wofür in den vorangegangenen Abschnitten noch keine Unterscheidung nach serieller und paralleler Verarbeitung erforderlich war.

Beim modularisierten Entwurf gilt entsprechend:

$$s_{\text{ser}}^e(\mathbf{x}) = \max_{i=1}^{m_e} \{s_i(\mathbf{x}_i)\} = s_i(\mathbf{x}_i), \quad s_{\text{par}}^e(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^{m_e} s_i(\mathbf{x}_i) = \frac{w_e m}{q_e q_m} s_i(\mathbf{x}_i). \quad (3.64)$$

Der relative Speicherbedarf, d. h. das Verhältnis von modularisiertem Entwurf (Gl. (3.64)) zu Vollentwurf (Gl. (3.63)), beträgt damit

$$\frac{s_{\text{ser}}^e(\mathbf{x})}{s_{(s)}^e(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{m}, \frac{1}{m^3} \right], \quad \frac{s_{\text{par}}^e(\mathbf{x})}{s_{(p)}^e(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{q_e q_m}, \frac{1}{q_e q_m m^2} \right]. \quad (3.65)$$

Da an dieser Stelle auch Optimierungsprobleme mit eingeschlossen werden sollen um die Betrachtungen des letzten Abschnitts sinnvoll zu erweitern, dient Gl. (3.54) als Ausgangspunkt für den Zeitbedarf eines Vollentwurfs:

$$t_{(s)}^e(\mathbf{x}) = w_e [t_{\text{mod}}(\mathbf{x}) + w_o t_{\text{sim}}(\mathbf{x})], \quad t_{(p)}^e(\mathbf{x}) = w_e t_{\text{mod}}(\mathbf{x}) + w_o t_{\text{sim}}(\mathbf{x}). \quad (3.66)$$

Während sich beim seriellen Ansatz der Zeitaufwand der Anzahl der Teilentwürfe w_e entsprechend vervielfacht, wird durch Parallelisierung aller Teilprobleme eine Erhöhung der Simulationszeit vermieden.

Lediglich für die Modellierungsdauer der Teilentwürfe ist in beiden Fällen eine Summierung zu erwarten, weil die Modellierung, wie bereits erwähnt, manuell vom Entwickler durchgeführt werden muss und entsprechend der vorangestellten Prämisse eines Einzelentwicklers auch keine rechentechnische Parallelisierung möglich ist.

Mit den Gleichungen (3.36) und (3.37) folgt dann weiterhin

$$\begin{aligned} t_{(s)}^e(\mathbf{x}) &\in [w_e m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_e w_o m t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i), \\ &\quad w_e m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_e w_o m^4 t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)], \end{aligned} \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned} t_{(p)}^e(\mathbf{x}) &\in [w_e m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o m t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i), \\ &\quad w_e m t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o m^4 t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)]. \end{aligned} \quad (3.68)$$

Analoge Überlegungen können ausgehend von (3.56) und (3.57) auch für den Zeitbedarf des modularisierten Mehrproblementwurfs angestellt werden:

$$\begin{aligned} t_{\text{ser}}^e(\mathbf{x}) &= \sum_{i=1}^{m_e} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + \sum_{i=1}^{w_o m_e} t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i) \\ &= \frac{w_e m}{q_e q_m} [t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)], \end{aligned} \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned} t_{\text{par}}^e(\mathbf{x}) &= \sum_{i=1}^{m_e} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o \max_{i=1}^{m_e} \{t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i)\} \\ &= \frac{w_e m}{q_e q_m} t_{\text{mod},i}(\mathbf{x}_i) + w_o t_{\text{sim},i}(\mathbf{x}_i). \end{aligned} \quad (3.70)$$

Unter Verwendung der Gleichungen (3.67) bis (3.70) ergibt sich somit der relative Zeitbedarf für ein modularisiertes Gesamtproblem:

$$\frac{t_{\text{ser}}^e(\mathbf{x})}{t_{(s)}^e(\mathbf{x})} \in \left[\frac{1}{q_e q_m}, \frac{1 + w_o q_t}{q_e q_m (1 + w_o m^3 q_t)} \right], \quad (3.71)$$

$$\frac{t_{\text{par}}^e(\mathbf{x})}{t_{(p)}^e(\mathbf{x})} \in \left[\frac{\frac{m}{q_e q_m} + \frac{w_o}{w_e} q_t}{m + \frac{w_o}{w_e} m q_t}, \frac{\frac{m}{q_e q_m} + \frac{w_o}{w_e} q_t}{m + \frac{w_o}{w_e} m^4 q_t} \right]. \quad (3.72)$$

Werden die Zusammenhänge (3.65) für den relativen Speicherbedarf sowie (3.71) und (3.72) für den relativen Zeitbedarf auf die Definitionsgleichungen (3.25) und (3.44) angewendet, kann schließlich eine Abschätzung für die relative Effizi-

enz eines modularen Entwurfsverfahrens unter Berücksichtigung verschiedener Teilprobleme mit mehreren Optimierungsdurchgängen sowie gemeinsamer Modulbasis abgeleitet werden:

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{ser}}^e(\mathbf{x})}{\mathcal{E}_{(s)}^e(\mathbf{x})} \in \left[q_e q_m m, q_e q_m m^3 \frac{1 + w_o m^3 q_t}{1 + w_o q_t} \right], \quad (3.73)$$

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{par}}^e(\mathbf{x})}{\mathcal{E}_{(p)}^e(\mathbf{x})} \in \left[q_e q_m m \frac{1 + \frac{w_o}{w_e} q_t}{\frac{m}{q_e q_m} + \frac{w_o}{w_e} q_t}, q_e q_m m^3 \frac{1 + \frac{w_o}{w_e} m^3 q_t}{\frac{m}{q_e q_m} + \frac{w_o}{w_e} q_t} \right]. \quad (3.74)$$

Mittels einfacher Fallbeispiele ermöglicht Abb. 3.6 den Vergleich aller bisher betrachteten Entwurfsproblemstellungen.

Eine Verallgemeinerung der jeweils abgeschätzten Zusammenhänge für die relative Entwurfseffizienz ist anhand der verwendeten Entwurfparameter möglich. Mit den Festlegungen

$$q'_{t,\text{ser}} = w_o q_t, \quad q'_{t,\text{par}} = \frac{w_o}{w_e} q_t \quad \text{und} \quad q'_m = q_e q_m \quad (3.75)$$

reduziert sich die Menge erforderlicher Parameter auf die verallgemeinerte Entwurfszeitrate q'_t , die das Verhältnis von Simulations- zu Modellierungszeiten unter Berücksichtigung der Optimierungs- und Entwurfswiederholungen beschreibt, sowie die verallgemeinerte Wiederholrate q'_m , mit der die Wiederverwendungshäufigkeit einzelner Submodule in einem oder mehreren Entwürfen charakterisiert werden kann. Mit Hilfe dieser beiden Entwurfparameter kann somit für alle praktisch bedeutsamen Problemstellungen die Abhängigkeit der relativen Effizienz eines modularen Entwurfsverfahrens von der Gesamtzahl der verwendeten Submodule abgeschätzt werden:

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{ser}}^e(\mathbf{x})}{\mathcal{E}_{(s)}^e(\mathbf{x})} \in \left[q'_m m, q'_m m^3 \frac{1 + m^3 q'_{t,\text{ser}}}{1 + q'_{t,\text{ser}}} \right], \quad (3.76)$$

$$\frac{\mathcal{E}_{\text{par}}^e(\mathbf{x})}{\mathcal{E}_{(p)}^e(\mathbf{x})} \in \left[q'_m m \frac{1 + q'_{t,\text{par}}}{\frac{m}{q'_m} + q'_{t,\text{par}}}, q'_m m^3 \frac{1 + m^3 q'_{t,\text{par}}}{\frac{m}{q'_m} + q'_{t,\text{par}}} \right]. \quad (3.77)$$

Ohne entwurfsbedingte Wiederholungen, d. h. wenn alle Wiederverwendungsparameter den Wert 1 annehmen, erhält man als Grenzfall dieser Zusammenhänge wieder Gl. (3.45).

Abbildung 3.7 veranschaulicht die für die relative Entwurfseffizienz ermittelten Abhängigkeiten anhand von Zahlenbeispielen. Dazu sind in Abb. 3.7a und Abb. 3.7b

für konkrete Parameterwerte die Ergebnisse ohne Modulwiederholungen (Gl. (3.45)), mit Modulwiederverwendung (Gleichungen (3.52) und (3.53)), bei zusätzlichen Optimierungswiederholungen (Gleichungen (3.60) und (3.61)) sowie für mehrere Teilentwürfe (Gleichungen (3.73) und (3.74)) gegenübergestellt. Selbst wenn diese Abschätzung der theoretischen Unter- und Obergrenzen für die praktisch zu erwartende Entwurfseffizienz einen großen Wertebereich eröffnet und konkrete Angaben letztlich nur für genau spezifizierte Entwurfsaufgaben möglich sind, wird doch deutlich, dass jeder zusätzliche Wiederverwendungsmechanismus im Entwurfsprozess einen spürbaren Anstieg der erreichbaren Effizienz zur Folge hat. Auch hier schneiden serielle Ansätze (Abb. 3.7a) etwas besser ab als ein vollständig parallelisiertes Vorgehen (Abb. 3.7b).

Die Abhängigkeit der relativen Entwurfseffizienz von den verallgemeinerten Wiederholraten q'_m und Entwurfszeitraten q'_t ist in Abb. 3.7c bzw. Abb. 3.7d dargestellt. Daraus wird einerseits ersichtlich, dass eine hohe Wiederverwendungshäufigkeit einzelner Submodule, egal ob im selben oder in verschiedenen Entwürfen, eine erhebliche Effizienzsteigerung zur Folge hat, und andererseits, dass eine im Verhältnis zur Modellierungszeit deutlich längere Simulationszeit sich möglicherweise vorteilhafter auf die Entwurfseffizienz auswirkt. Dabei kann mehr Simulationszeit auch von einem Optimierungsprozess herrühren, während verschiedene Teilentwürfe sich meist in einer steigenden Modellierungsdauer niederschlagen.

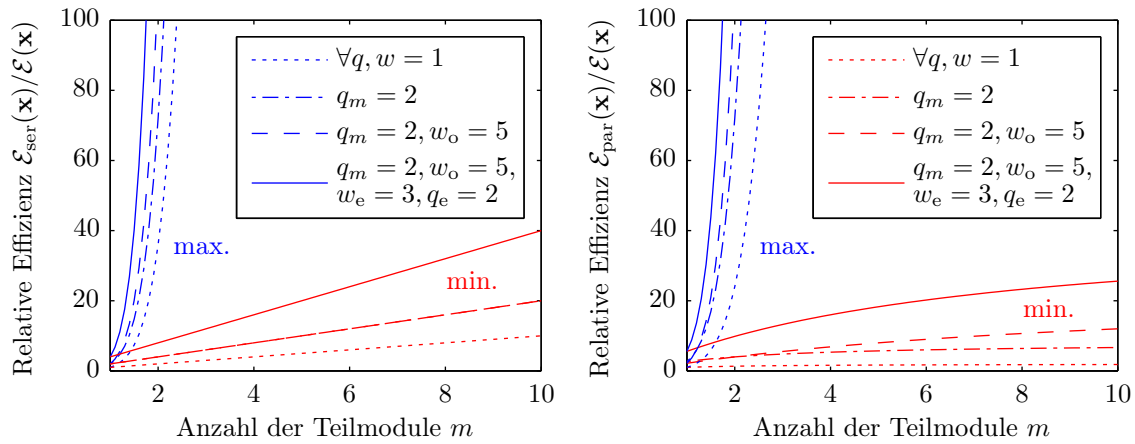
3.2.4 Genauigkeit im modularen Entwurfsprozess

Auswirkungen der Modularisierung

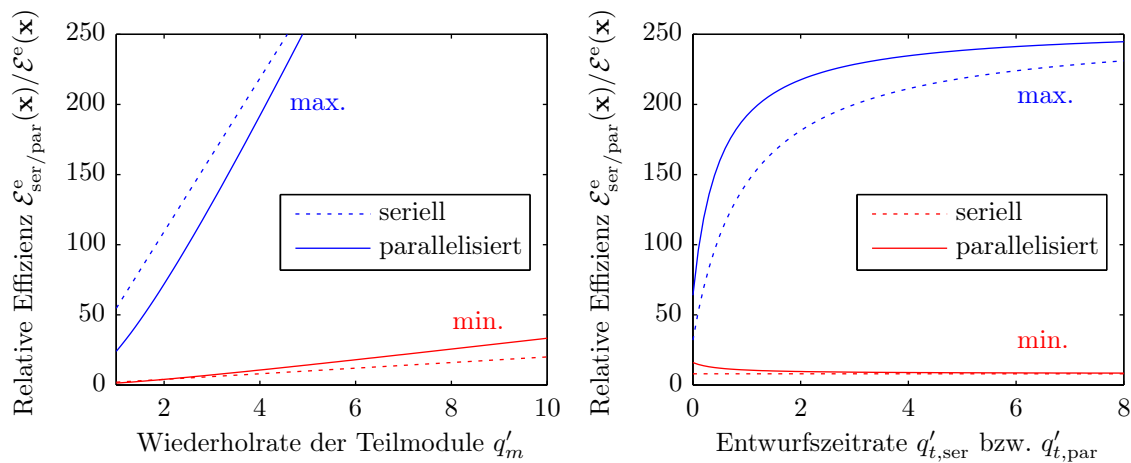
Eine Modularisierung des Entwurfsverfahrens kann sich auch auf die Genauigkeit des entworfenen Moduls auswirken. Je nachdem, welche Entwurfsparameter als wesentlich betrachtet werden, sind dabei verschiedene Szenarien möglich.

Im einfachsten Fall wird der kritische Entwurfsparameter x , z. B. eine Resonanzfrequenz, nur durch ein einzelnes Submodul i bestimmt. Dann entspricht die Genauigkeit des Gesamtsystems der Genauigkeit des Teilmoduls:

$$\mathcal{G}(x) = \mathcal{G}(x_i). \quad (3.78)$$



(a) Abhängigkeit von der Anzahl der Teilmodule bei seriellem Entwurf (für $q_t = 1$) (b) Abhängigkeit von der Anzahl der Teilmodule bei parallelisiertem Entwurf (für $q_t = 1$)



(c) Abhängigkeit von der Wiederholrate ($m = 2$, $w_e = w_o = 5$ und $q_t = 1$) (d) Abhängigkeit von der Entwurfszeitrate (für $m = 2$ und $q'_m = q_e q_m = 4$)

Abb. 3.7: Abgeschätzter Zusammenhang zwischen der Effizienz eines modularisierten Entwurfsprozesses und den spezifischen bzw. verallgemeinerten Wiederholungsparametern. Dargestellt sind jeweils die theoretischen Unter- und Obergrenzen für die praktisch erreichbare Effizienzsteigerung in Abhängigkeit der zuvor definierten Wiederverwendungsparameter q_m, w_o, w_e und q_e (Abbildungen 3.7a und 3.7b, bei fehlender Angabe betragen die Parameterwerte jeweils 1), sowie in Abhängigkeit der verallgemeinerten Wiederholraten q'_m und Entwurfszeitraten $q'_{t,\text{ser}}$ bzw. $q'_{t,\text{par}}$ bei seriellem oder parallelisiertem Entwurfsablauf (Abbildungen 3.7c und 3.7d). Zur Vereinfachung wurden Submodule vergleichbarer Komplexität vorausgesetzt.

Wird ein Entwurfsparameter x , wie z. B. die Leiterbreite einer Mikrostreifenleitung, zwar in m Modulen, aber jeweils unabhängig voneinander verwendet, ergibt sich die Gesamtgenauigkeit durch das Modul mit der geringsten Parametergenauigkeit:

$$\mathcal{G}(x) = \min_{i=1}^m \{\mathcal{G}(x_i)\}. \quad (3.79)$$

Wenn der untersuchte Parameter aber nur durch die Kombination mehrerer Submodule realisiert werden kann, muss dieser als Funktion $x = f(x_i)$ der jeweiligen Entwurfsparameter aller Teilmodule betrachtet werden, und es kommt in Analogie zu Gl. (3.11) zur Fehlerfortpflanzung:

$$\mathcal{G}(x) = \mathcal{G}_{\min}(f) = \prod_{i=1}^m \mathcal{G}(x_i) \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \frac{x_{i0}}{f(x_0)} \right|. \quad (3.80)$$

Da unter Modularisierung in erster Linie die geometrische Zerlegung eines Gesamtsystems x verstanden wird, ist die Addition baulicher Entwurfsparameter die am häufigsten auftretende Verkettungsfunktion $f(x)$. Betrachtet man, wiederum vereinfachend, m Teilparameter x_i ähnlicher Größenordnung, die darüber hinaus mit vergleichbarer Genauigkeit $\mathcal{G}(x_i)$ realisiert wurden, d. h. es gilt

$$x_i = x^* \quad \text{und} \quad \mathcal{G}(x_i) = \mathcal{G}^* \quad \forall i \in \mathbb{N}, \quad (3.81)$$

so erhält man für den Gesamtparameter $x = \sum_{i=1}^m x_i$ die Genauigkeit als geometrisches Mittel aller Teilgenauigkeiten:

$$\mathcal{G}(x) = \prod_{i=1}^m \mathcal{G}(x_i) \left| \frac{x_i}{\sum_{j=1}^m x_j} \right| = \prod_{i=1}^m \mathcal{G}(x^*)^{\frac{1}{m}} = \mathcal{G}^*. \quad (3.82)$$

Dies trifft z. B. auf die Signallaufzeit zu, falls sich eine zugehörige Leitungslänge erst aus der Kombination verschiedener Submodule ergibt.

Ebenfalls denkbar ist eine Multiplikation einzelner Teilparameter. Unter der Annahme $x = \prod_{i=1}^m x_i$ folgt für die Genauigkeit des Entwurfsparameters

$$\mathcal{G}(x) = \prod_{i=1}^m \mathcal{G}(x_i) \left| \frac{\frac{1}{x_i} \prod_{j=1}^m x_j \cdot \frac{x_i}{\prod_{j=1}^m x_j}}{\frac{1}{x_i} \prod_{j=1}^m x_j \cdot \frac{x_i}{\prod_{j=1}^m x_j}} \right| = \prod_{i=1}^m \mathcal{G}(x_i) = (\mathcal{G}^*)^m. \quad (3.83)$$

Diese Konstellation erweist sich als deutlich problematischer, da die Gesamtgenauigkeit als Produkt aller Teilgenauigkeiten mit steigender Anzahl von Submodulen bzw. Teilparametern immer weiter sinkt. Ergibt sich z. B. eine Leitungsimpedanz als Produkt oder Quotient verschiedener baulicher Parameter, muss man mit einer entsprechend reduzierten Genauigkeit rechnen. Allerdings handelt es sich dabei, wie bereits das Beispiel zeigt, nicht um eine spezifische Besonderheit modularer Ansätze, sondern vielmehr um eine Herausforderung bei der Fehlerfortpflanzung in Zielfunktionen im Allgemeinen.

Auch für komplexere Zielfunktionsdefinitionen, welche z. B. Winkel-, Logarithmus- oder Potenzfunktionen beinhalten, folgt, dass sich bei gemäß (3.81) vereinfachter Betrachtung die Gesamtgenauigkeit stets als Potenz der Einzelparametergenauigkeiten \mathcal{G}^* ergibt. Der verallgemeinerte Exponent \tilde{m} ist dabei, neben der Submodulanzahl m , auch von der Zielfunktion $f(x)$ sowie den Parametern x^* selbst abhängig:

$$\mathcal{G}(x) = (\mathcal{G}^*)^{\tilde{m}(m, x^*, f)}; \quad \tilde{m} > 0 \quad (3.84)$$

Die Auswirkungen dieses Zusammenhangs sind in Abb. 3.8 dargestellt. Zum Vergleich wurde die Genauigkeit einer Mehrparameteranordnung $\mathcal{G}(x)$, wie sie sich u. a. durch Modularisierung ergeben kann, in Relation zur Genauigkeit eines Einzelparameters \mathcal{G}^* gesetzt. Die Gesamtgenauigkeit wird in der Regel bestenfalls den Einzelgenauigkeiten entsprechen, sonst aber je nach Zielfunktion und gemäß dem beschriebenen Potenzgesetz (3.84) geringer ausfallen:

$$\frac{\mathcal{G}(x)}{\mathcal{G}^*} \in [(\mathcal{G}^*)^{\tilde{m}-1}, 1]. \quad (3.85)$$

Für bestimmte Zielfunktionen und unter entsprechenden Bedingungen ist mittels Modularisierung allerdings sogar eine Verbesserung der Gesamtgenauigkeit möglich.

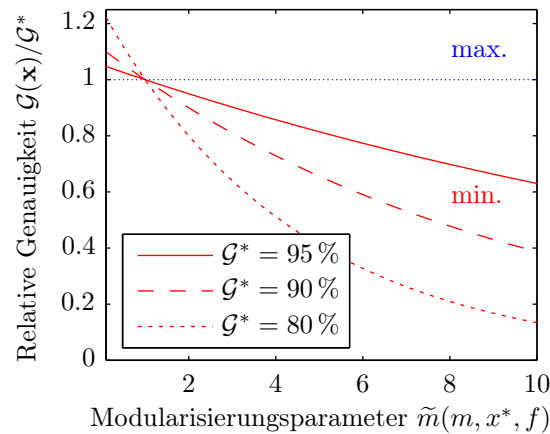


Abb. 3.8: Abschätzung des Zusammenhangs zwischen der Genauigkeit eines modularisierten Gesamtsystems (Mehrparameteranordnung) und der Anzahl seiner Submodule bzw. Entwurfsparameter. Dargestellt sind jeweils die theoretischen Unter- und Obergrenzen für die praktisch erreichbare Genauigkeit in Abhängigkeit des verallgemeinerten Modularisierungsparameters \tilde{m} und der Einzelparametergenauigkeit \mathcal{G}^* . Zur Vereinfachung wurden wiederum Submodule vergleichbarer Komplexität bzw. Entwurfsparameter vergleichbarer Größenordnung und Genauigkeit vorausgesetzt.

Da die Gleichungen (3.83) bzw. (3.84) hauptsächlich elektrische Zielgrößen betreffen, während für bauliche Kenngrößen überwiegend die Zusammenhänge (3.78), (3.79) und (3.82) angesetzt werden können, halten sich negative Auswirkungen auf die Systemgenauigkeit, welche sich allein durch die Modularisierung einer Geometrie ergeben, in den meisten Fällen in Grenzen.

Genauigkeit in verschiedenen Entwurfsphasen

Im Entwurfsprozess von Mikrowellenmodulen können gemäß Kapitel 2 verschiedene Phasen unterschieden werden:

1. Modellierung, Simulation und ggf. Parameteroptimierung,
2. Fertigung des entworfenen Moduls,
3. Messung der resultierenden Moduleigenschaften.

Dabei sind die Entwurfsparameter \mathbf{x} während jeder dieser Phasen jeweils anderen Fehlerquellen unterworfen:

1. Simulationsfehler: $\Delta \mathbf{x}_s = \mathbf{x}_s - \mathbf{x}_0$, $e_r(\mathbf{x}_s) = \frac{\Delta \mathbf{x}_s}{\mathbf{x}_0}$,

$$2. \text{ Produktionsfehler: } \Delta \mathbf{x}_p = \mathbf{x}_p - \mathbf{x}_s, e_r(\mathbf{x}_p) = \frac{\Delta \mathbf{x}_p}{\mathbf{x}_s},$$

$$3. \text{ Messfehler: } \Delta \mathbf{x}_m = \mathbf{x}_m - \mathbf{x}_p, e_r(\mathbf{x}_m) = \frac{\Delta \mathbf{x}_m}{\mathbf{x}_p}.$$

Der kumulative Gesamtfehler des Entwurfsprozesses bezogen auf die Zielvorgabe \mathbf{x}_0 beträgt allgemein

$$\Delta \mathbf{x} = \Delta \mathbf{x}_s + \Delta \mathbf{x}_p + \Delta \mathbf{x}_m, \quad e_r(\mathbf{x}) = \frac{\Delta \mathbf{x}}{\mathbf{x}_0} = \frac{\mathbf{x}_m - \mathbf{x}_0}{\mathbf{x}_0}. \quad (3.86)$$

Für die Genauigkeit von \mathbf{x} ergibt sich, zunächst mit der Vereinfachung $e_r(\mathbf{x}) \geq 0$, daher

$$\begin{aligned} \mathcal{G}(\mathbf{x}) &= e^{-|k e_r(\mathbf{x})|} = e^{-k \frac{\Delta \mathbf{x}_s + \Delta \mathbf{x}_p + \Delta \mathbf{x}_m}{\mathbf{x}_0}} = e^{-k \frac{\Delta \mathbf{x}_s}{\mathbf{x}_0}} e^{-k \frac{\Delta \mathbf{x}_p}{\mathbf{x}_0}} e^{-k \frac{\Delta \mathbf{x}_m}{\mathbf{x}_0}} \\ &= e^{-k e_r(\mathbf{x}_s)} \left(e^{-k e_r(\mathbf{x}_p)} \right)^{\frac{\mathbf{x}_s}{\mathbf{x}_0}} \left(e^{-k e_r(\mathbf{x}_m)} \right)^{\frac{\mathbf{x}_p}{\mathbf{x}_0}}. \end{aligned} \quad (3.87)$$

Eine Fallunterscheidung liefert schließlich

$$\mathcal{G}(\mathbf{x}) = \mathcal{G}(\mathbf{x}_s)^{\text{sgn}\{e_r(\mathbf{x}) e_r(\mathbf{x}_s)\}} \mathcal{G}(\mathbf{x}_p)^{\text{sgn}\{e_r(\mathbf{x}) e_r(\mathbf{x}_p)\}} \frac{\mathbf{x}_s}{\mathbf{x}_0} \mathcal{G}(\mathbf{x}_m)^{\text{sgn}\{e_r(\mathbf{x}) e_r(\mathbf{x}_m)\}} \frac{\mathbf{x}_p}{\mathbf{x}_0}. \quad (3.88)$$

Da zur Beurteilung des Entwurfsansatzes letztlich die minimal zu erwartende Genauigkeit ausschlaggebend ist, kann weiterhin vereinfacht werden:

$$\mathcal{G}_{\min}(\mathbf{x}) = \mathcal{G}(\mathbf{x}_s) \mathcal{G}(\mathbf{x}_p) \Big|_{\frac{\mathbf{x}_s}{\mathbf{x}_0}} \mathcal{G}(\mathbf{x}_m) \Big|_{\frac{\mathbf{x}_p}{\mathbf{x}_0}}. \quad (3.89)$$

Die erreichbare Genauigkeit von \mathbf{x} entspricht somit dem Produkt der Genauigkeiten der einzelnen Entwurfsabschnitte, wobei durch den jeweiligen Exponenten diese Abschnitte verschieden gewichtet werden, also durchaus unterschiedlich großen Einfluss auf den Gesamtfehler besitzen. Um die Genauigkeit eines gefertigten Mikrowellenmoduls beurteilen zu können, muss daher stets die gesamte Entwurfskette berücksichtigt werden.

3.3 Schlussfolgerungen: Effizienz, Flexibilität und/oder Genauigkeit?

Zur Bewertung eines Entwurfsprozesses und zur Identifikation entsprechenden Optimierungspotenzials können verschiedene Kriterien verwendet werden. Im Rahmen

dieser Arbeit werden insbesondere die Kriterien Effizienz, Flexibilität und Genauigkeit als wesentlich für den Entwurf von Mehrlagen-Mikrowellenschaltungen erachtet und daher als relative Kenngrößen der Leistungsfähigkeit (engl. *figures of merit*, FOM), d. h. jeweils bezogen auf ein geeignetes Referenzsystem, definiert [84]. Diese sind zunächst als Vorschlag bzw. Diskussionsbeitrag, welcher auf empirischen Erwägungen und praktischen Annahmen basiert, zu verstehen.

Im Weiteren wird das Konzept der Modularisierung des Entwurfsprozesses als Grundidee zur Optimierung dieser Leistungsfähigkeit entwickelt. Unter vereinfachenden, wiederum empirisch begründeten Annahmen, insbesondere hinsichtlich der Vergleichbarkeit von Submodulen, können anhand der definierten Kriterien und in konsequenter Anwendung des Modularisierungsgedankens Abschätzungen zu realisierbaren Steigerungen für die Leistungsfähigkeit des Entwurfs getroffen werden. Die gewonnenen Erkenntnisse und Zusammenhänge unterstreichen einerseits die Rechtfertigung modularer Entwurfsansätze, bilden darüber hinaus aber auch einen methodischen Ausgangspunkt zur besseren Vergleichbarkeit und Bewertung alternativer und konkurrierender Entwurfsverfahren im Allgemeinen, wie er in der Literatur bislang eher selten verfolgt wird.

Dabei wird deutlich, dass sich neben der Anzahl verwendeter Teilmodule vor allem eine erhöhte Funktionsvielfalt und eine maximierte Wiederverwendbarkeit von Submodulen positiv auf die Flexibilität und Effizienz des Verfahrens auswirken. Die Betrachtung des Speicher- und Zeitbedarfs zur Effizienzanalyse serieller oder parallelisierter Entwurfstechniken konzentriert sich auf die im Rahmen dieser Arbeit angewandten FDTD-basierten Simulationsansätze, ist jedoch prinzipiell auf andere Verfahren übertragbar. Zugleich zeigt sich, dass zunehmende Modularisierung tendenziell eher negativ auf die Genauigkeit von Entwürfen wirkt, so dass das Kriterium der Genauigkeit sich insgesamt gegenläufig zu den Entwurfszielen Flexibilität und Effizienz verhält. In der Praxis muss somit ein Kompromiss gefunden werden, wie sich Teilmodule mittels geeigneter Entwurfstechniken flexibel und effizient verarbeiten lassen, aber dabei durch entsprechende Maßnahmen die erforderliche Genauigkeit des Gesamtentwurfs sichergestellt werden kann, um das Potenzial der modularen Entwurfsmethodik voll auszuschöpfen.

4 Modulare Entwurfstechniken für planare Mikrowellenstrukturen

4.1 Implementierung einer Designbibliothek

In Kapitel 3 ergab sich für den zum Zweck der Prozessoptimierung modifizierten Entwicklungsansatz von Mehrlagen-Mikrowellenstrukturen eine konsequente Modularisierung des Entwurfsverfahrens als Grundidee. Durch eine geeignete Nutzung von Grundelementen (bzw. Bausteinen) der LTCC-Technologie sowie sonstiger Submodule mit hohem Wiederverwendungswert sind dabei deutliche Steigerungen der Effizienz und Flexibilität des Entwurfsansatzes zu erwarten.

Voraussetzung dafür ist zunächst der Aufbau einer entsprechenden Moduldatenbank (bzw. Designbibliothek) zur Sammlung, Archivierung und Bereitstellung aller erforderlichen Modelle und zugehörigen Entwurfsdaten. Darüber hinaus soll eine Strategie zur Verarbeitung dieser Daten im Rahmen eines vollständig modularen Entwurfsprozesses vorgestellt werden.

4.1.1 Modularchiv mit Onlineverwaltung

Wesentliche Kriterien bei der Auswahl eines als Modularchiv geeigneten Datenbanksystems sind:

- anschauliche Möglichkeiten zur strukturierten Aufbereitung teils komplexer Modulfunktionalität,
- verschiedenartige Modell- und Datenformate hinterlegbar,
- einfache Handhabung auch für mehrere Entwickler an verteilten Orten (z. B. via Internet),

KERAMIS DESIGN LIBRARY [modularchiv:schaltmatrizen:sm1]

Zuletzt angesehen: » Einführung » Archiv keramischer Mikrowellen-Module » Schaltmatrizen » Schalt-Matrix 1

Schalt-Matrix 1 [Bearbeiten]

Navigation

- Einführung
- Modularchiv
- Mischer
- Patch-Antennen
- Schalter
- Schaltmatrizen
- Synthesizer
- Verstärker
- Entwurfsplattform
- Kurzanleitung

Projekt-Kenndaten [Bearbeiten]

Projektname	KERAMIS-I
Interne Modul-Bezeichnung	TM1
Entstehungsjahr	2006
Entwickler	Johannes Trabert
Organisation	TU Ilmenau

–Inhaltsverzeichnis

- Schalt-Matrix 1
- Projekt-Kenndaten
- Kurzbeschreibung
- Physikalische Eigenschaften
- Gefertigtes Modul
- Elementare Bestandteile
- Ressourcen

Kurzbeschreibung [Bearbeiten]

4x4-Schaltmatrix bestehend aus jeweils 4 PIN-Diodenschaltern auf der Ober- und Unterseite mit entsprechenden Netzwerken zur Impedanzanpassung. Mittels 32 DC-Anschlüssen rekonfigurierbare Architektur. Weiterentwicklung im Rahmen von Modul *Schalt-Matrix 2*, insbesondere hinsichtlich reduzierter Abmessungen.

Physikalische Eigenschaften [Bearbeiten]

Gefertigtes Modul [Bearbeiten]

Elementare Bestandteile

- Leitungstyp 1
- Leitungstyp 2
- Leitungs-Diskontinuität 1
- Leitungs-Diskontinuität 2
- Via-Übergang 1
- Via-Übergang 2
- Via-Übergang 3

Ressourcen [Bearbeiten]

CAD-Zeichnung (CAM350) CAD-Modell Schalt-Matrix 1 [Bearbeiten]

Abb. 4.1: Prinzipieller Aufbau von Webseiten des DokuWiki-basierten Datenarchivs, illustriert anhand der Beispielsansicht eines Schaltmatrixmoduls [89]

- Zugangskontrolle für ausreichende Datensicherheit und zur Wahrung möglicher kommerzieller Interessen.

Die Entscheidung fiel zu Gunsten der nicht-kommerziellen (*Open-Source*) Softwareplattform DokuWiki [90]. Anders als bei komplexeren kommerziellen Lösungen handelt es sich dabei um die Kombination eines *Web-Content-Management-Systems* (WCMS) mit einer einfachen textbasierten Datenbank. Neben Textbeiträgen kann der Bearbeiter aber auch Grafiken oder verschiedenste Modelldateien hochladen. Inhalte können somit ohne größeren Aufwand, aber dennoch übersichtlich gestaltet werden. Durch die implementierte Nutzerverwaltung und den kennwortgeschützten Onlinezugriff via WCMS ist eine parallele Bearbeitung und Nutzung des Modularchivs durch entsprechend berechnigte Entwickler auch weltweit möglich.

Der grundlegende Aufbau der Benutzeroberfläche aus Sicht eines Anwenders (Web-

seite) sowie die grobe Struktur der darin hinterlegten Moduldatensätze aus verschiedenen Projekten wird in Abb. 4.1 deutlich [89].

4.1.2 Moduldaten und Austauschformate im Entwurfsprozess

Neben aussagekräftigen Grafiken und Erläuterungstexten können die im Archiv gesammelten Mikrowellenmodule, also z. B. Synthesizer, Schaltmatrizen, Verstärker, *Patch*-Antennen, zumeist durch folgende Datensätze beschrieben werden:

(1) Entwurfsvorgaben:

- Geometriedaten:
2D-Konstruktionen oder 3D-CAD-Modelle, je nach verwendeter mechanischer (z. B. DXF-Standard) oder elektromagnetischer (z. B. SAT-Standard) Entwurfssoftware, oft auch in Form proprietärer Formate,
- Technologieparameter:
Materialeigenschaften und Prozesskenngrößen, ggf. in Tabellenform,

(2) Entwurfsergebnisse:

- strukturelle Inspektion:
Bilddaten von Mikroskopen (Profilometer, REM), Röntgen-/CT- oder Ultraschalluntersuchungen,
- elektromagnetische Simulations- und Messdaten:
Streuparameter, Richtdiagramme u. a., meist in Form von Wertetabellen (z. B. Touchstone-Format).

Ausgehend von derartigen Moduldaten ergibt sich zunächst der in Abb. 4.2 dargestellte Ansatz für einen modularen Entwurfsablauf. Dabei besteht das Grundproblem stets darin, die Mikrowelleneigenschaften, d. h. die elektromagnetischen Entwurfsergebnisse, einer mehr oder weniger komplexen Mikrowellenschaltung vollständig anhand ihrer Konstruktionsdaten, d. h. aus den geometrischen und technologischen Entwurfsvorgaben, zu bestimmen.

Während eine nachträgliche Modularisierung der elektromagnetischen Entwurfsergebnisse nahezu ausgeschlossen ist, eignen sich Entwurfsvorgaben in Form geometrischer 3D-Modelle besonders gut für eine Zerlegung in Grundelemente. Diese können im Rahmen des modularen Entwurfsprozesses separat analysiert und elektromagnetisch ausgewertet werden. Durch Verkettung unter Zuhilfenahme der so ermittelten

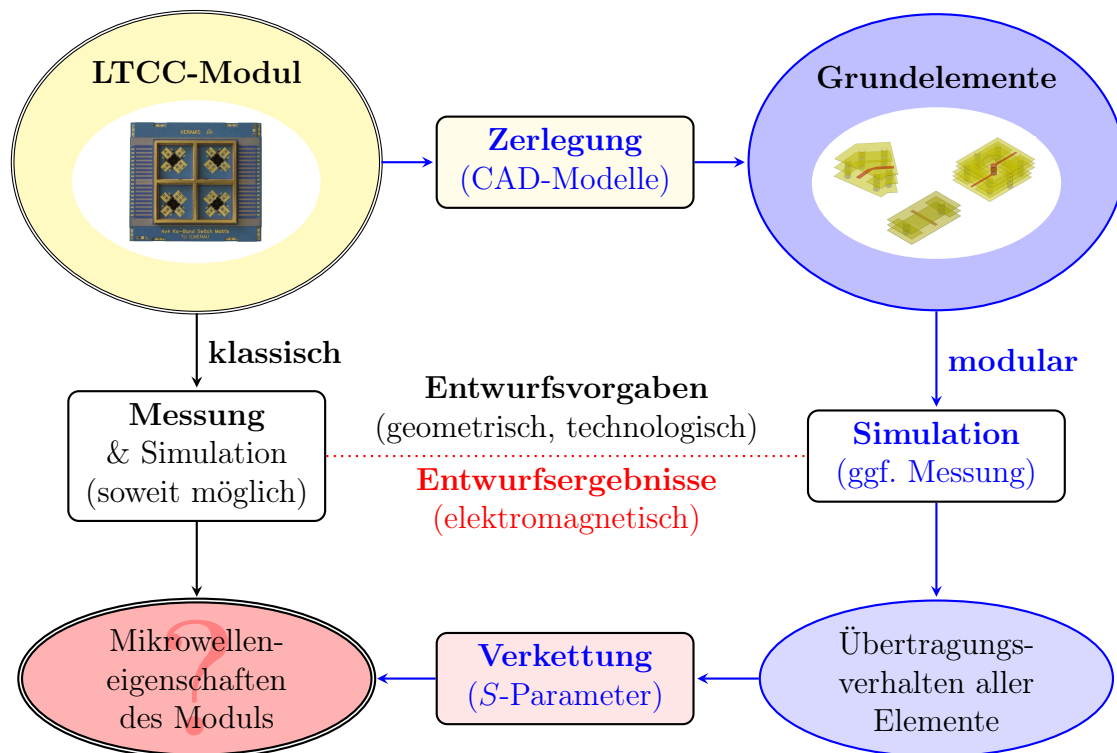


Abb. 4.2: Grundprinzip des modularen Entwurfsansatzes für LTCC-Mikrowellenschaltungen. Ziel ist es, die gewünschten elektromagnetischen Eigenschaften (Entwurfsergebnisse, rot) für ein geometrisch komplexes Modul (Entwurfsvorgaben, gelb) zu bestimmen. Durch Modularisierung (blau hervorgehoben), d. h. eine CAD-basierte Zerlegung in Grundelemente und anschließende Verknüpfung der zugehörigen Übertragungseigenschaften, ist dies auf effiziente Weise möglich.

Netzwerkparameter kann anschließend das Gesamtverhalten der Mikrowellenschaltung synthetisiert werden.

Als wichtigste Austauschformate im modularen Entwurfsablauf eignen sich hinsichtlich der Entwurfsvorgaben somit insbesondere CAD-Modelle von Bauelementen oder Baugruppen, sowie seitens der Entwurfsergebnisse die zugehörigen Streuparameter (Touchstone-Dateien).

4.1.3 CAD-Entwurfsplattform mit 3D-Grundelementen

Für den Geometrieentwurf empfiehlt sich der Einsatz kommerzieller CAD-Software zur mechanischen 3D-Konstruktion. Im Rahmen dieser Arbeit wurde *Autodesk Inventor* verwendet [91]. Ein wichtiger Vorteil derartiger CAD-Plattformen ist ih-

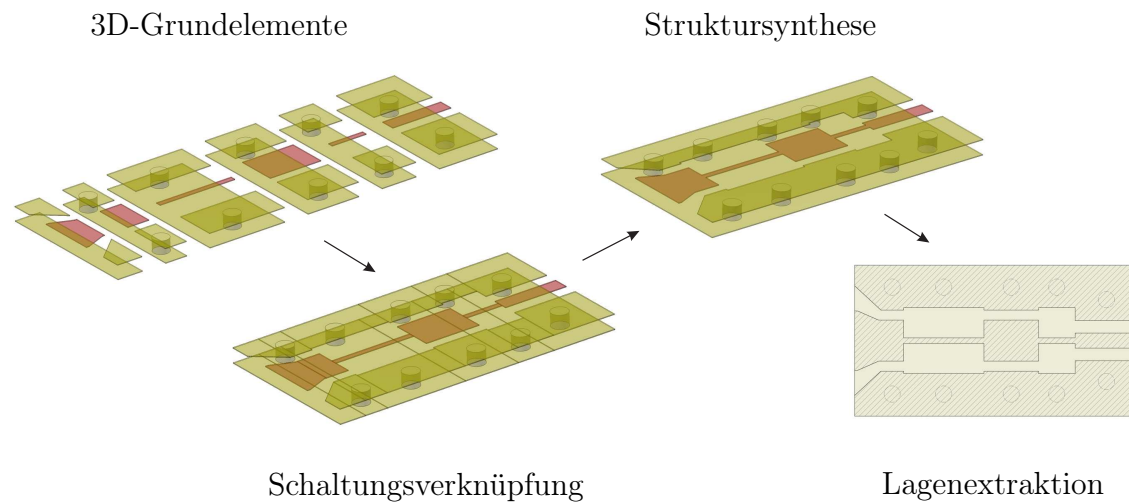


Abb. 4.3: Modularisierter Geometrieentwurf mittels *Autodesk Inventor*. Erforderliche Arbeitsschritte, ausgehend von den verwendeten 3D-Grundelementen bis hin zu entsprechenden Fertigungszeichnungen einzelner Modullagen, dargestellt am Beispiel eines koplaren Impedanzanpassungsnetzwerks mit Rückseitenmetallisierung (signalführender Leiter: rot, Masse: gelb).

re Schnittstellenfunktion. Mittels plattformübergreifender Austauschformate (z. B. SAT-Standard) ist eine weitere Verwendung der geometrischen Modelle zur elektromagnetischen Feldsimulation sehr einfach möglich. Zugleich können auch alle für eine Fertigung der Entwürfe erforderlichen Konstruktionsunterlagen (z. B. DXF-Zeichnungen) damit erstellt werden.

Daneben bietet aktuelle Konstruktionssoftware speziell für einen modularen 3D-Entwurfsansatz viele hilfreiche Funktionen. Die dementsprechend in allen folgenden Untersuchungen erprobten und angewendeten Arbeitsschritte illustriert Abb. 4.3. Als Ausgangspunkt dient stets eine Auswahl von 3D-Grundelementen, d. h. eine Bibliothek möglichst einfach strukturierter Bauteilmodelle. Deren geometrische Abmessungen können mittels zugehöriger Parametertabellen manipuliert und an die Erfordernisse des jeweiligen Schaltungsentwurfs angepasst werden. Anhand vordefinierter Abhängigkeiten entlang ihrer physischen Berandungen und Schnittflächen lassen sich verschiedene Grundelemente sehr leicht zu Baugruppen und somit komplexen Schaltungsstrukturen verküpfen. Aus der fertig synthetisierten 3D-Struktur können Schnittzeichnungen einzelner Lagen extrahiert und damit alle für die Fertigung erforderlichen Konstruktionsdaten entnommen werden. Darüber hinaus ist auch eine Verwendung des so entworfenen Moduls als neues Bauteil in einer noch

umfassenderen Baugruppe denkbar.

Als typische Grundelemente für LTCC-Module kommen insbesondere verschiedenste Leitungsbausteine, horizontale und vertikale Leitungsübergänge, aber auch konzentrierte Bauelemente in Betracht. Werden diese einmalig in Form von 3D-Modellen definiert und parametrisiert, können sie mit minimalem Aufwand auch für neue Schaltungsentwürfe angepasst werden und somit immer wieder neu zum Einsatz kommen.

4.1.4 Ablauf des modularen Entwurfs mittels Designbibliothek

Aufbauend auf einem Modul- und Modellarchiv, wie der vorliegenden Designbibliothek, sowie einer geeigneten CAD-Plattform für den 3D-Geometrieentwurf kann der modularisierte elektromagnetische Entwurf erfolgen. Die grundlegenden Arbeitsschritte des gesamten modularen Entwurfsprozesses bis zum Fertigungsstart für ein konkretes LTCC-Mikrowellenmodul veranschaulicht Abb. 4.4 [92].

Der CAD-gestützte Geometrieentwurf beinhaltet im Wesentlichen drei Aufgaben. Zunächst gilt es, anhand erprobter LTCC-Module 3D-Modelle geeigneter LTCC-Grundelemente zu erstellen. Dies erfolgt einmalig zwecks Implementierung der Designbibliothek, aber auch später noch im Zuge ihrer Erweiterung oder bei Bedarf. Diese LTCC-Grundelemente werden entsprechend Abschnitt 4.1.3 zum 3D-Schaltungslayout, d. h. zur Umsetzung des eigentlichen anwendungsspezifischen Entwurfsproblems verwendet. Schließlich ist im Rahmen der Parameteroptimierung zur Realisierung der gewünschten Mikrowelleneigenschaften eine Anpassung geometrischer Abmessungen, vorzugsweise mittels Parametertabellen für die einzelnen CAD-Modelle, erforderlich (vgl. dazu Abschnitt 4.3).

Auch der elektromagnetische Entwurf gliedert sich nunmehr modular. Die Gesamtschaltung wird in elementare funktionale Einheiten zerlegt; im Idealfall entsprechen diese LTCC-Grundelementen. Diese Grundstrukturen müssen unter Berücksichtigung aller für die konkreten Umstände gültigen Parameter simuliert werden. Die mittels Feldberechnung gefundenen Übertragungseigenschaften werden in der Regel durch Netzwerkparameter beschrieben und können zur Bestimmung der Mikrowellenantwort des Gesamtsystems kaskadiert werden (elektromagnetische Synthese). Um die Simulation ungestörter Feldverhältnisse und damit eine möglichst genaue physikalische Modellierung aller LTCC-Strukturen zu gewährleisten, sollte *Deem-*

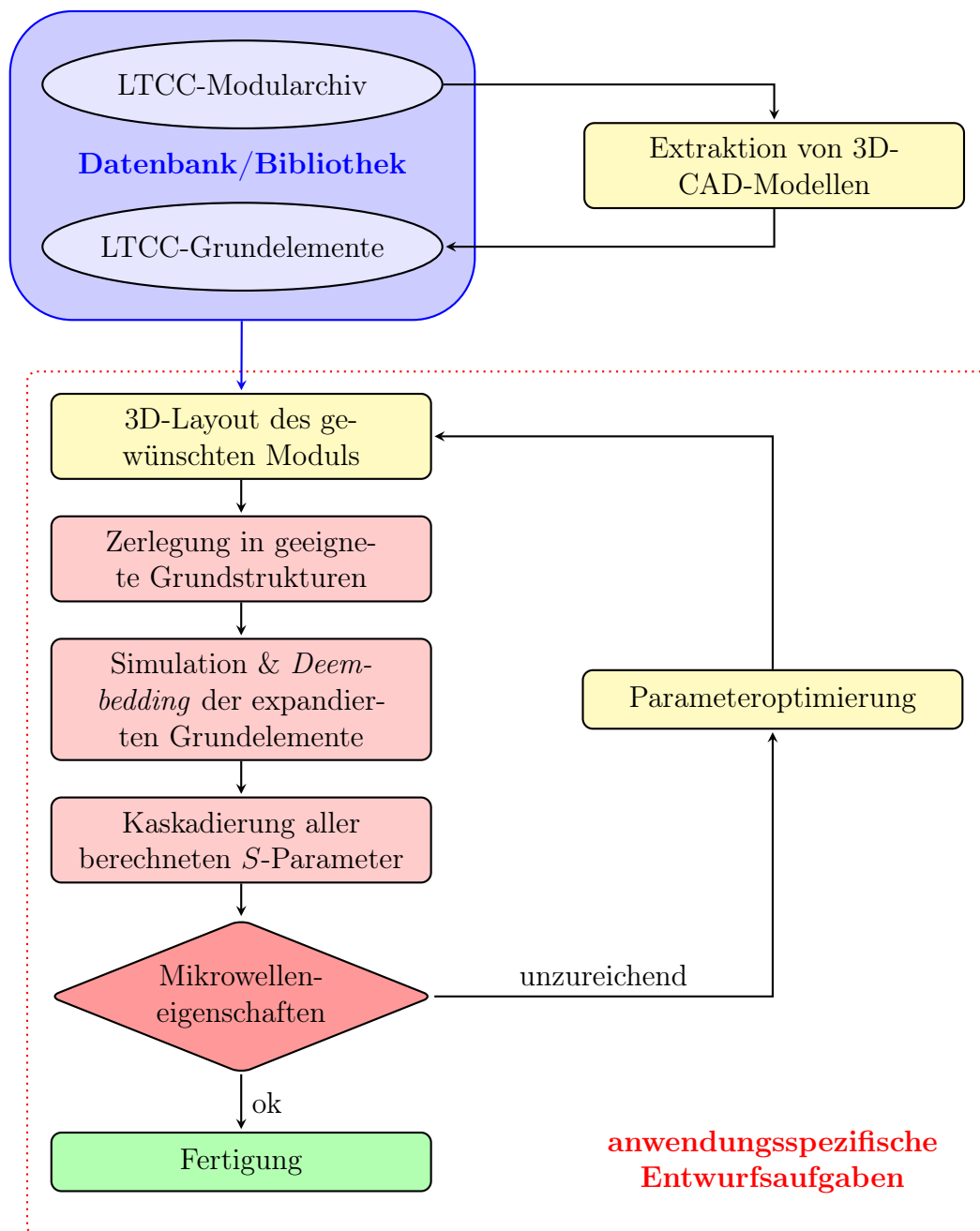


Abb. 4.4: Modularisierter Entwurfsprozess für Mehrlagen-Mikrowellenmodule. Neben geometriellastigen CAD-Entwurfsaufgaben (gelbe Blöcke) sind verschiedene elektromagnetische Simulationsschritte (rote Blöcke) zu bewältigen. Die für jeden Anwendungsfall spezifische Lösung dieser Entwurfsaufgaben wird im modularen Entwurf zudem unterstützt durch eine einmalig aufzubauende Datenbank (Designbibliothek, blau dargestellt).

bedding, d. h. eine räumliche Expansion der LTCC-Grundelemente im Bereich ihrer Schnittflächen, eingesetzt werden. Die detaillierte Umsetzung des modularen elektromagnetischen Entwurfs ist Gegenstand der folgenden Abschnitte.

4.2 Verketteter Frequenzbereichsentwurf

Im Gegensatz zu anderen bekannten Netzwerkparametern eignet sich die wellentheoretisch begründete Streumatrix besonders zur Charakterisierung linearer HF-Komponenten und kontinuierlicher Mikrowellenstrukturen als Ganzes. Zur Behandlung von netzwerkartigen Problemen, bei denen der Kopplung zwischen verschiedenen, quasi diskreten Bauelementen oder Teilstrukturen eine zentrale Rolle zukommt, sind jedoch in der Regel Kettenparameter vorzuziehen. Aufgrund ihres Schnittstellencharakters ermöglichen sie eine einfachere Analyse verketteter Strukturen mittels numerischer Methoden der linearen Algebra [88].

Alternativ zu Kettenparametern können auch Streu-Transfer-Parameter verwendet werden, deren Definition in Anlehnung an die Streumatrix ebenfalls auf normierten Leistungswellen basiert [23]. Da beide Parametertypen im Sinne der Aufgabenstellung eines modularen Entwurfs nahezu austauschbar sind und daher äquivalent verwendet werden können, kamen im weiteren Verlauf der Arbeit die historisch gesehen etablierteren Kettenparameter zum Einsatz.

4.2.1 Verkettungsansatz

Kettenparameter

Die Kettenmatrix K für ein Zweitor ist entsprechend Abb. 4.5a durch folgenden Zusammenhang definiert:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}. \quad (4.1)$$

Für die Gesamtspannung U_i und den Gesamtstrom I_i am Eingang i eines Mehrtores liefert die Leitungstheorie [22]:

$$U_i = U_{h,i} + U_{r,i}, \quad I_i = \frac{1}{Z_{0,i}}(U_{h,i} - U_{r,i}). \quad (4.2)$$

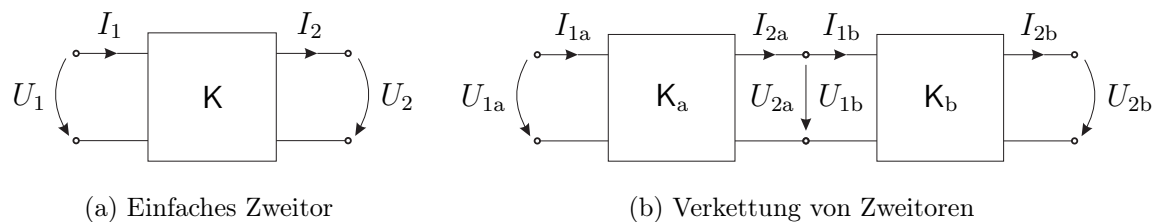


Abb. 4.5: Zur Definition der Kettenparameter

Ausgehend von diesen Definitionen können Gleichungen abgeleitet werden, die für ein vorgegebenes Zweitor eine Umrechnung der Streuparameter in Kettenparameter und umgekehrt ermöglichen. Die Transformationsbeziehungen für den allgemeinen Fall einer Anordnung mit unterschiedlichen, aber nicht-komplexen charakteristischen Impedanzen der Tore ergeben sich damit gemäß Tab. 4.1. In der Regel listen entsprechende Zusammenstellungen, z. B. in [22], jedoch den vereinfachten Fall identischer Torimpedanzen. Eine umfassende Übersicht für komplexe Ein- und Ausgangsimpedanzen bietet [93].

Der große Vorteil von Kettenparametern ist die Möglichkeit verschiedene Zweitore auf einfache Weise zu verketteten. Da gemäß Gl. (4.1) die Kettenmatrix, im Gegensatz zu anderen Netzwerkparametern, einen expliziten Zusammenhang zwischen den Eingangsgrößen (U_1, I_1) an einem Tor und den Ausgangsgrößen (U_2, I_2) am anderen Tor herstellt, kann das Gesamtverhalten zweier entsprechend Abb. 4.5b verschalteter Zweitore mit den Kettenmatrizen K_a und K_b durch

$$\begin{pmatrix} U_{1a} \\ I_{1a} \end{pmatrix} = K_a \begin{pmatrix} U_{2a} \\ I_{2a} \end{pmatrix} = K_a \begin{pmatrix} U_{1b} \\ I_{1b} \end{pmatrix} = K_a K_b \begin{pmatrix} U_{2b} \\ I_{2b} \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

beschrieben werden. Die verketteten Zweitore werden also in einen Ersatzvierpol entsprechend Abb. 4.5a überführt, so dass für die resultierende Kettenmatrix K einer Zusammenschaltung von n Zweitoren gilt:

$$K = K_1 K_2 \cdots K_n = \prod_{i=1}^n K_i, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (4.4)$$

Da das Kommutativgesetz bei Matrizenmultiplikation nicht erfüllt ist, also

$$K_a K_b \neq K_b K_a \quad (4.5)$$

$$K_{mn}(S_{ij})$$

$$K_{11} = \sqrt{\frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}} \frac{(1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$K_{12} = \sqrt{Z_{0,1}Z_{0,2}} \frac{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$K_{21} = \frac{1}{\sqrt{Z_{0,1}Z_{0,2}}} \frac{(1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$K_{22} = \sqrt{\frac{Z_{0,2}}{Z_{0,1}}} \frac{(1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$$

$$S_{ij}(K_{mn})$$

$$S_{11} = \frac{K_{11} + \frac{1}{Z_{0,2}}K_{12} - Z_{0,1}K_{21} - \frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}K_{22}}{K_{11} + \frac{1}{Z_{0,2}}K_{12} + Z_{0,1}K_{21} + \frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}K_{22}}$$

$$S_{12} = \sqrt{\frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}} \frac{2(K_{11}K_{22} - K_{12}K_{21})}{K_{11} + \frac{1}{Z_{0,2}}K_{12} + Z_{0,1}K_{21} + \frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}K_{22}}$$

$$S_{21} = \sqrt{\frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}} \frac{2}{K_{11} + \frac{1}{Z_{0,2}}K_{12} + Z_{0,1}K_{21} + \frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}K_{22}}$$

$$S_{22} = \frac{-K_{11} + \frac{1}{Z_{0,2}}K_{12} - Z_{0,1}K_{21} + \frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}K_{22}}{K_{11} + \frac{1}{Z_{0,2}}K_{12} + Z_{0,1}K_{21} + \frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}}K_{22}}$$

Tab. 4.1: Umrechnung zwischen Streuparametern S_{ij} und Kettenparametern K_{mn} für ein Zweitor mit verschiedenen nicht-komplexen Eingangsimpedanzen [93]

gilt, ist hierbei die richtige Reihenfolge der Kettenmatrizen entsprechend der realen Netzwerktopologie zu berücksichtigen. Darüber hinaus ist zu beachten, dass für nicht-reziproke Zweitore keine symmetrische Streu- oder Kettenmatrix vorliegt, d. h.

$$\mathbf{S} \neq \mathbf{S}^T \quad \text{bzw.} \quad \mathbf{K} \neq \mathbf{K}^T. \quad (4.6)$$

Eingang und Ausgang des Zweitores sind im Allgemeinen also nicht vertauschbar, eine Spiegelung der Matrizen, sofern die Netzwerktopologie dies erfordert, ist jedoch durch Austauschen der Elemente

$$S_{11} \leftrightarrow S_{22} \quad \text{und} \quad S_{12} \leftrightarrow S_{21} \quad \text{bzw.} \quad (4.7)$$

$$K_{11} \leftrightarrow K_{22} \quad \text{und} \quad K_{12} \leftrightarrow K_{21} \quad (4.8)$$

jederzeit möglich.

Impedanz-Normierung

Sowohl bei der Simulation als auch der Messung von Streuparametern wird üblicherweise von einer Bezugsimpedanz $Z'_0 = 50 \Omega$ ausgegangen. Sofern die tatsächlichen Eingangs- und Ausgangsimpedanzen eines Zweitores, $Z_{0,1}$ und $Z_{0,2}$, davon abweichen, ist eine Normierung entsprechend

$$S'_{ij} = \frac{U_{r,i}}{U_{h,j}} \Big|_{U_{h,k}=0 \forall k \neq j} = \sqrt{\frac{Z_{0,i}}{Z_{0,j}}} S_{ij} \quad (4.9)$$

möglich. Setzt man die für identische Torimpedanzen normierten Streuparameter S'_{ij} (Gl. (4.9)) in die Transformationsbeziehungen aus Tab. 4.1 ein, ergeben sich für die Kettenparameter des Zweitores entsprechende Normierungsvorschriften:

$$\begin{aligned} K'_{11} &= K_{11}, \\ K'_{12} &= \frac{Z'_0}{Z_{0,2}} K_{12}, \\ K'_{21} &= \frac{Z_{0,1}}{Z'_0} K_{21}, \\ K'_{22} &= \frac{Z_{0,1}}{Z_{0,2}} K_{22}. \end{aligned} \quad (4.10)$$

Bei abweichenden Ausgangsdefinitionen ergeben sich vergleichbare Beziehungen [94]. Werden nun Zweitore, z. B. mit K_a und K_b entsprechend Abb. 4.5b, verkettet, so kann man anhand der Matrizenmultiplikation und der Gleichungen (4.10) zeigen, dass diese Normierungsbeziehungen auch für die Kettenparameter der verketteten Gesamtstruktur ihre Gültigkeit behalten, sofern die Bedingung

$$Z_{0,1}^{(b)} = Z_{0,2}^{(a)} \quad (4.11)$$

stets erfüllt ist, d. h. die Eingangs- und Ausgangsimpedanzen an den Schnittstellen zwischen zwei Vierpolen (vgl. Abb. 4.5b) jeweils identisch sind.

Somit ist eine Normierung zu beliebigen Zeitpunkten vor, während oder nach der Verkettung möglich, und führt stets zu äquivalenten Ergebnissen. Da die Streuparameter-Messtechnik grundsätzlich für $50\ \Omega$ ausgelegt ist und Simulationstools mehrheitlich zumindest eine entsprechende Normierung der Streuparameter ermöglichen, besteht die einfachste Vorgehensweise darin, möglichst während des gesamten Verkettungsprozesses mit normierten Parametern zu arbeiten und lediglich zur Beurteilung des Übertragungsverhaltens die Streuparameter anhand der tatsächlichen Impedanzen zu entnormieren. Der möglichst reflexionsfreie Übergang an Schnittstellen zwischen den Teilstrukturen gemäß Bedingung (4.11) ist dabei allerdings sicherzustellen.

4.2.2 Schnittflächenbehandlung und *Deembedding*

Randbedingungen für die Simulation

Ein planarer Wellenleiter kann als geometrische Anordnung leitfähiger metallischer Schichten in einem dielektrischen Substrat betrachtet werden. Die elektromagnetischen Wellen werden von der Leiterstruktur geführt, breiten sich jedoch im Dielektrikum aus. Die vorrangige Funktion des Wellenleiters ist es, elektromagnetische Wellen möglichst verlustarm zu übertragen.

Die charakteristische Impedanz von Wellenleiterstrukturen wird durch ihre Materialparameter und die Leitungsgeometrie bestimmt. Während der Entwurfsprozess in der Regel von spezifischen technologischen Vorgaben ausgeht und somit weniger Spielraum hinsichtlich der Materialkennwerte bietet, kann anhand der geometrischen Abmessungen maßgeblich Einfluss auf die Leitungsimpedanz genommen werden. Zudem können verschiedene Wellenleitergeometrien durchaus die gleiche charakteristi-

„Elektrische Wand“ (PEC)	Dielektrische Grenzfläche
$\mathbf{n} \times \mathbf{E}_1 = 0$	$\mathbf{n} \times \mathbf{E}_1 = \mathbf{n} \times \mathbf{E}_2$
$\mathbf{n} \times \mathbf{H}_1 = \mathbf{J}_{\text{GF}}$	$\mathbf{n} \times \mathbf{H}_1 = \mathbf{n} \times \mathbf{H}_2$
$\mathbf{n} \cdot \mathbf{D}_1 = \varrho_{\text{GF}}$	$\mathbf{n} \cdot \mathbf{D}_1 = \mathbf{n} \cdot \mathbf{D}_2$
$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}_1 = 0$	$\mathbf{n} \cdot \mathbf{B}_1 = \mathbf{n} \cdot \mathbf{B}_2$

Tab. 4.2: Grenzflächenbedingungen an einem perfekten elektrischen Leiter (PEC) sowie zwischen verschiedenen Dielektrika

sche Impedanz aufweisen. Über Gl. (4.11) hinaus lassen sich daher weitere Bedingungen ableiten, die an der Schnittfläche zweier Teilstrukturen erfüllt sein müssen, damit der in Abschnitt 4.2.1 beschriebene Verkettungsansatz erfolgreich angewendet werden kann.

Geht man davon aus, dass zwei Wellenleiter unterschiedlicher Geometrie an einer definierten Schnittfläche aufeinander treffen, so ergeben sich entlang der Schnittfläche zwangsläufig verschiedenartige Grenzflächen. Die zugehörigen Grenzflächenbedingungen sind in Tab. 4.2 zusammengefasst [22]. Grenzflächen, an denen wellenführende dielektrische Bereiche auf metallische Schichten stoßen, können in guter Näherung als „elektrische Wände“ betrachtet werden, da das elektrische Feld der einlaufenden elektromagnetischen Welle praktisch ausgelöscht wird (Tab. 4.2 links). An dielektrischen Grenzflächen gelten hingegen andere Bedingungen (Tab. 4.2 rechts), welche für den Fall identischer Dielektrika in letzter Konsequenz die Kontinuität der elektromagnetischen Feldgrößen an der Schnittfläche einfordern.

Möchte man die aneinander grenzenden Wellenleiterstrukturen separat elektromagnetisch simulieren, stellt sich daher die Frage nach der Wahl der Randbedingungen. Prinzipiell stellen Simulatoren zwei Definitionen zur Verfügung, die sinnvoll an einer solchen Schnittfläche zur Anwendung kommen könnten (vgl. Abschnitt 2.1.2):

- die „elektrische Wand“ entlang eines perfekten elektrischen Leiters (PEC),
- offene bzw. absorbierende Randbedingungen (d. h. ABC nach [14] oder PML nach [15]).

Die Zielstellung offener Randbedingungen besteht darin eine reflexionsfrei angepasste Absorption der einfallenden Wellen zu modellieren.

Machte man von der ersten Definition Gebrauch, würde die gesamte Schnittfläche

faktisch durch eine perfekt leitfähige Wand ersetzt, was dazu führen würde, dass Bereiche, in denen eigentlich Dielektrika aufeinandertreffen, nicht mehr als kontinuierlich wellenführend, also nicht mehr korrekt modelliert würden. Um also die Feldverteilung an der Schnittfläche zweier Wellenleiter physikalisch sinnvoll abzubilden, ist es ratsamer offene Randbedingungen zu verwenden. Unter diesen Umständen werden jedoch die Felder an dielektrisch-metallischen Grenzstrukturen fehlerhaft modelliert. Aus dieser praktischen Erwägung heraus leitet sich somit die Forderung ab, dass Schnittflächen stets so zu wählen sind, dass nicht nur die Impedanzen entsprechend Bedingung (4.11) sondern auch die Geometrien der aufeinander treffenden Wellenleiter identisch sind.

Leistungsübertragung durch Grenzflächen

Ein weiterer wichtiger Aspekt offenbart sich, wenn man die Leistungsbilanz an einer Schnittfläche betrachtet. Gemäß dem Poyntingtheorem gilt für ein abgeschlossenes Volumen V mit der Oberfläche A entsprechend Abb. 4.6a:

$$\begin{aligned}
 \underbrace{-\frac{1}{2} \int_V (\mathbf{E} \mathbf{J}_Q^* + \mathbf{H}^* \mathbf{M}_Q) dV}_{P_Q} &= \underbrace{\frac{\sigma}{2} \int_V \|\mathbf{E}\|^2 dV + \frac{\omega}{2} \int_V (\varepsilon'' \|\mathbf{E}\|^2 + \mu'' \|\mathbf{H}\|^2) dV}_{P_V} \\
 &+ \underbrace{j \frac{\omega}{2} \int_V (\mu' \|\mathbf{H}\|^2 - \varepsilon' \|\mathbf{E}\|^2) dV}_{2j\omega(W_{\text{mag}} - W_{\text{el}})} \\
 &+ \underbrace{\frac{1}{2} \oint_A (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) d\mathbf{A}}_{P_A}. \tag{4.12}
 \end{aligned}$$

Dabei beschreibt das Integral der linken Seite von Gl. (4.12) die von elektromagnetischen Quellen (Quellstromdichte \mathbf{J}_Q bzw. Quellmagnetisierung \mathbf{M}_Q) innerhalb des Volumens V zugeführte Leistung P_Q , die beiden ersten Integrale der rechten Seite kennzeichnen ohmsche, dielektrische und magnetische Verlustleistungsanteile P_V , der Ausdruck der zweiten Zeile steht in Zusammenhang zu den im Volumen V gespeicherten elektrischen und magnetischen Energien W_{el} bzw. W_{mag} , und das Inte-

gral der dritten Zeile beschreibt die durch die Oberfläche A nach außen abgegebene Leistung P_A , charakterisiert durch den Poyntingvektor [22]

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H}^*. \quad (4.13)$$

Somit gilt für die gesamte an die Umgebung abgegebene Leistung

$$P_A = \frac{1}{2} \oint_A (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) d\mathbf{A} = P_Q - P_V - 2j\omega(W_{\text{mag}} - W_{\text{el}}). \quad (4.14)$$

Wird nun ein Schnitt durch das Volumen V ausgeführt, so dass zwei Teilvolumina V_1 und V_2 (mit $V_1 + V_2 = V$) entsprechend Abb. 4.6b entstehen, ergeben sich zusätzlich zu den anteiligen Oberflächen A_1 und A_2 (mit $A_1 + A_2 = A$) für beide Teilvolumina die Schnittflächen A_S . Für die nach außen abgegebene Leistung der einzelnen Raumbereiche liefert eine separate Anwendung des Poyntingtheorems somit:

$$\begin{aligned} P_{A,1} + P_{S,1} &= \frac{1}{2} \oint_{A_1 + A_S} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) d\mathbf{A} = P_{Q,1} - P_{V,1} - 2j\omega(W_{\text{mag},1} - W_{\text{el},1}) \quad \text{bzw.} \\ P_{A,2} + P_{S,2} &= \frac{1}{2} \oint_{A_2 + A_S} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) d\mathbf{A} = P_{Q,2} - P_{V,2} - 2j\omega(W_{\text{mag},2} - W_{\text{el},2}). \end{aligned} \quad (4.15)$$

Da sich die jeweiligen Quellenleistungen ($P_{Q,1}$, $P_{Q,2}$), Verlustleistungen ($P_{V,1}$, $P_{V,2}$) und Energieanteile ($W_{\text{mag},1}$, $W_{\text{mag},2}$ bzw. $W_{\text{el},1}$, $W_{\text{el},2}$) für $V_1 + V_2 = V$ stets zu den in Gl. (4.14) enthaltenen Beiträgen (P_Q , P_V , W_{mag} und W_{el}) aufsummieren, liefert ein Vergleich der in Abb. 4.6a und Abb. 4.6b dargestellten Zustände:

$$(P_{A,1} + P_{S,1}) + (P_{A,2} + P_{S,2}) = P_A, \quad (4.16)$$

so dass wegen $A_1 + A_2 = A$ und $P_{A,1} + P_{A,2} = P_A$ folgt:

$$P_{S,1} = -P_{S,2}. \quad (4.17)$$

Die entlang einer Schnittfläche A_S aus einem Teilvolumen V_1 abgegebene Leistung entspricht stets genau der vom anderen Teilvolumen V_2 entlang der Schnittfläche A_S aufgenommenen Leistung. Dieser Tatsache muss somit auch ein modularer Simulationsansatz gerecht werden.

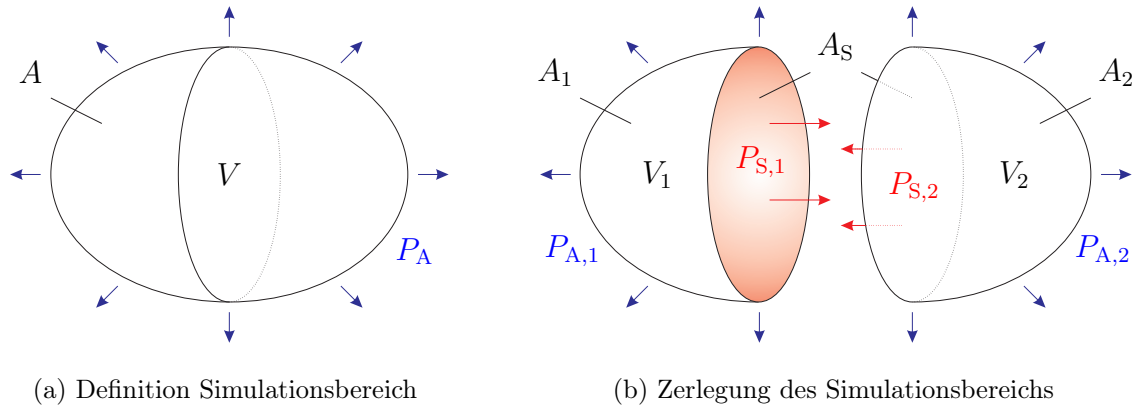


Abb. 4.6: Leistungsbilanz entlang einer Schnittfläche durch einen begrenzten Simulationsbereich

Wellenleitermoden an Diskontinuitäten

Geht man davon aus, dass die Schnittfläche A_S durch einen kontinuierlich verlaufenden Wellenleiter definierter Geometrie gelegt wurde, so kann die übertragene Leistung bestimmten ausbreitungsfähigen Wellenleitermoden zugeordnet werden. Je nach verwendeter Geometrie des Wellenleiters folgt die elektromagnetische Feldverteilung meist einem bevorzugten Mode. Für Rechteckhohlleiter wird z. B. der Grundmode TE_{10} genutzt [22]:

$$E_x = 0, \quad H_x = \frac{j\beta a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \quad (4.18)$$

$$E_y = -\frac{j\omega\mu a}{\pi} A_{10} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}, \quad H_y = 0, \quad (4.19)$$

$$E_z = 0, \quad H_z = A_{10} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z}. \quad (4.20)$$

Die Gleichungen (4.18) bis (4.20) beschreiben transversale elektrische Wellen mit der Kreisfrequenz ω , der Phasenkonstante β und der Amplitudenkonstante A_{10} , die sich entlang der z -Achse verlustlos auf einem Rechteckhohlleiter der Breite a (x -Achse) und Höhe b (y -Achse) ausbreiten. Die dabei übertragene Leistung ergibt sich anhand des Poyntingvektors (4.13) zu

$$P_{S,10} = \frac{1}{2} \Re \left\{ \int_{x=0}^a \int_{y=0}^b E_y H_x^* dy dx \right\} = \frac{\omega\mu a^3 |A_{10}|^2 b}{4\pi^2} \Re\{\beta\}. \quad (4.21)$$

Ähnliche Betrachtungen lassen sich auch für andere Wellenleitertypen und -moden anstellen [22]. Eine allgemeingültige Lösung der Maxwell'schen Gleichungen für beliebige Wellenleitergeometrien mit homogenem Medium zeigt, dass jedem Mode i eine entsprechende Übertragungsleistung $P_{S,i}$ zugeordnet werden kann und die gesamte vom Wellenleiter übertragene Leistung P_S sich als Summe der einzelnen Leistungen aller n jeweils ausbreitungsfähigen Moden ergibt [95]:

$$P_S = \Re \left\{ \sum_{i=1}^n P_{S,i} \right\}, \quad n \in \mathbb{N}. \quad (4.22)$$

Bestimmte Wellenleitertypen, besonders im Bereich der Planartechnologie, basieren auf inhomogenen Medien. Beispielsweise führt eine Leiteranordnung an der Grenzfläche zwischen Luft und einem Dielektrikum in der Regel zu einer inhomogenen Feldverteilung, die sich der vollständigen analytischen Beschreibung entsprechend [95] entzieht. Typisch dafür ist die Mikrostreifenleitung, deren Feldverteilung im Grundmode als Quasi-TEM-Mode beschrieben wird.

Unabhängig vom Typ des Wellenleiters sind Moden höherer Ordnung, vergleichbar zu Oberwellen, meist unerwünscht und werden daher möglichst konstruktiv vermieden indem die z. B. für Mikrostreifenleitungen gültigen Grenzfrequenzen Berücksichtigung finden [37]. Sobald in den Wellenleiter eine Diskontinuität eingebracht wird, werden derartige Moden jedoch zwangsläufig angeregt, da der Grundmode die entsprechenden Randbedingungen nicht mehr erfüllen kann [95]. Dies gilt auch für Randbedingungen, die im Rahmen einer Feldsimulation für die Schnittflächen zwischen verschiedenen Simulationsräumen verwendet werden. Wird ein Wellenleiter aus dem Simulationsraum herausgeführt, also quasi von der Berandungsfläche durchgeschnitten, so wirken die entsprechenden Randbedingungen grundsätzlich wie eine Diskontinuität für den Grundmode des Wellenleiters.

Die einzige Möglichkeit diesen Effekt abzuschwächen besteht darin, die bereits angeführten offenen Randbedingungen einzusetzen, da diese theoretisch geeignet sind der Reflexion von Feldern und damit der Anregung höherer Moden entgegenzuwirken. In der Praxis sind jedoch auch dieser Verfahrensweise Grenzen gesetzt. Werden absorbierende Randbedingungen (ABC) nach Mur [14] verwendet, so können nur Wellen bestimmter Polarisierung ausgelöscht werden, andere Feldanteile werden reflektiert [9]. Aber auch die deutlich verbesserte Anpassung mit Hilfe von PML-Randbedingungen ist nicht völlig reflexionsfrei möglich, sondern noch mit numeri-

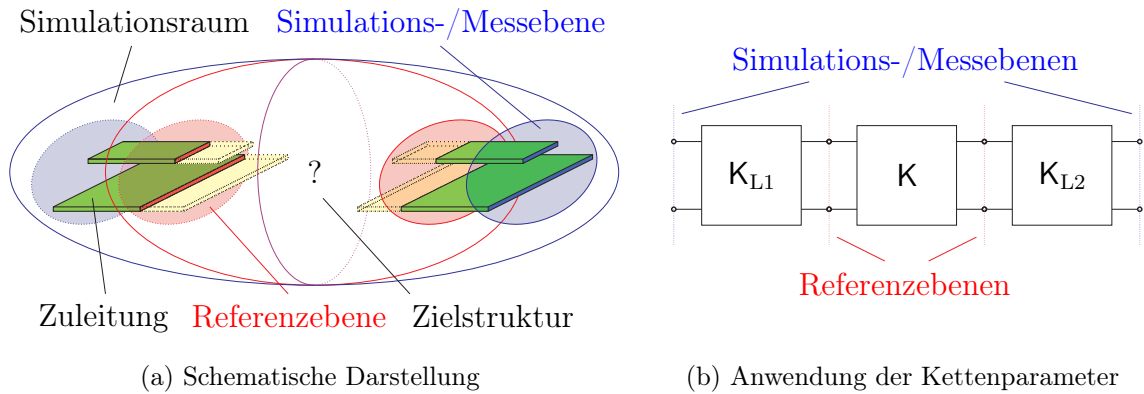


Abb. 4.7: *Deembedding* eines unbekannten Zweitorts. Ausgehend von ermittelten Daten der Simulations-/Messebene (blau) wird die eigentliche Zielstruktur (K) bezüglich einer Referenzebene (rot) charakterisiert. Dies ist mit Hilfe von Zuleitungsstücken (K_L), z. B. ausgeführt als Mikrostreifenleitung (grün), möglich.

schen Fehlern behaftet [15].

Der gängige Weg diesem Problem zu begegnen besteht darin, den Simulationsraum wie in Abb. 4.7a dargestellt über den interessierenden Bereich hinaus zu vergrößern und im Postprozess die Referenzebenen wieder in den Simulationsraum hinein, an den Ort des eigentlichen Schnittes zu verschieben [96]. Dadurch wird sichergestellt, dass die Feldverteilung entlang der gewünschten Schnittfläche dem tatsächlichen Wellenleitermode entspricht und nicht durch unzulängliche Randbedingungen verfälscht wird. Dieses Prinzip wird als *Deembedding* bezeichnet und kann mit Hilfe von Kettenparametern realisiert werden [75].

Dazu ist es zunächst erforderlich die zu untersuchende Struktur mit der unbekannt Kettenmatrix K um zusätzliche, möglichst einfach aufgebaute Wellenleiterelemente, idealerweise einfache Stücke einer kontinuierlichen Leitung mit der bekannten Kettenmatrix K_L , zu erweitern und das gesamte Modell unter Verwendung offener Randbedingungen zu simulieren. Aus der zugehörigen, entsprechend berechneten Kettenmatrix K_{ges} kann dann z. B. für ein Zweitort mit den Zuleitungselementen K_{L1} und K_{L2} entsprechend Abb. 4.7b die Kettenmatrix der Zielstruktur

$$K = K_{L1}^{-1} K_{\text{ges}} K_{L2}^{-1} \quad (4.23)$$

bestimmt werden [74]. Die dafür notwendigen Kettenmatrizen K_L können durch separate Simulation, allerdings unter identischen Randbedingungen wie die Gesamtstruktur, ermittelt werden.

Um eine Zerlegung, separate Simulation und anschließende Verkettung von Mikrowellenschaltungen im Frequenzbereich erfolgreich vornehmen zu können, ergeben sich somit zusammenfassend folgende Anforderungen an die Auswahl der Schnittflächen:

- Einsatz von Wellenleitern gleicher Geometrie, zur Realisierung identischer Feldverteilungen und gleicher charakteristischer Impedanzen.
- Anwendung von *Deembedding*, um eine angepasste Modenverteilung und eine kontinuierliche Leistungsübertragung zu gewährleisten.

Für die algebraische Umsetzung der beschriebenen *Deembedding*- und Verkettungsoperationen anhand von Streuparametern konkreter Leitungsstrukturen kam im Rahmen dieser Arbeit MATLAB [27] zum Einsatz.

4.2.3 Empirische Analyse von Diskontinuitäten

Um konkrete Handlungsempfehlungen für den praktischen Entwurf mittels *Deembedding* und Verkettungsansatz im Frequenzbereich abzuleiten, wurden im Weiteren Feldsimulationen an einfachen Teststrukturen vorgenommen [97]. Sowohl für einen koplanaren Leitungssprung vernachlässigbarer Längenausdehnung (vgl. Abb. 4.8a) als auch für einen vertikalen Übergang vom koplanaren Leitungstyp auf den Streifenleitungstyp (vgl. Abb. 4.8b) wurde dazu jeweils die Reflexionsdämpfung $|S_{11}|_{\text{dB}}$ unter verschiedenen Randbedingungen bestimmt. Das simulierte Frequenzverhalten ist in den Abb. 4.9 dargestellt.

Zunächst wurden die Leitungsübergänge zur Simulation mit CST *Microwave Studio* [17] eingangs- wie ausgangsseitig jeweils direkt mit „elektrischen Wänden“ (PEC) bzw. offenen Randbedingungen abgeschlossen, anschließend wurden die Leitungslängen l_d schrittweise erhöht und mittels *Deembedding* auf die Vergleichsstrukturen rückgerechnet. Die entsprechenden Referenzstrukturen sind in Abb. 4.8 jeweils durch die abgebildeten Schnittebenen begrenzt. Wie in Abb. 4.9 deutlich wird, weichen die mittels einer *Deembedding*-Länge $l_d = 0.9$ mm ermittelten Reflexionsdämpfungen teils erheblich (bis zu 10 dB) von den mit PEC- oder offenen Randbedingungen berechneten Verläufen ab.

Aus Abb. 4.10 kann man entnehmen, welchen Einfluss die *Deembedding*-Länge l_d auf das Simulationsergebnis hat. Als zweckmäßige wie aussagekräftige Kenngröße

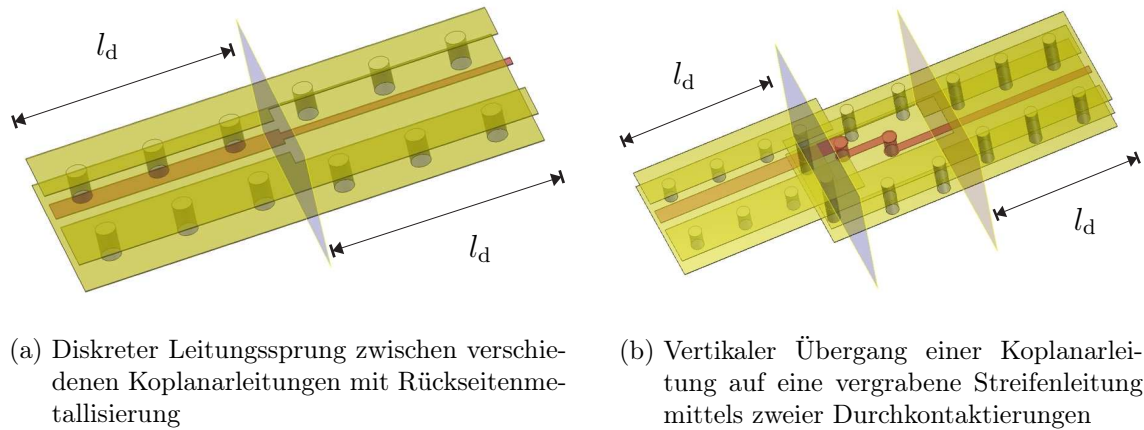


Abb. 4.8: Leitungsdiskontinuitäten zur empirischen Untersuchung der erforderlichen *Deembedding*-Längen l_d . Signalleiter sind jeweils rot und Masseflächen gelb dargestellt; das Substrat ist nicht mit abgebildet. Schnittflächen (blau) kennzeichnen Referenzebenen für das *Deembedding* bzw. die verwendeten Randbedingungen.

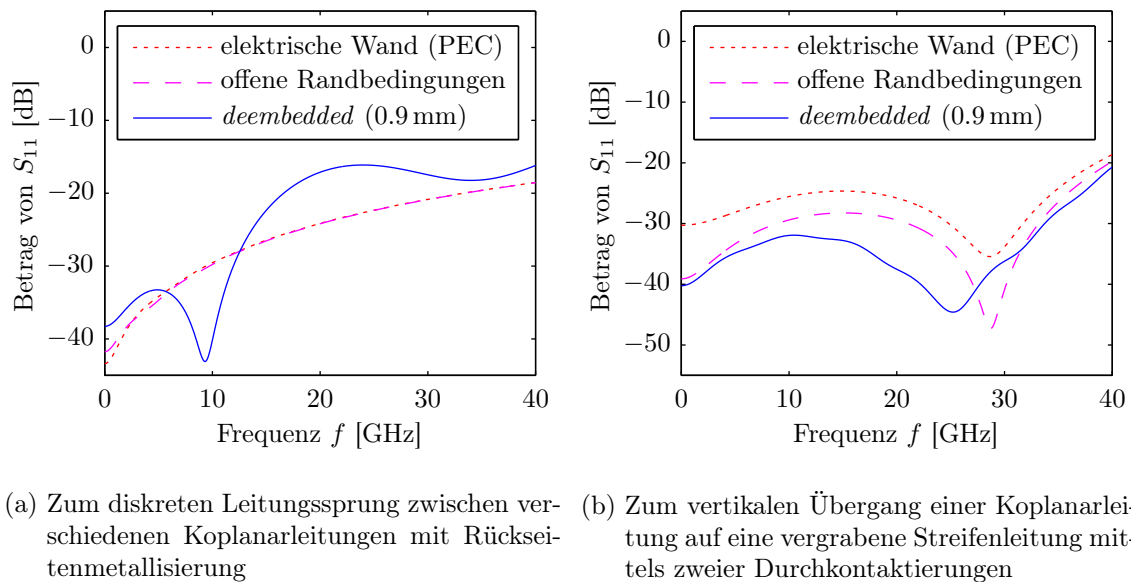


Abb. 4.9: Vergleich der simulierten Reflexionsdämpfungen für verschiedene Randbedingungen anhand der Teststrukturen aus Abb. 4.8

wurde dazu in Anlehnung an [76, 98] jeweils die über den gesamten Frequenzbereich gemittelte Betragsabweichung der Reflexionsdämpfung (in dB) bezüglich einer entsprechenden Referenzstruktur großer *Deembedding*-Länge l_d bestimmt:

$$\overline{|\Delta S_{11}|}_{\text{dB}} = \frac{1}{n_f} \sum_{i=1}^{n_f} |S_{11}(f_i)_{\text{dB}} - S_{11,\text{ref}}(f_i)_{\text{dB}}|; \quad n_f = \frac{f_{\text{max}}}{\Delta f} = \frac{f_{\text{max}}}{f_{i+1} - f_i}. \quad (4.24)$$

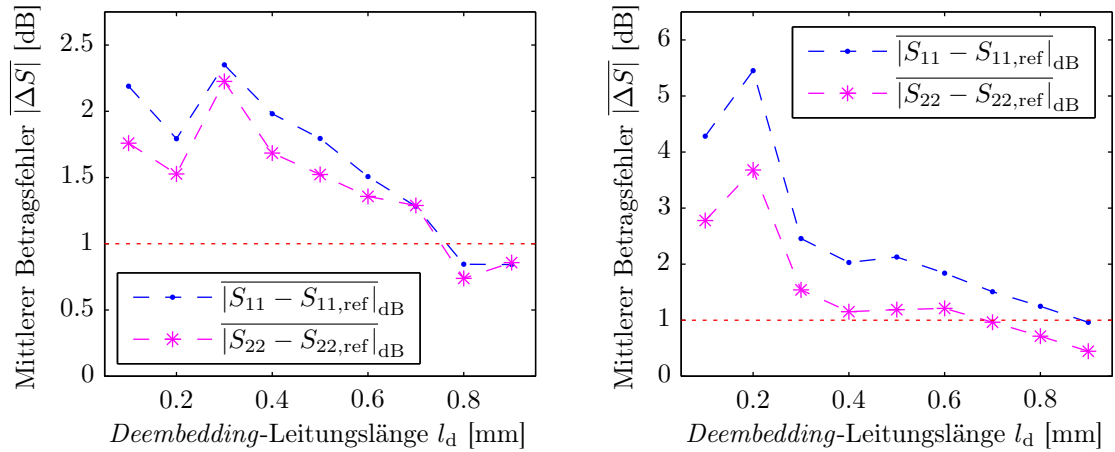
Dabei werden mit f_i diskrete Frequenzpunkte und mit n_f deren Gesamtzahl innerhalb des durch f_{max} begrenzten Frequenzbereiches bezeichnet.

Anhand der Abb. 4.10 wird deutlich, dass der für kurze *Deembedding*-Längen noch erhebliche mittlere Betragsfehler mit zunehmender Leitungslänge l_d abnimmt. Dabei ist zu berücksichtigen, dass ein mittlerer Betragsfehler von z. B. 5 dB sich in einzelnen Teilbereichen des Frequenzbandes durchaus als ein Vielfaches dieses Wertes darstellen kann. Als sinnvoller Grenzwert für eine optimale *Deembedding*-Länge wurde ein mittlerer Betragsfehler der Reflexionsdämpfung von 1 dB ermittelt, da Werte darunter bereits im Bereich der Simulationsgenauigkeit liegen und kaum noch reproduzierbare Verbesserungen des Resultats erlauben. Wie die Parameterstudien zeigen, wird dieser Wert bei einer *Deembedding*-Länge knapp unter 0.8 mm erreicht, was bei gängigen LTCC-Substraten und einer Zielfrequenz f_0 von 20 GHz etwa einem Zehntel der geführten Wellenlänge λ_0 entspricht. Als Empfehlung für ein möglichst genaues Simulationsergebnis einzelner Submodule bei zugleich vertretbarem Simulationsaufwand, folgt somit für die optimale *Deembedding*-Leitungslänge die Forderung:

$$l_{d,\text{opt}} \approx \frac{\lambda_0}{10}, \quad (4.25)$$

wobei f_0 in der Regel als Mittenfrequenz des simulierten Frequenzbereichs gewählt werden kann, d. h. $f_0 = f_{\text{max}}/2$.

Darüber hinaus wird anhand der beiden Teststrukturen ersichtlich, dass bei elektrisch längeren Übergängen (gemäß Abb. 4.8b) ohne adäquates *Deembedding* zwar nach absoluten Werten auch höhere Simulationsfehler auftreten (in diesem Fall: $\overline{|\Delta S_{11}|}_{\text{dB}} > 5 \text{ dB}$ statt $\overline{|\Delta S_{11}|}_{\text{dB}} > 2 \text{ dB}$, siehe Abb. 4.10). Setzt man den mittleren Betragsfehler allerdings in Relation zur elektrischen Länge der simulierten Struktur, so wird deutlich, dass elektrisch kurze Strukturen wesentlich empfindlicher auf derartige Simulationsfehler reagieren. Dieser Umstand ist besonders für die Verkettung von Teilstrukturen relevant. Anschaulich formuliert ist nämlich zu erwarten, dass sich hinsichtlich der erreichbaren Simulationsgenauigkeit eine Kaskade vieler kurzer



(a) Zum diskreten Leitungssprung zwischen verschiedenen Koplanarleitungen mit Rückseitenmetallisierung

(b) Zum vertikalen Übergang einer Koplanarleitung auf eine vergrabene Streifenleitung mittels zweier Durchkontaktierungen

Abb. 4.10: Über den Frequenzbereich gemittelter Betragsfehler der Reflexionsdämpfung in Abhängigkeit von der *Deembedding*-Leitungslänge. Für die nicht-reziproken Teststrukturen aus Abb. 4.8 ergeben sich eingangs- und ausgangsseitig jeweils verschiedene Werte (blau / violett), aber mit ähnlichem Verlauf. Der 1-dB-Grenzwert zur Bestimmung von $l_{d,opt}$ ist rot gekennzeichnet.

Submodule im Vergleich zu einer Kette weniger großer Submodule bei gleicher Gesamtlänge als problematischer erweisen wird.

Aus diesem Grund und angesichts des Umstands, dass der zum *Deembedding* erforderliche zusätzliche Simulationsaufwand auch mit der Zahl der Teilmodule skaliert, ist eine besonders kleinteilige Frequenzbereichsoptimierung modularer Strukturen, z. B. für Leitungsfiler, weder in Bezug auf die Genauigkeit der Ergebnisse noch hinsichtlich der Effizienz des Entwurfs praktisch zu empfehlen. Vielmehr ist ein sinnvoller Kompromiss zwischen dem Aufwand und dem Nutzen einer Modularisierung anzustreben.

Im Übrigen bleibt die Anwendung des beschriebenen Verkettungsansatzes auf Leitungsstrukturen beschränkt, welche neben den im Rahmen der Kaskadierung erfassten Leitungsübergängen keine anderweitige Verkopplung aufweisen, da ein entsprechender Felddurchgriff, z. B. zwischen benachbarten Leitungen, auch mittels *Deembedding* keine adäquate Berücksichtigung finden würde. Für derartig gekoppelte Teilmodule ist eine geschlossene Simulation vorzuziehen.

4.3 Elektromagnetische Optimierungsprobleme

Die Parameteroptimierung von Mikrowellenstrukturen stellt eine besondere Herausforderung für die Effizienz des Entwurfsprozesses dar. Da Optimierungsaufgaben in der Regel mit einem hohen Simulationsaufwand verbunden sind, kann sich ein modularer Entwurfsansatz hier sehr vorteilhaft erweisen. Die prinzipielle Vorgehensweise dazu soll im Folgenden kurz erläutert werden. Eine vertiefte Betrachtung anhand von Beispielstrukturen ist mittels der in Kapitel 5 vorgestellten Optimierungsergebnisse möglich.

4.3.1 Optimierung verketteter Strukturen

Zerlegt man ein Entwurfsproblem in viele Teilstrukturen, so wirkt sich zunächst die Wiederverwendbarkeit einzelner Submodule innerhalb der Gesamtanordnung positiv auf die Entwurfseffizienz aus. Bei einer Optimierungsaufgabe ergibt sich entsprechend Abschnitt 3.2.3 ein zusätzlicher Modularisierungsgewinn aufgrund der mehrfachen Wiederholung vergleichbarer Simulationsdurchläufe. Meist ist es daher vorteilhafter, soweit möglich, zunächst die einzelnen Submodule zu optimieren und anschließend eine Verkettung vorzunehmen, anstatt sofort das Gesamtmodul mit entsprechend höherer Parameteranzahl und einem vielfachen Simulationsaufwand zu optimieren.

Ist die Leitungsgeometrie an den Eingangs- und Ausgangstoren der einzelnen Teilmodule jeweils identisch, so lässt sich dieser Ansatz mit Erfolg anwenden, z. B. um eine Kettenstruktur für einen Zielfrequenzbereich anzupassen. Zu Einbußen führt dabei allerdings das Bode-Fano-Kriterium [99], wonach optimale Anpassung nur für eine diskrete Frequenz möglich ist, da das Anpassung-Bandbreite-Produkt stets konstant bleibt. Schaltet man mehrere schmalbandige Substrukturen mit simulationsbedingt abweichenden Durchlass-Frequenzbereichen zusammen, so steigt die Bandbreite der verketteten Schaltung und ihre Anpassung fällt entsprechend schlechter aus bzw. die Reflexionsdämpfung im Durchlass-Frequenzbereich nimmt zu.

Unterscheiden sich die Moduleingänge und -ausgänge hinsichtlich ihrer Leitungsgeometrie, lässt sich das optimierte Übertragungsverhalten eines Teilmoduls nicht ohne Weiteres auf die Gesamtstruktur übertragen. Da in diesem Fall eine Impedanztransformation oder Modenkonzersion entlang der untersuchten Leitungsstruktur stattfindet, wird die übertragene Gesamtleistung in andere Frequenzbereiche

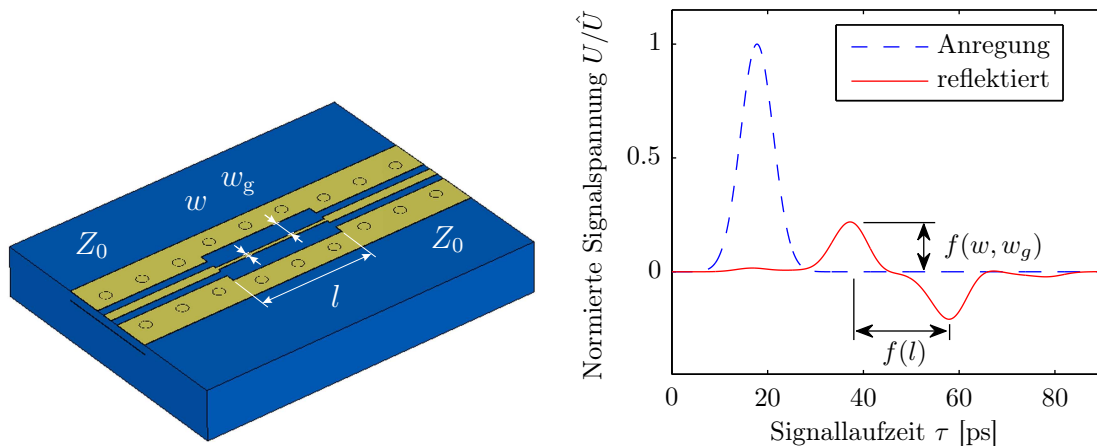
verschoben bzw. innerhalb des Frequenzspektrums umverteilt. Je nach elektrischer Leitungslänge ergibt sich dann ein verändertes Verhalten im Frequenzbereich, was eine Optimierung der verketteten Struktur erheblich erschwert. Eine Möglichkeit dieser Problematik zu begegnen, ergibt sich durch die Analyse und Optimierung sogenannter *Back-to-Back*-Strukturen, also die Bildung einer symmetrischen Anordnung durch Verknüpfung zweier identischer, bezüglich ihrer Ein- und Ausgänge gespiegelter Teilmodule.

Darüber hinaus ist auch für Schaltungen, deren Optimierung nur anhand des Frequenzverhaltens der Gesamtstruktur möglich ist, eine Zerlegung in Submodule hilfreich, da in vielen Fällen lediglich für bestimmte Teilstrukturen eine Parameteroptimierung erforderlich ist, die auf diesem Wege wesentlich gezielter erfolgen kann. Dann wird nämlich ausschließlich diese Teilstruktur wiederholt simuliert und anhand des verketteten Gesamtverhaltens optimiert, ohne eine Notwendigkeit die anderen, unveränderten Submodule mit zu simulieren.

4.3.2 Spezifische Optimierungsansätze für Teilelemente

Für die Parameteroptimierung einzelner Submodule können entsprechend Abschnitt 2.2.2 zahlreiche Optimierungsverfahren zur Anwendung kommen. Ein weiterer Vorteil der modularen Herangehensweise ist dabei, dass für verschiedene Teilstrukturen eines Moduls auch unterschiedliche, auf die konkrete Problemstellung zugeschnittene Optimierungsstrategien möglich sind, d. h. die Flexibilität des Entwurfs bezüglich strategischer Alternativen zunimmt. Auch in kommerziellen Feldberechnungsprogrammen, wie CST *Microwave Studio*, stehen verschiedene zielgerichtete Iterationsverfahren sowie heuristische Algorithmen zur Auswahl. Um die einzelnen Entwurfsschritte, ganz im Sinne einer Modularisierung des Entwurfsprozesses, möglichst unabhängig voneinander analysieren und prozessbezogen optimieren zu können, wurden jedoch im Rahmen dieser Arbeit bewusst separate Werkzeuge für den CAD-Geometrieentwurf (*Autodesk Inventor* [91]), für die elektromagnetische Feldberechnung (CST *Microwave Studio* [17]) und für die Parameteroptimierung (MATLAB [27]) gewählt. Dieser Ansatz ermöglicht im Übrigen ein tiefgreifenderes Verständnis der jeweils hinterlegten Entwurfsalgorithmen.

Konkret kamen für die mehrdimensionale Optimierung von Leitungsdiskontinuitäten anhand von Streuparameter-Zielfunktionen, d. h. im Frequenzbereich, statistische Versuchspläne (DOE) zum Einsatz. Computergestützte Verfahren zum Auf-



(a) Simulationsmodell der Leitung (gelb) auf LTCC-Substrat (blau) mit den zugehörigen Optimierungsparametern (weiß) (b) Zeitverlauf der simulierten Eingangsspannungen. Amplitude und Laufzeit des reflektierten Signals ergeben sich als Funktionen der geometrischen Optimierungsparameter.

Abb. 4.11: Parameteroptimierung einer Koplanarleitung mittels des TDR-basierten Ansatzes [20]. Die untersuchte Leitung ist zwischen zwei Referenzleitungen ($Z_0 = 50 \Omega$) angeordnet.

stellen D-optimaler Teilfaktorpläne für die effiziente Charakterisierung von Parameterräumen sind bereits in MATLAB implementiert [27]. Die damit für spezifische Leitungsübergänge erzielten Optimierungsergebnisse werden in Abschnitt 5.2.2 im Detail thematisiert.

Ein weiterer, hier verfolgter Ansatz, insbesondere zur Optimierung eindimensionaler Übertragungsstrukturen, basiert auf Analysen im Zeitbereich. Das bereits in Abschnitt 2.2.3 erwähnte Verfahren der TDR-äquivalenten Optimierung bietet sich für Leitungsstrukturen an, bei denen eine eindeutige Zuordnung konkreter Geometrieparameter zu einem entsprechenden Zeitsignal möglich ist. Der in [20] vorgestellte Algorithmus konnte im Rahmen dieser Arbeit erfolgreich in CST *Microwave Studio* implementiert [100] und u. a. zur Optimierung von Streifenleitungsfiltern in koplanarer Ausführung (mit Rückseitenmetallisierung) verwendet werden.

Die Grundidee der Methode ergibt sich entsprechend Abb. 4.11 daraus, dass an Übergängen zwischen verschiedenen Streifenleitungsgeometrien jeweils Signalreflexionen zu beobachten sind, deren Amplitude von einer Änderung der charakteristischen Impedanz Z_0 und damit lediglich von der Leitungsbreite w und dem Leitbahnabstand w_g abhängt. Die Signallaufzeit τ zwischen Anregung und Detektion einer Reflexion ergibt sich entsprechend aus der doppelten Leitungslänge l , sofern eine räumliche

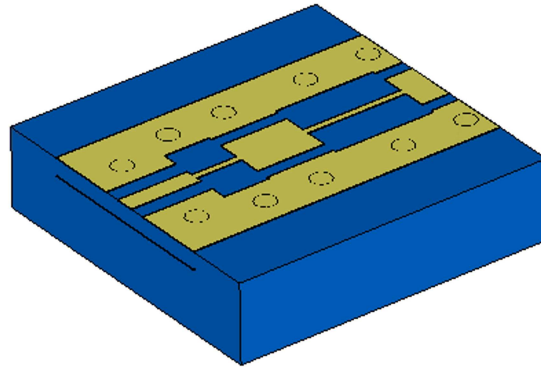


Abb. 4.12: Simulationsmodell des im Zeitbereich optimierten Leitungsfilters mit Rückseitenmetallisierung (gelb) und LTCC-Substrat (blau)

Auflösung der Leitungsdiskontinuitäten mittels geeigneter Signalbreiten noch möglich ist. Wird ein Zeitsignal als Zielfunktion vorgegeben, ist die Optimierung der Strukturabmessungen w , w_g und l mittels zielgerichteter Iterationsverfahren (z. B. Sekantenverfahren) daher effizient möglich.

Zur Optimierung eines Leitungsfilters aus vier Koplanarleitungselementen (siehe Abb. 4.12) wurde zunächst die gewünschte Filtercharakteristik im Frequenzbereich vorgegeben (vgl. Abschnitt 5.2.4), mittels Schaltungssimulatoren (z. B. ADS [10,38]) in den Zeitbereich transformiert und anschließend, ausgehend von einer bekannten $50\ \Omega$ -Leitungsgeometrie, durch schrittweise Optimierung der Leitungselemente, der dafür geeignete Parametersatz geometrischer Abmessungen bestimmt.

4.4 Strukturabweichungen im Fertigungsprozess

Nachdem im Kapitel 4 bislang vor allem der Nutzen modularer Techniken zur Steigerung von Effizienz und Flexibilität des Entwurfs diskutiert wurde, soll im Weiteren auch auf die erreichbare Genauigkeit eingegangen werden. Dabei fällt zunächst auf, dass im Bereich der LTCC-Technologie verglichen mit Simulations- und Messfehlern wohl die fertigungsbedingte Strukturgenauigkeit die größere Herausforderung darstellt. Geht man z. B. davon aus, dass eine etwa $100\ \mu\text{m}$ breite Streifenleitung zwar ohne Weiteres mit weniger als $1\ \mu\text{m}$ Fehler optimiert und vermessen werden kann, jedoch bei der Herstellung mit einer Abweichung von 5 oder sogar $10\ \mu\text{m}$ zu rechnen ist, wird ausgehend von Gl. (3.89) deutlich, dass allein letztere Fehlerquelle

maßgeblich für die im Ergebnis erzielbare Genauigkeit ist.

Die technologiebedingten Strukturierungsfehler sollen daher zunächst quantifiziert und hinsichtlich ihrer Auswirkungen untersucht werden. Anschließend werden mögliche Lösungsansätze, insbesondere auf Entwurfsseite, diskutiert.

4.4.1 Statistische Einordnung von Fertigungstoleranzen

Zur Quantifizierung der auftretenden Strukturabweichungen wurde das zuvor optimierte Leitungsfiler hergestellt (Goldmetallisierung auf Heraeus CT 707 bleifrei [55]) und mit Hilfe eines optischen Profilometers geometrisch vermessen. Dazu wurden zehn Exemplare der Struktur, jeweils in verschiedener Position und Ausrichtung auf zwei gefertigten Modulen, ausgewertet. Eine Mikroskopaufnahme des Filters als *Back-to-Back*-Anordnung ist in Abb. 4.13 dargestellt. Die fünf koplanaren Leitungselemente (Nummerierung gemäß Abbildung) unterschiedlicher Länge und charakteristischer Impedanz (insgesamt drei Zielwerte, gekennzeichnet in schwarz, rot und blau) wurden anhand der Entwurfsparameter

- Streifenleitungsbreite w ,
- Leitbahnabstand w_g und
- Leitungslänge l

vermessen. Bei den Abstandsmessungen kam ein Mittelungsverfahren auf Basis von bildgestützter Kantendetektion zum Einsatz [101].

Die ermittelten Strukturabweichungen der gemessenen Parameter x bezogen auf die Entwurfsvorgaben (Sollwerte x_{soll}) illustriert Abb. 4.14. Darin sind sowohl die maximal aufgetretenen Parameterabweichungen als auch die Mittelwerte aller Strukturfehler dargestellt. Während die mittleren Fehler meist im Bereich von 5 bis 10 μm liegen, können auch vereinzelt Abweichungen jenseits 20 μm auftreten. Zu berücksichtigen ist, dass im Fertigungsprozess zusätzlich zur homogenen Vorkalibrierung der Strukturen (Expansion um ca. 20 % zur Kompensation der Materialschrumpfung) sämtliche Metallisierungskanten um 10 μm verstärkt wurden, was einer effektiven Vergrößerung aller Streifenleitungsbreiten (grün) bzw. Verkleinerung aller Leitbahnabstände (blau) um jeweils 16.6 μm bezogen auf die Entwurfsvorgaben entspricht. Bei den eher kapazitiven Leitungselementen (Nr. 3 und 5 mit 27.9 Ω), d. h. für

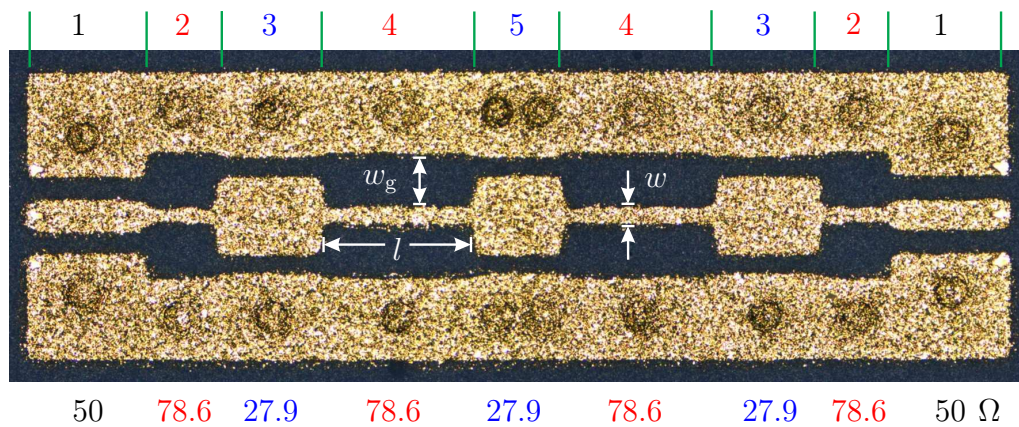
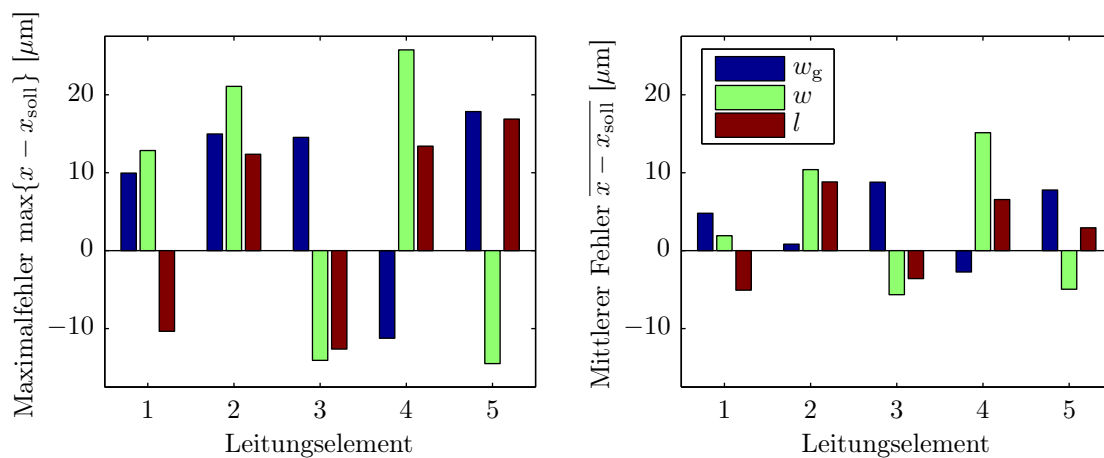


Abb. 4.13: Hergestelltes Leitungsfilter als *Back-to-Back*-Anordnung (Gold auf Heraeus CT 707 bleifrei). Die Teststrukturen bestehen jeweils aus fünf verschiedenen koplanaren Leitungselementen. Ihre Entwurfsparameter (weiß) und die jeweiligen charakteristischen Impedanzen sind entsprechend gekennzeichnet.



(a) Maximal aufgetretene Abweichungen

(b) Mittlere Strukturabweichungen

Abb. 4.14: Vergleich der tatsächlich gefertigten Strukturabmessungen x mit den Entwurfsvorgaben x_{soll} anhand des optimierten Leitungsfilters aus fünf Leitungselementen. Gemessen und ausgewertet wurden dazu jeweils der realisierte Leitbahnabstand w_g (blau), die Streifenleitungsbreite w (grün) und die Länge des Leitungselements l (rot) für eine Stichprobe von zehn Filterstrukturen.

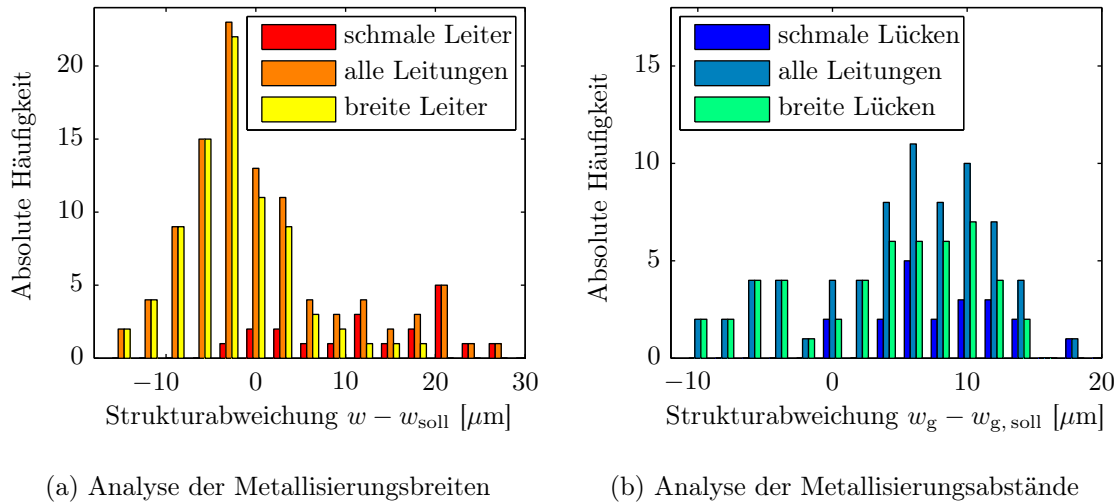


Abb. 4.15: Statistische Verteilung aller anhand der Leitungsfiler gemessenen Strukturabweichungen $x - x_{\text{soll}}$ (insgesamt 170 Messwerte). Dabei wurde unterschieden nach Metallisierungsbreiten, insbesondere w (orange) und Metallisierungsabständen, insbesondere w_g (türkis). Ergänzend wurde eine Zerlegung beider Häufigkeitsverteilungen entsprechend der absoluten Strukturgrößen, d. h. für sehr schmale (w, w_g deutlich $< 100 \mu\text{m}$) und eher breite Leitungsabmessungen ($w, w_g \geq 100 \mu\text{m}$), vorgenommen.

große Streifenleitungsbreiten und schmale Leitbahnabstände erweist sich entsprechend Abb. 4.14b die zusätzliche Kantenverstärkung als sinnvoll. Eine weitere Verstärkung um $5 \mu\text{m}$ wäre möglich (also insgesamt $15 \mu\text{m}$). Anhand der eher induktiven Leitungselemente (Nr. 2 und 4 mit 78.6Ω) wird jedoch deutlich, dass dies für sehr schmale Streifenleitungen nicht gilt. Diese sind im Mittel 10 bis $15 \mu\text{m}$ breiter als sie entworfen wurden. Die vorgenommene Kantenverstärkung war allerdings auch hier erforderlich, um die durchgängige Herstellbarkeit der vergleichsweise schmalen Leitungen ($w_{\text{soll}} = 44 \mu\text{m}$) zu gewährleisten. Darüber hinaus ist die zusätzliche Kantenverstärkung jeweils abhängig vom verwendeten Pastenmaterial zu wählen.

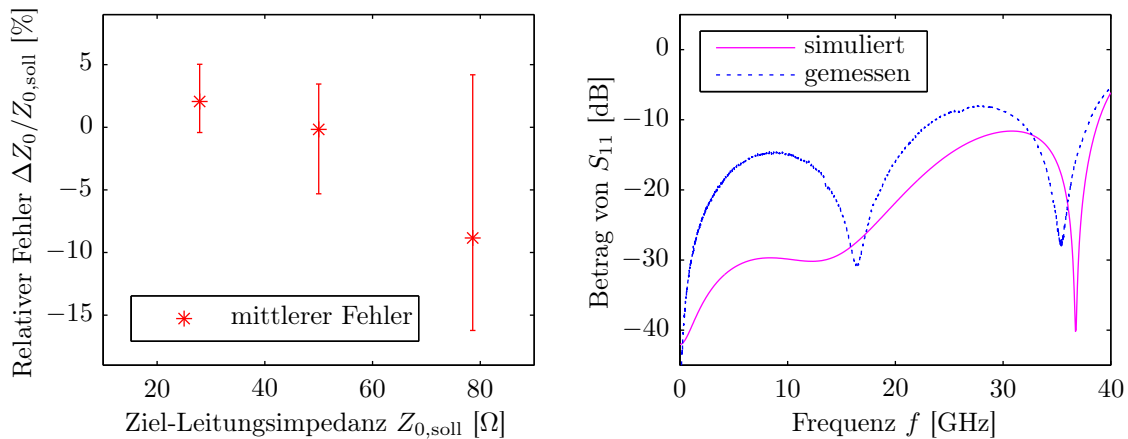
Die Häufigkeitsverteilungen aller gemessenen Strukturabweichungen zeigt Abb. 4.15. Für die realisierten Metallisierungsbreiten liegt das Häufigkeitsmaximum gemäß Abb. 4.15a etwa $5 \mu\text{m}$ unter den Entwurfsvorgaben (orange). Lediglich für sehr schmale Streifenleiter, die hier separat gekennzeichnet sind (rot), gruppiert sich das Histogramm deutlich oberhalb der Entwurfsvorgaben. Die gemessenen Metallisierungsabstände (türkis) sind entsprechend Abb. 4.15b tendenziell 5 bis $10 \mu\text{m}$ zu breit, wobei hier insbesondere schmale Strukturücken (blau) den Ausschlag geben. Neben material- und prozessbedingten zufälligen Fertigungstoleranzen im Bereich

von 5 bis 10 μm [45], werden systematische Fehlerquellen deutlich. Inhomogene Schrumpfungprozesse, wie z.B. die beobachtete zusätzliche Kantenschrumpfung treten vorhersagbar auf und können entsprechend entwurfsseitig berücksichtigt werden (vgl. Abschnitt 5.2.4). Für sehr schmale Strukturen wird dieser Effekt jedoch unterbunden, da nicht nur die Metallisierung der Schrumpfung entgegenwirkt, sondern auch zusätzliche Kanteneffekte und Dickenprobleme beim Pastendruck sehr feiner Leitungen zum Tragen kommen. Für einen fertigungsoptimierten Entwurf ist die lokale, d. h. inhomogene Betrachtung der metallisierten Strukturen somit einer pauschalen Skalierung vorzuziehen.

4.4.2 Mikrowelleneigenschaften bei Strukturabweichungen

Zur Abschätzung der Auswirkungen von Strukturabweichungen der gemessenen Größenordnung auf die Mikrowelleneigenschaften von Streifenleitungsstrukturen wurde die charakteristische Impedanz Z_0 der Leitungselemente aus Abb. 4.13 untersucht. Anhand der Messwerte für die Streifenleitungsbreiten w und Leitbahnabstände w_g gemäß Abb. 4.14 liefert das Leitungsmodell (bzw. dessen Resimulation) Werte für den Betrag der zugehörigen Leitungsimpedanzen Z_0 . Sowohl für die mittleren als auch die maximal aufgetretenen Strukturabweichungen sind jeweils die Abweichungen der tatsächlichen charakteristischen Impedanzen Z_0 von ihren Zielwerten $Z_{0,\text{soll}}$ als Intervalle des Impedanzfehlers $\Delta Z_0 = Z_0 - Z_{0,\text{soll}}$ in Abb. 4.16a dargestellt.

Während bei den kapazitiven Leitungsstrukturen (größere Leitungsbreiten) der relative Impedanzfehler meist noch unter 5% liegt und die mittleren Abweichungen dementsprechend gering sind, treten bei den schmalen induktiven Leitungsstrukturen ($Z_{0,\text{soll}} = 78.6 \Omega$) systematisch Impedanzfehler im Bereich von 10% und teils darüber auf. Da z. B. für ein Leitungsfiler Abweichungen der charakteristischen Impedanz von nur 1 Ω aufgrund von Fehlerfortpflanzung die Filtercharakteristik bereits deutlich beeinflussen, sind diese Ergebnisse als erhebliche Herausforderung zu werten. Dies wird auch anhand Abb. 4.16b deutlich, welche die Zielcharakteristik des für einen Durchlassbereich unterhalb 20 GHz optimierten Leitungsfilters aus Abb. 4.13 dem gemessenen Verhalten gegenüberstellt. Die fertigungsbedingten Strukturabweichungen wirken sich dahingehend auf die Mikrowelleneigenschaften aus, dass das tatsächlich realisierte Filter unterhalb 15 GHz eine erheblich schlechtere Anpassung aufweist und auch oberhalb dieser Frequenz die Abweichungen zum simulierten Verhalten noch im Bereich von 5 bis 10 dB liegen.



- (a) Auswirkungen der gemessenen Strukturabweichungen für w und w_g auf die charakteristische Impedanz Z_0 einzelner Leitungselemente. Dazu wurden je Zielelement zwanzig Messstellen geometrisch ausgewertet, der zugehörige Impedanzfehler $\Delta Z_0 = Z_0 - Z_{0, \text{soll}}$ berechnet und Fehlerintervalle bestimmt.
- (b) Simulations- und Messergebnisse für das optimierte Leitungsfilters in Heraeus CT 707 bleifrei. Dargestellt sind die S -Parameter der *Back-to-Back*-Anordnung, wobei die gemessene Struktur mit deutlichen Fertigungstoleranzen behaftet ist.

Abb. 4.16: Einfluss der technologiebedingten Fertigungstoleranzen auf die Mikrowelleneigenschaften am Beispiel des optimierten Leitungsfilters

4.4.3 Minimierung technologiebedingter Strukturfehler

Zur Begrenzung der durch Unwägbarkeiten des Fertigungsprozesses und der Materialeigenschaften bedingten Geometriefehler hergestellter Leitungsstrukturen werden, wie bereits in Abschnitt 2.3.3 angedeutet, verschiedene technologische Ansätze verfolgt. Selbst bei etablierten *Fine-Line*-Druckverfahren liegen die mittleren Abweichungen selten unter Werten von $5 \mu\text{m}$ [45]. Möglichkeiten die Strukturgenauigkeit weiter zu verbessern ergeben sich einerseits durch die Vermeidung der lateralen Folienschumpfung mittels einer Fixierung äußerer Lagen, teils auch unter Druckeinwirkung (0-Schrumpfungsprozesse), andererseits versprechen feinere Strukturierungstechniken, z. B. mittels Resinatpasten, ebenfalls geringere absolute Toleranzen. Entsprechende Technologiestudien sind daher Gegenstand aktueller Forschungsarbeiten [62, 102, 103].

Doch auch entwurfsseitige Maßnahmen können zur Erhöhung der Fertigungsgenauigkeit beitragen. Neben der Berücksichtigung von Designregeln [48] sowie einem fehlertoleranten Entwurf, erweist sich insbesondere die gezielte, lokal angepasste

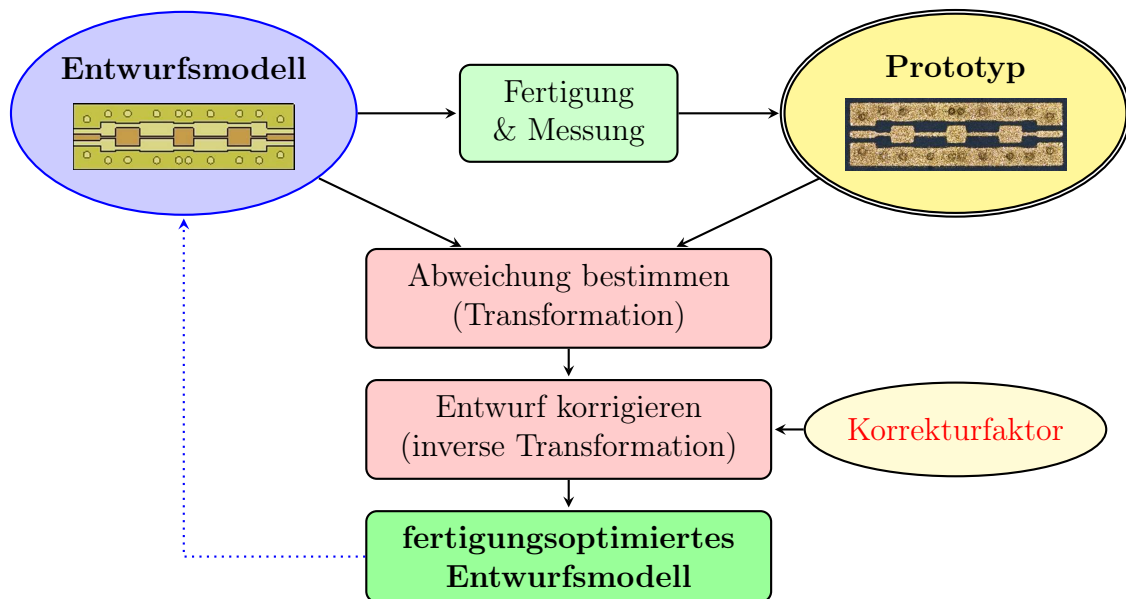


Abb. 4.17: *Redesign*-Ansatz zur Reduzierung von Strukturabweichungen im Fertigungsprozess. Entwurfsmodell (blau) und gefertigter Prototyp (gelb) werden dabei messtechnisch verglichen. Die ermittelten geometrischen Abweichungen können im Rahmen eines fertigungsoptimierten Entwurfs (grün) einbezogen werden. Dazu wird unter Berücksichtigung geeigneter Korrekturfaktoren eine inverse Transformation auf das Entwurfsmodell angewandt (rot).

Skalierung von Leitungsgeometrien als vielversprechender Ansatz. Die Grundidee der bekannten *Redesign*-Methode verdeutlicht Abb. 4.17 [18]. Dabei wird der gefertigte Prototyp einer optischen Inspektion, z. B. mittels Profilometer-Messtechnik oder Röntgenuntersuchungen, unterzogen und die realisierte Geometrie mit den Entwurfsvorgaben verglichen. Die so bestimmte geometrische Transformation wird in umgekehrter Weise, d. h. als inverse Transformation, ggf. auch unter Verwendung zusätzlicher Korrekturfaktoren, wiederum auf das Entwurfsmodell angewandt, so dass eine bessere Vorkalierung erreicht werden kann. Dieser Ansatz erfordert zwar die Fertigung entsprechender Prototypen, was aus ökonomischer Sicht nachteilig sein kann, ermöglicht jedoch potenziell eine Optimierung der Strukturgenauigkeit, zumindest hinsichtlich der systematischen Fehlerquellen durch inhomogenes Schrumpfverhalten, innerhalb nur weniger Iterationen.

4.4.4 Entwurfsseitiger Korrekturansatz mittels Prototypenanalyse

Ein Algorithmus zur automatisierten Entwurfskorrektur basierend auf dem *Redesign*-Ansatz, welcher im Rahmen dieser Arbeit konzipiert wurde, soll im Folgenden kurz dargestellt werden. Der grundlegende Ablaufplan ist Abb. 4.18 zu entnehmen. Sowohl für das CAD-Entwurfsmodell E_0 als auch den hergestellten Prototypen P müssen zunächst Pixelgrafiken vorliegen, welche mittels Bildverarbeitungsalgorithmen jeweils in eine entsprechende Binärwertmatrix sowie zugehörige Koordinatenmatrizen X, Y umgewandelt werden [101]. Mit den Binärwertmatrizen E_0, P wird anhand von Schwellwerten (z. B. Graustufen) die Verteilung der Metallisierung auf dem Substrat charakterisiert. Die Koordinatenmatrizen X, Y weisen zunächst eine äquidistante Werteverteilung (Punktkoordinaten) auf.

Ziel des Verfahrens ist es nun, die Koordinatenmatrizen des Entwurfsmodells $X(E_0), Y(E_0)$ dahingehend zu korrigieren (d. h. die Punktkoordinaten von E_0 zu transformieren), dass die Binärwerte von Entwurfsmodell E und Prototyp P eine räumlich annähernd deckungsgleiche Verteilung erreichen und somit der anfängliche Vergleichsfehler $e(E_0 - P)$ nahezu verschwindet.

Dazu wird zunächst eine Justierung vorgenommen, bei der das Entwurfsmodell in seiner Gesamtheit verschoben wird (Translation). Eine Grobausrichtung ist z. B. mittels Druckmarken auf dem Prototypen oder mit Hilfe eines anderweitig vorgesehenen Maßstabs möglich. Zur Feinausrichtung muss hingegen der Vergleichsfehler $e(E_0 - P)$ translatorisch minimiert werden.

Anschließend wird zur Bestimmung der inhomogenen Transformation des nunmehr ausgerichteten Entwurfsmodells E eine Deformation von E vorgenommen. Dazu werden die Binärwertmatrizen von Entwurfsmodell E und Prototyp P punktweise, für nicht übereinstimmende Koordinaten ggf. durch räumliche Mittelwertbildung benachbarter Pixel, verglichen, um Strukturfehler zu lokalisieren. Mittels einer Nachbarschaftssuche um die identifizierten Fehlerstellen kann der Gradient und damit eine Verschiebungsrichtung für die entsprechenden Punktkoordinaten bestimmt werden. Im Anschluss an diesen Deformationsschritt des Entwurfsmodells E folgt ein Schritt der Entspannung, bei dem auch zu den Fehlerstellen benachbarte Pixel nachgeführt werden. Anhand des Restfehlers $e(E' - P)$ kann entschieden werden, ob das entspannte Entwurfsmodell E' erneut einer Deformation unterzogen werden muss. Die Wahl der Schrittweiten für Deformation und Entspannung, aber auch die Vor-

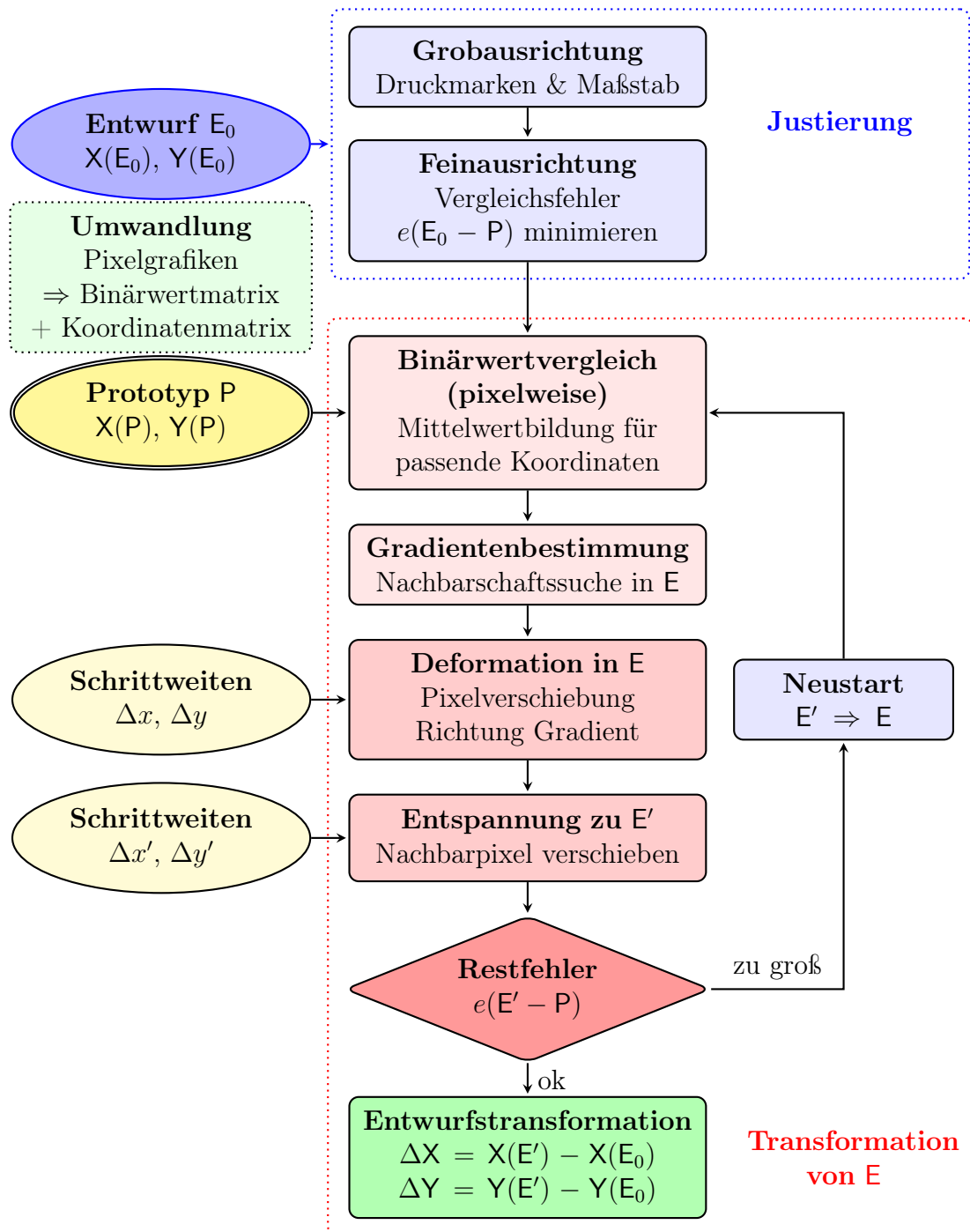


Abb. 4.18: Algorithmus zur automatisierten bildgestützten Korrektur inhomogener Strukturabweichungen und Realisierung eines fertigungsoptimierten Entwurfsmodells. Ziel ist die Bestimmung einer Koordinatentransformation (grün) für den Entwurf. Dazu werden Pixelgrafiken des Entwurfsmodells und des gefertigten Prototypen zunächst in Binärwertmatrizen umgewandelt. Anhand zugehöriger Koordinatenmatrizen wird dann eine Ausrichtung beider Datensätze gegeneinander vorgenommen (blau). Durch wiederholte zielgerichtete Deformation und Entspannung des Entwurfsmodells (rot), vergleichbar einer elastischen Netzstruktur, kann schließlich eine zur Abbildung des Prototypen optimale Transformation und somit ein verbesserter Entwurf bestimmt werden.

gaben hinsichtlich Nachbarschaftsbreite und akzeptiertem Restfehler sind wesentlich für die Konvergenz und Stabilität des Verfahrens.

Im Ergebnis erhält man eine Koordinatentransformation für das Entwurfsmodell

$$\Delta X = X(E') - X(E_0), \quad (4.26)$$

$$\Delta Y = Y(E') - Y(E_0), \quad (4.27)$$

welche in der Folge wiederum zur Korrektur der CAD-Daten entsprechend Abb. 4.17 und damit für einen fertigungsoptimierten Entwurf herangezogen werden kann. Dabei sind parametrisierte Modelle, wie sie im Rahmen des modularen Entwurfskonzepts als Submodule ohnehin Verwendung finden, besonders vorteilhaft einzusetzen. Bei dem hier vorgestellten Algorithmus handelt es sich vorrangig um ein Bildverarbeitungsverfahren, welches angesichts seiner Mächtigkeit im Rahmen dieser Arbeit allerdings nur in Teilen mit MATLAB [27] implementiert werden konnte. Erste Testergebnisse, die mit dieser Methodik gewonnen wurden, sind Abschnitt 5.2.4 zu entnehmen. Über die Verarbeitung zweidimensionaler Bilddaten hinaus eignet sich der vorgeschlagene Korrekturalgorithmus in Zusammenhang mit geeigneten Volumenmessverfahren (z. B. CT) perspektivisch auch zur Transformation räumlicher Modellstrukturen und damit zur Fertigungsoptimierung von LTCC-Innenlagen.

4.5 Schlussfolgerungen: Vorzüge und Grenzen der Modularisierung

Um eine durchgängige Modularisierung des Entwurfsprozesses von Mikrowellenschaltungen umzusetzen, bieten sich verschiedene Strategien und Techniken an, die im Rahmen dieser Arbeit untersucht und entwickelt wurden.

Als Grundlage dient eine Modulbibliothek mit CAD-Modellen und Austauschdaten zu einzelnen Submodulen. Darauf aufsetzen kann ein modularer Entwurfsablauf, der sowohl konstruktiv als auch elektromagnetisch auf der Verkettung dieser Teilmodule zu einer Gesamtschaltung beruht. Um den besonderen Anforderungen gerecht zu werden, die sich aus den elektromagnetischen Randbedingungen an Leitungsdiskontinuitäten ergeben und eine ausreichende Simulationsgenauigkeit zu gewährleisten, ist eine *Deembedding*-Technik unumgänglich, für die analytisch wie empirisch begründete Empfehlungen erarbeitet wurden. Dabei zeichnen sich auch Grenzen dieses

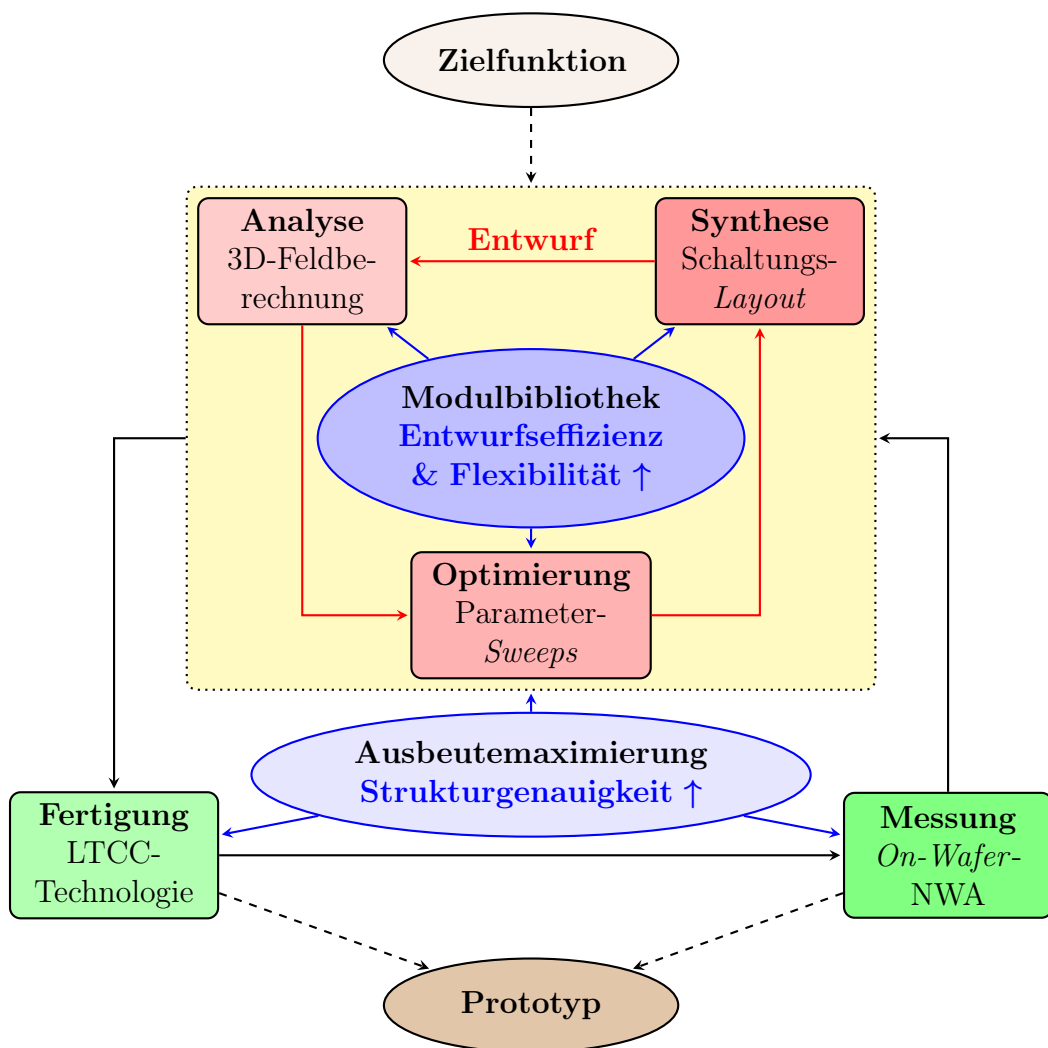


Abb. 4.19: Modifikationen (blau) am Entwicklungsablauf für Mehrlagen-Mikrowellenmodule

Ansatzes, vor allem hinsichtlich sehr komplexer und kleinteiliger oder mehrfach verkoppelter Strukturen, ab. Der vorgestellte Ansatz bietet jedoch, besonders mit Blick auf die Parameteroptimierung derartiger Module mittels verschiedenster Optimierungsverfahren großes Potenzial hinsichtlich Flexibilität und Effizienz des Entwurfs. Eine weitere Herausforderung im Zusammenhang mit der LTCC-Technologie ergibt sich aus dem Bedürfnis, die erzielbare Fertigungsgenauigkeit auch mit entwurfsseitigen Mitteln zu verbessern. Hierfür eignet sich ein modularer Entwurfsansatz in Verbindung mit effektiven Korrekturalgorithmen, wie z. B. der vorgestellten *Re-design*-Methode mittels der bildgestützten Auswertung von Prototypen, ebenfalls, ersetzt jedoch nicht technologische Weiterentwicklungen in diesem Bereich.

Somit ergeben sich entsprechend Abb. 4.19 durch die konzipierte Modulbibliothek und den darauf aufbauenden Kaskadierungsansatz sowie die beschriebene Strategie der Ausbeutemaximierung wichtige Beiträge zur Optimierung des Mikrowellenentwurfs von LTCC-Modulen, insbesondere mit Blick auf die Kriterien Effizienz, Flexibilität und Genauigkeit.

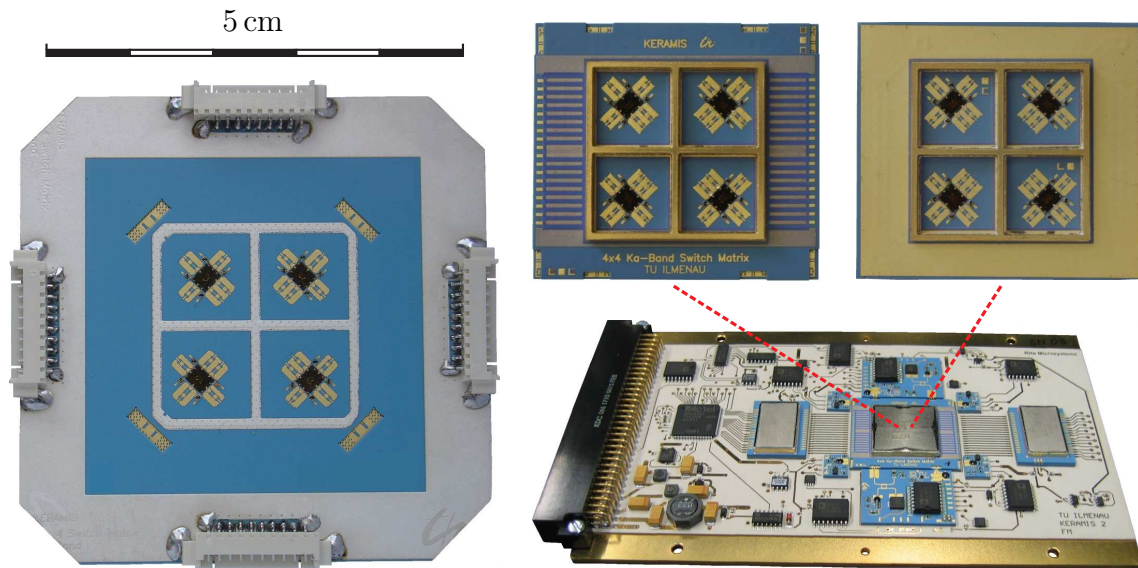
5 Schaltmatrix: Modularer Entwurf am Beispiel

5.1 Ausgangspunkt: Schaltmatrix-Modul und *On-Orbit*-Verifikation

Im Rahmen des Forschungsprojekts KERAMIS wurde u. a. eine LTCC-Schaltmatrix für satellitengestützte Kommunikationsanwendungen entwickelt [5, 104]. Die Zielfrequenzen des Systems liegen im *Downlink*-Bereich des Ka-Bandes bei 17 bis 22 GHz. Die zu Grunde liegende Schaltungsarchitektur erlaubt die Verschaltung von vier entkoppelten HF-Signalpfaden nach Bedarf, d. h. das Modul hat jeweils vier HF-Ein- und Ausgänge (4×4-Schaltmatrix). Zur Realisierung eines schnellen und verlustarmen Schaltverhaltens werden pin-Dioden-Schalter von M/A-COM in ungehäuster monolithischer Bauform (HMIC) einschließlich dem nötigen Gleichstrom-Biasnetzwerk eingesetzt [105], mit denen jeweils ein HF-Eingang auf einen von vier HF-Ausgängen geschaltet werden kann (engl. *single-pole four-throw*, SP4T).

Der Aufbau der Schaltmatrix wurde auf dem LTCC-Substrat DuPont 951 PX/AX in insgesamt sieben Metallisierungsebenen realisiert. Für jeden geschalteten Signalpfad sind dabei zwei pin-Dioden-ICs erforderlich, welche in Kavitäten vergraben, beidseitig auf dem Substrat montiert und über Bändchen-Bondverbindungen kontaktiert werden. Das LTCC-Modul beinhaltet neben der gesamten HF-Signalverteilung auch Gleichstromzuleitungen für die Schalter-ICs, welche über mikrowellentaugliche Chip-Kondensatoren entkoppelt sind [106]. Zwei Entwicklungsstufen der Schaltmatrix sind in Abb. 5.1 abgebildet. Neben den gewünschten Mikrowelleneigenschaften weist das Modul eine im Vergleich zu konventionellen Hohlleiter-Schaltmatrizen äußerst kompakte und leichte Bauform auf [18].

Im Rahmen des Anschlussprojektes KERAMIS II, in welches sich auch die vorliegende Arbeit einordnet, wurde für das Schaltmatrix-Modul eine Experimentalpla-



- (a) Schaltmatrix aus der 1. Generation (56 mm × 56 mm), zusätzlich bestückt mit Buchsen zur DC-Kontaktierung [5]
- (b) Draufsicht (oben links) sowie Rückansicht (oben rechts) einer Schaltmatrix aus der 2. Generation (34 mm × 30 mm). Der Einsatzort des gedeckelten Moduls im Satellitenexperiment (unten) ist angedeutet [6].

Abb. 5.1: Verschiedene Entwicklungsstufen der 4×4-Ka-Band-Schaltmatrix für DuPont 951 im Größenvergleich. Das Protoflugmodell (PFM) des qualifizierten Satellitenexperiment (kleinerer Maßstab) verdeutlicht einen Anwendungsfall, bei dem das Schaltmatrix-Modul mit Kovar-Deckel sich im Zentrum der Testschaltung befindet, die auf einer Kovar-Trägerplatte mit Rogers-Substrat (RT/duroid 6002) realisiert wurde.

tine zur Integration in einen Kleinsatelliten (Technologieerprobungsträger TET-1) entwickelt und qualifiziert (siehe Abb. 5.1b) [6]. Der aufwändige Qualifizierungsprozess als Voraussetzung für den Mitflug des Schaltmatrix-Experiments beinhaltete verschiedene mechanische Belastungstests sowie Thermal-Vakuumtests zur Simulation von Raumfahrtbedingungen. Der entwickelte Experimentalaufbau auf einem Rogers-Mehrlagenssubstrat (RT/duroid 6002) diente insbesondere dem Nachweis der Raumfahrttauglichkeit der zu Grunde liegenden Aufbau- und Verbindungstechnologie anhand des nunmehr mit einem Kovar-Deckel hermetisierten Schaltmatrix-Moduls. Nach erfolgreichem Start des Sojus-Fregat-Trägersystems am 22. Juli 2012 vom Weltraumbahnhof in Baikonur, konnte dieser Nachweis im Rahmen einer einjährigen Mission zur *On-Orbit*-Verifikation (OOV) erfolgreich erbracht werden [107]. Weiterführende Untersuchungen u. a. zu alternativen Schalter- und Aufbautechnolo-

gien [108], aber auch zu komplexeren Systemen mit einem entsprechend gesteigerten Integrationsgrad für zukünftige Satellitenmissionen bilden den Gegenstand von Folgeprojekten (siehe z. B. [109]).

5.2 Anwendungsfall: Substratwechsel

Da die Entwicklung modularer Entwurfstechniken im Rahmen von KERAMIS II von Beginn an in Zusammenhang mit dem OOV-Schaltmatrix-Modul stand, lag es nahe, dieses auch zum Zwecke der Verifikation des beschriebenen Entwurfsansatzes zu nutzen.

Aufgrund der zu erwartenden hohen Wiederverwendbarkeit von Teilstrukturen sind dabei folgende Entwurfsfälle besonders geeignet das Potenzial modularer Entwurfsverfahren zu erfassen und zu bewerten:

- Kombination vorhandener Module zu einem neuen System,
- Adaption eines Moduls an neue technologische Gegebenheiten.

Im Folgenden wird letzterer Anwendungsfall eingehend untersucht, um damit das vorgeschlagene Konzept und die entwickelten Techniken an einem konkreten Entwurfsbeispiel größerer Komplexität nachzuvollziehen. Konkret wurde dazu das Redesign (Skalierung) eines Schaltmatrix-Moduls unter den Bedingungen eines LTCC-Substratwechsels von DuPont 951 [54] zu Heraeus CT 707 bleifrei [55] vorgenommen. Für den Entwurf wesentliche Änderungen betreffen dabei die Dicke der Substratlagen sowie die relative Permittivität ϵ_r des verwendeten Substrats. Während für DuPont 951 (mit Korrekturen gemäß [18]) eine Lagendicke von 210 μm und eine Permittivität von 7.55 zu Grunde gelegt wurden, sind für Heraeus CT 707 bleifrei entsprechende Werte von 111 μm und $\epsilon_r = 6.55$ zu berücksichtigen. Daneben ist auch die gemäß Datenblatt [55] mit 17 statt 12.7 % deutlich größere Lateralschrumpfung des Heraeus-Substrats mit zusätzlichen technologischen Herausforderungen verbunden.

5.2.1 3D-Grundelemente für die modulare Synthese

Ausgehend von einer funktionalen Zerlegung der OOV-Schaltmatrix wurden zunächst geeignete Grundelemente für den weiterführenden modularen Entwurf de-

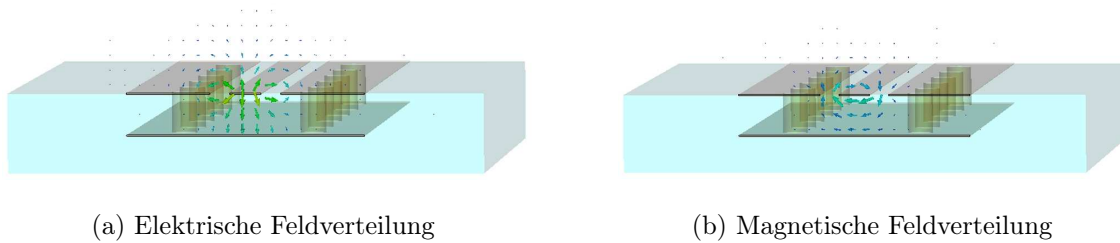


Abb. 5.2: Koplanarleitung (CPWG) mit TEM-Mode. Das Substrat ist blau dargestellt.

finiert und als parametrisierbare 3D-Modelle (*Autodesk Inventor* [91]) in die Designbibliothek aufgenommen. Konkret sind dazu folgende Elemente als hinreichend für die Synthese komplexer Leitungspfade ermittelt worden:

- Leitungselemente:
 - Koplanarleitungstyp (CPWG)
 - Streifenleitungstyp (CPW2G)
- vertikale Leitungsübergänge:
 - Koplanar-Streifenleitungsvia (CPWG-CPW2G-Durchkontaktierung)
 - Streifenleitungsvia (CPW2G-CPW2G-Durchkontaktierung)
- horizontale Leitungsübergänge:
 - Streifenleitungsknick 45°
 - Koplanarer Antastport (CPWG-CPW2G-Übergang)

Zum Einsatz kamen dabei zwei grundlegende Leitungstypen. Koplanarleitungen mit Rückseitenmetallisierung, d. h. zusätzlicher Massefläche (engl. *coplanar waveguide*, CPWG) eignen sich aufgrund ihrer seitlichen Schirmung besonders für die kontrollierte Signalführung an der Substratoberfläche. Vergrabene Streifenleitungen des Typs CPW2G [110] weisen neben seitlichen Viazäunen zusätzliche koplanare Masseflächen auf und ermöglichen damit eine breitbandige und verlustarme Signalführung innerhalb des Substrats. Der geometrische Aufbau beider Leitungstypen sowie die zugehörigen Feldverteilungen der Grundmoden (TEM) sind in Abb. 5.2 und 5.3 dargestellt.

Die Leitungsgeometrien wurden zunächst mittels CST *Microwave Studio* [17] für

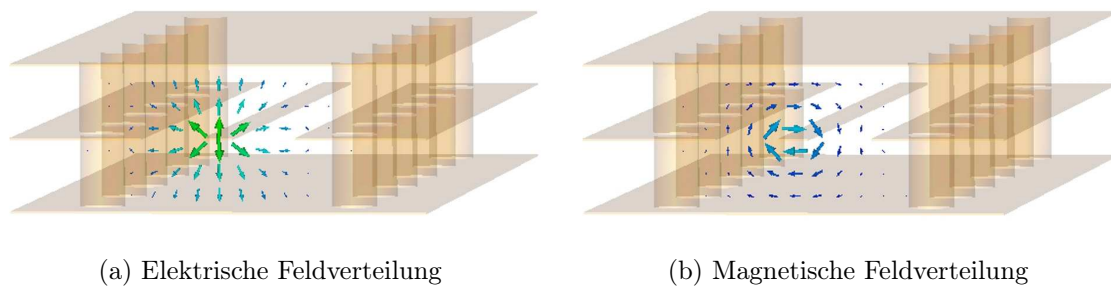


Abb. 5.3: Streifenleitung (CPW2G) mit TEM-Mode. Das Substrat ist nicht abgebildet.

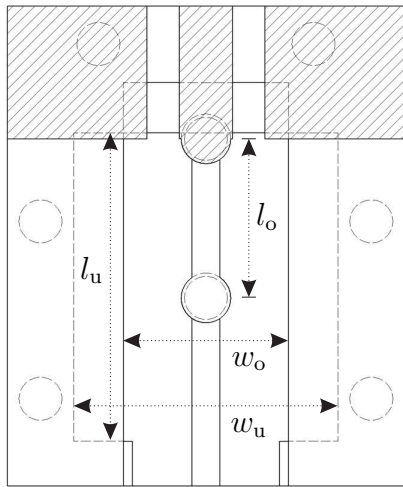
eine charakteristische Impedanz von $50\ \Omega$ auf Heraeus CT 707 bleifrei optimiert und dementsprechend an den Ein- und Ausgängen der horizontalen sowie vertikalen Leitungsübergänge vorgesehen.

5.2.2 Materialadaption und Optimierung der Leitungsübergänge

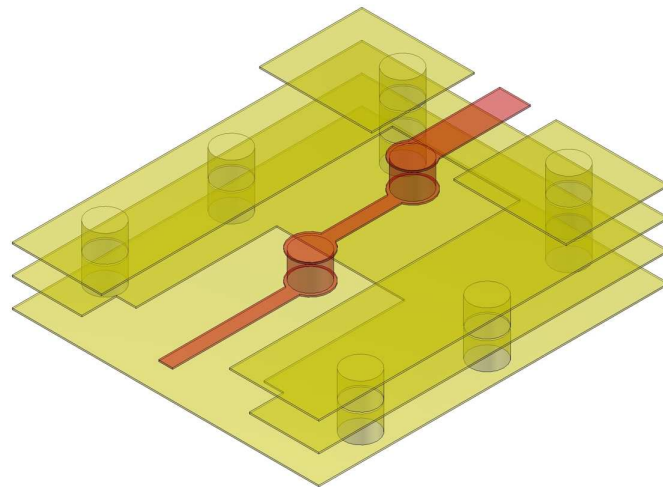
Im nächsten Schritt wurden die horizontalen und vertikalen Leitungsübergänge mittels statistischer Versuchspläne für das neue Substrat optimiert. Dazu wurde zunächst die ursprünglich für DuPont 951 entworfene Strukturgeometrie [18] übernommen, in einem groben *Screening*-Durchlauf die für die Parameteroptimierung wesentlichen Strukturabmessungen ermittelt und diese anhand des DOE-Ansatzes optimiert [111]. Die elektromagnetische Optimierung erfolgte wiederum für eine bestmögliche Anpassung im Frequenzbereich um die Zielfrequenz von 20 GHz.

Vertikale Leitungsübergänge

Für die beiden vertikalen Übergänge konnten jeweils vier entwurfskritische Parameter identifiziert werden. Abbildung 5.4 zeigt das Koplanar-Streifenleitungsvia, mit welchem ein Lagenwechsel von der Substratoberfläche (CPWG) auf eine Substratinnenlage (CPW2G) möglich ist. Die für die Optimierung relevanten Parameter betreffen die Leitungslänge der Zwischenlage l_o sowie insbesondere die Längen- und Breitenabmessungen l_u , w_o und w_o der unteren und oberen Aussparung, da mittels derer eine Korrektur des kapazitiven Verhaltens realisiert wird. Insgesamt wurden 120 Parameterkombinationen simuliert und ausgewertet. In Abb. 5.5 sind die simu-

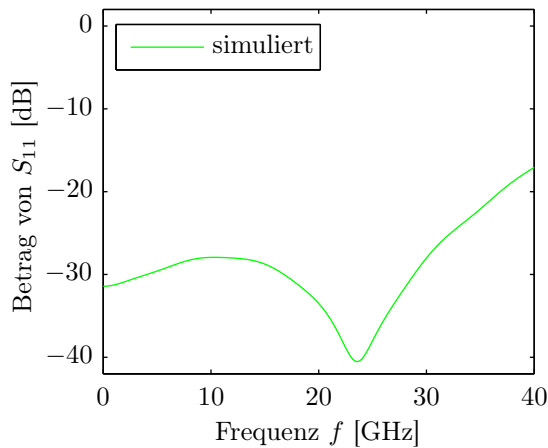


(a) Schnitt durch die oberste Metallisierungslage (Draufsicht) für DuPont 951. Die vier für die Optimierung wesentlichen Geometrieparameter sind angedeutet.

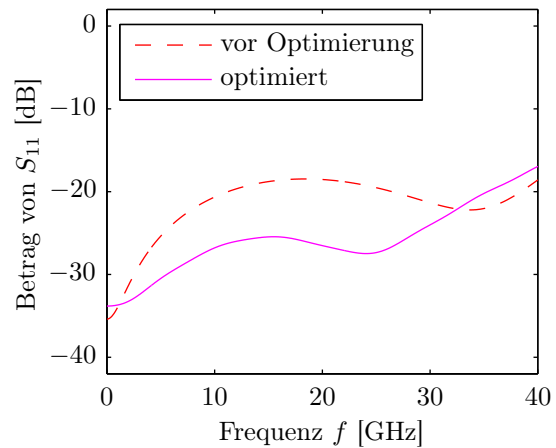


(b) Entwurfsmodell des für Heraeus CT 707 bleifrei optimierten Übergangs

Abb. 5.4: Vertikaler Übergang von einem koplanaren Wellenleiter an der Substratoberfläche (CPWG) zu einer vergrabenen CPW2G-Leitungsgeometrie. Die entsprechende Doppelviastruktur wurde ausgehend vom ursprünglich für DuPont 951 entworfenen Übergang für einen Einsatz in Heraeus CT 707 bleifrei angepasst und optimiert.

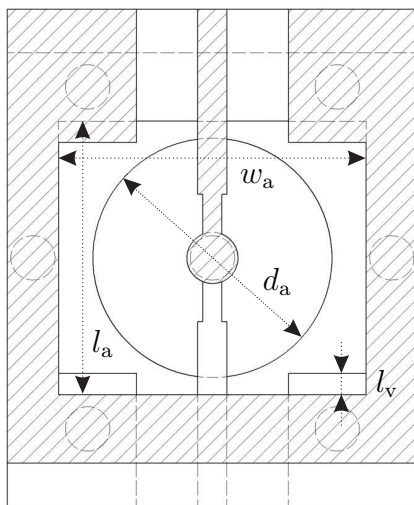


(a) Verhalten der ursprünglichen Struktur für DuPont 951

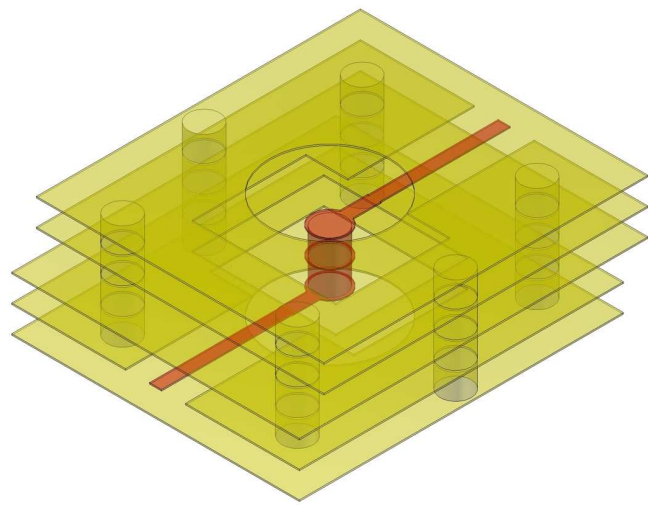


(b) Vergleich der Ergebnisse für Heraeus CT 707 bleifrei

Abb. 5.5: Simulationsergebnisse für den optimierten Doppelviaübergang von CPWG auf CPW2G. Dargestellt sind die S -Parameter der *deembedded*-Strukturen.



(a) Schnitt durch die zweite Metalisierungslage von oben (Draufsicht) für DuPont 951. Die vier für die Optimierung wesentlichen Parameter sind angedeutet.

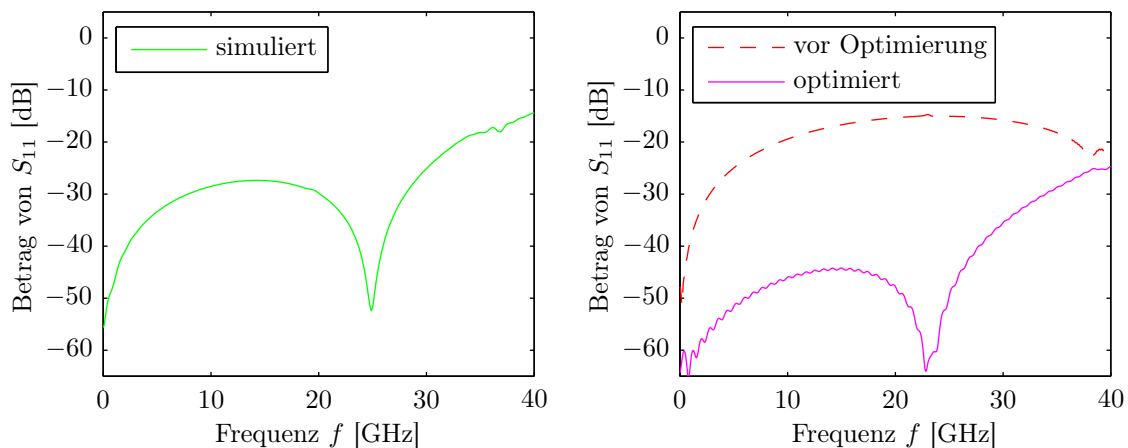


(b) Entwurfsmodell des für Heraeus CT 707 bleifrei optimierten Übergangs

Abb. 5.6: Vertikaler Übergang für den Lagenwechsel (Durchkontaktierung) zwischen zwei vergrabenen CPW2G-Leitungen. Die entsprechende Doppelviastruktur wurde ausgehend vom ursprünglich für DuPont 951 entworfenen Übergang für einen Einsatz in Heraeus CT 707 bleifrei angepasst und optimiert.

lierten Verläufe der Reflexionsdämpfung des ursprünglichen und des neu optimierten Übergangs gegenübergestellt. Die optimierte Reflexionsdämpfung $|S_{11}|$ für die Zielfrequenz liegt bei etwa 30 dB, was einer Verbesserung um 10 dB entspricht.

Auch für das Streifenleitungsvia zum vertikalen Übergang zwischen verschiedenen Substratinnenlagen (CPW2G) gemäß Abb. 5.6 wurde dieser Optimierungsansatz verfolgt. Die Optimierungsparameter betreffen wiederum die Längen l_a , l_v und Breiten w_a der inneren Aussparungen sowie den Durchmesser der oberen und unteren Kreisöffnung d_a . Für diesen Leitungsübergang waren 50 Simulationsdurchläufe erforderlich, deren Ergebnis Abb. 5.7 zeigt. Die mittels Optimierung erreichte Verbesserung (d. h. Vergrößerung) der Reflexionsdämpfung beträgt hier im Zielfrequenzbereich ca. 30 dB.



(a) Verhalten der ursprünglichen Struktur für DuPont 951 (b) Vergleich der Ergebnisse für Heraeus CT 707 bleifrei

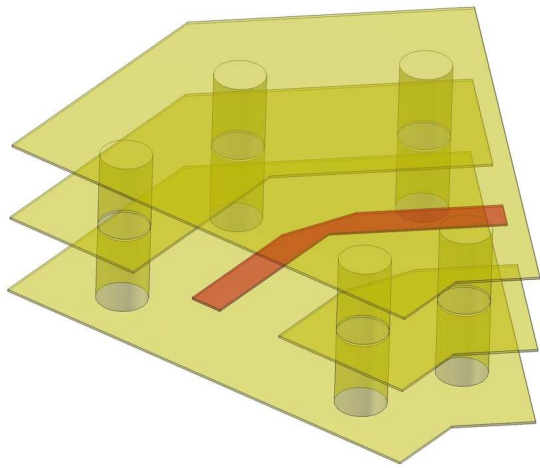
Abb. 5.7: Simulation des optimierten Doppelviaübergangs zwischen zwei CPW2G-Leitungen in unterschiedlichen Lagen. Dargestellt sind die S -Parameter der *deembedded*-Strukturen.

Horizontale Leitungsübergänge

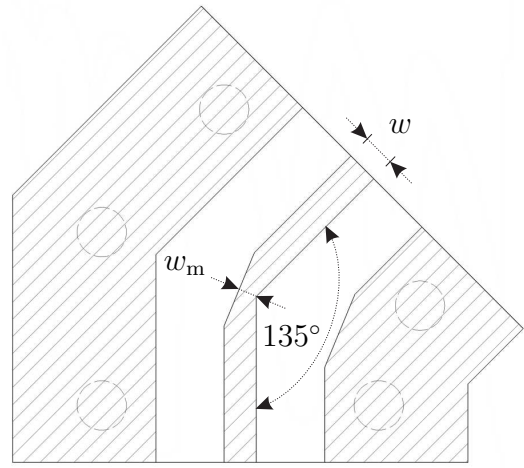
Als weiteres Element wurde ein Leitungsknick untersucht, wie er zur horizontalen Richtungsänderung der Leitungsführung um 45° auf Substratinnenlagen verwendet wird (vgl. Abb. 5.8a und 5.8b). Dabei ist eine Gehrung (engl. *miter*) der Leitungsbreite w im Bereich der Knickstelle üblich, um die Diskontinuität bzw. deren Auswirkungen auf die Leitungsimpedanz abzuschwächen.

Da die optimale Gehrungsbreite w_m bei 53 % der Leitungsbreite w liegt [18], ergaben sich für das neue Substrat mit dünneren Lagen und entsprechend schmalere Streifenleitern jedoch Gehrungsbreiten unter $25 \mu\text{m}$, die nicht mehr zuverlässig herstellbar waren und zu Leitungsunterbrechungen führten. Aus diesem Grund wurde eine Doppelknickstruktur entworfen und erprobt, welche die Richtungsänderung von 45° entsprechend Abb. 5.8c und 5.8d in zwei Stufen realisiert. Für die im Zielfrequenzbereich optimale Gehrungsbreite w_m konnte gemäß Abb. 5.9a ein Wert von 70 % der Leitungsbreite w bestimmt werden, welcher auch zu einer verbesserten Herstellbarkeit führte.

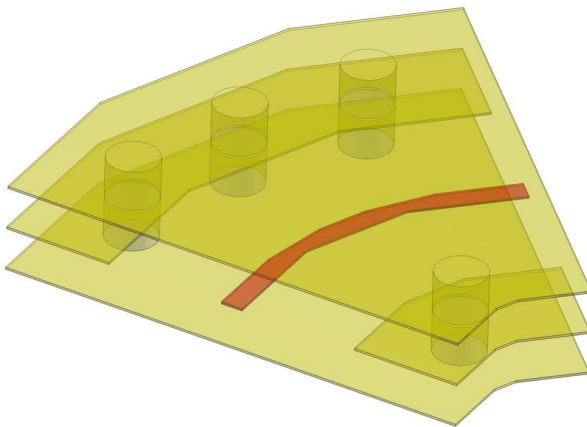
In Abb. 5.9b werden die Optimierungsergebnisse der einfachen und der zweistufigen Knickstruktur verglichen, wobei für letztere auch TRL-Messdaten vorliegen. Der simulierte Doppelknick zeigt eine im Vergleich zum einfachen Knick um etwa 15 dB verbesserte Anpassung. Zur Durchführung der TRL-Kalibrierung wurde das



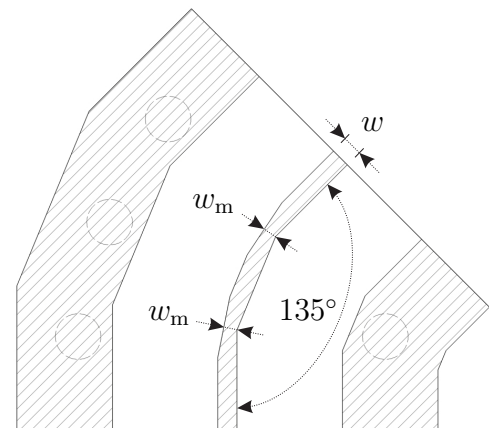
(a) Optimiertes Entwurfsmodell für DuPont 951



(b) Schnitt durch die mittlere Metallisierungslage (Draufsicht) für DuPont 951

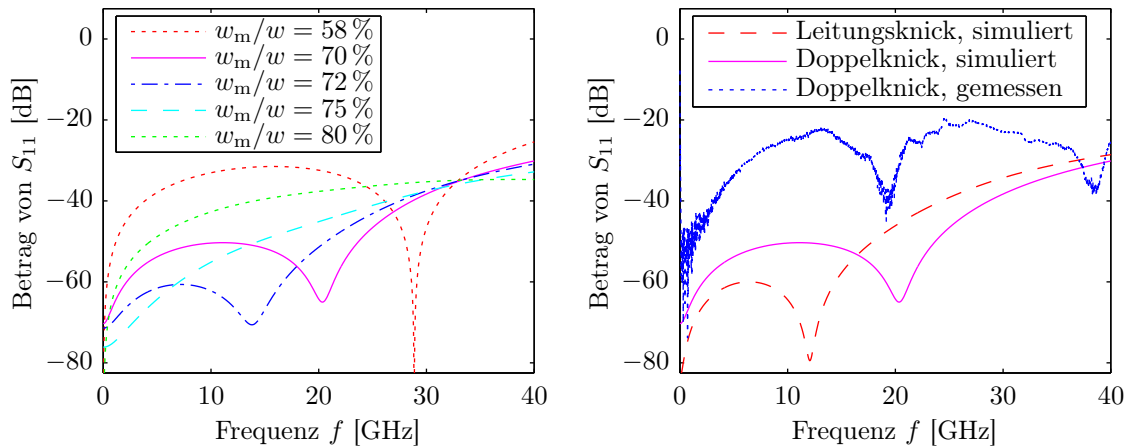


(c) Optimiertes Entwurfsmodell für Heraeus CT 707 bleifrei



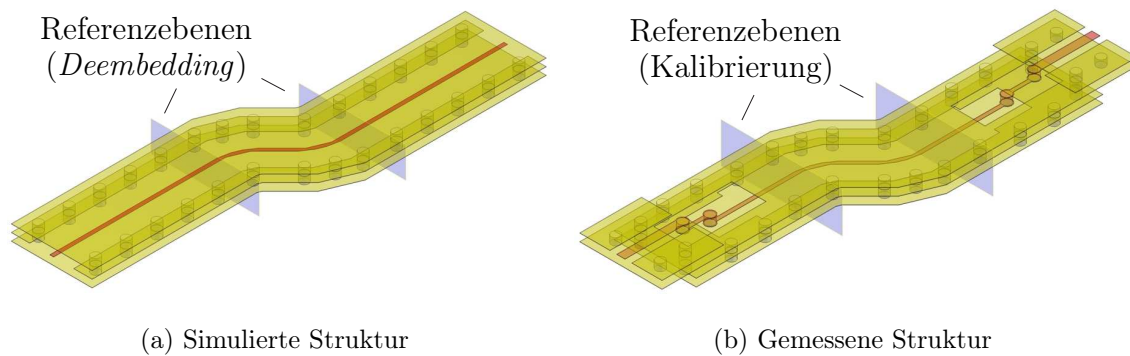
(d) Schnitt durch die mittlere Metallisierungslage (Draufsicht) für Heraeus CT 707 bleifrei

Abb. 5.8: Optimierte Knickstrukturen für eine 45° -Winkeländerung der horizontalen Leitungsführung in vergrabenen CPW2G-Leitungsanordnungen. Die Ausgangsstruktur für DuPont 951 wird durch eine einzelne 45° -Knickstelle gebildet, deren optimale Leiterbreite w_m im Bereich der Gehrung (engl. *miter*) 53 % der sonst verwendeten Leiterbreite w beträgt. Da für Heraeus CT 707 bleifrei schmalere Leiterbreiten w erforderlich sind, wurde die entsprechende Struktur mit Blick auf die technologische Umsetzbarkeit als Doppelknick ausgeführt, so dass für beide Knickstellen à 22.5° optimale Gehrungsbreiten w_m von 70 % der Leiterbreite w ausreichend sind.

(a) Optimierung der *Miter*-Leitungsbreite w_m

(b) Vergleich der Ergebnisse. Aufgrund von Herstellungsproblemen (Leitungsunterbrechungen im Bereich der schmalen Knickstelle) liegen für den einfachen Leitungsknick keine Messdaten vor.

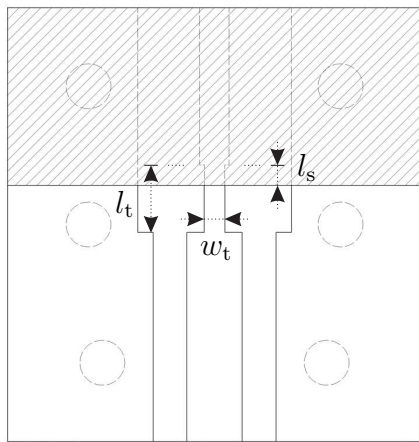
Abb. 5.9: Simulations- und Messergebnisse für den optimierten S-Knick (*Back-to-Back*-Anordnung) in Heraeus CT 707 bleifrei. Dargestellt sind die *S*-Parameter der *deembedded* bzw. TRL-kalibrierten Strukturen (vgl. Referenzebenen in Abb. 5.10). Eine optimale Ka-Band-Anpassung des Doppelknicks wurde mit Gehrungsbreiten w_m von 70% der Leitungsbreite w erzielt.



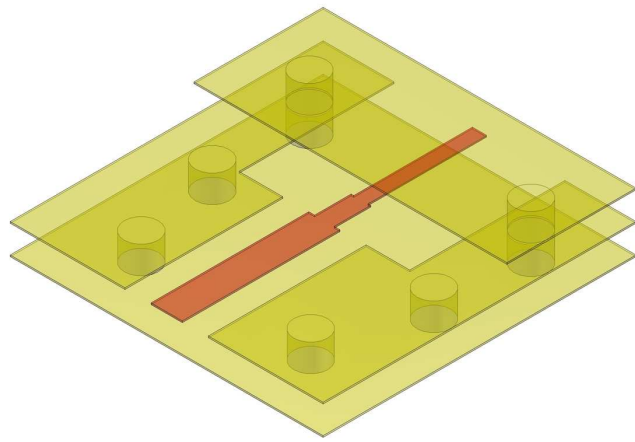
(a) Simulierte Struktur

(b) Gemessene Struktur

Abb. 5.10: S-Knick-Anordnung aus zwei entgegengesetzten 45°-Knickstrukturen (engl. *back-to-back*), wie sie zur Optimierung der Knickgeometrie verwendet wurde. Während die simulierte Anordnung lediglich Zuleitungen für die Durchführung des *Deembedding* beinhaltet, wurden für die Herstellung und Messung der vergrabenen Teststruktur mit koplanaren Messspitzen auch vertikale Übergänge vorgesehen, deren Einfluss mittels TRL-Kalibrierung berücksichtigt werden kann.



(a) Schnitt durch die oberste Metallisierungslage (Draufsicht) für DuPont 951. Die drei für die Optimierung wesentlichen Geometrieparameter sind angedeutet.



(b) Entwurfsmodell des für Heraeus CT 707 bleifrei optimierten Übergangs

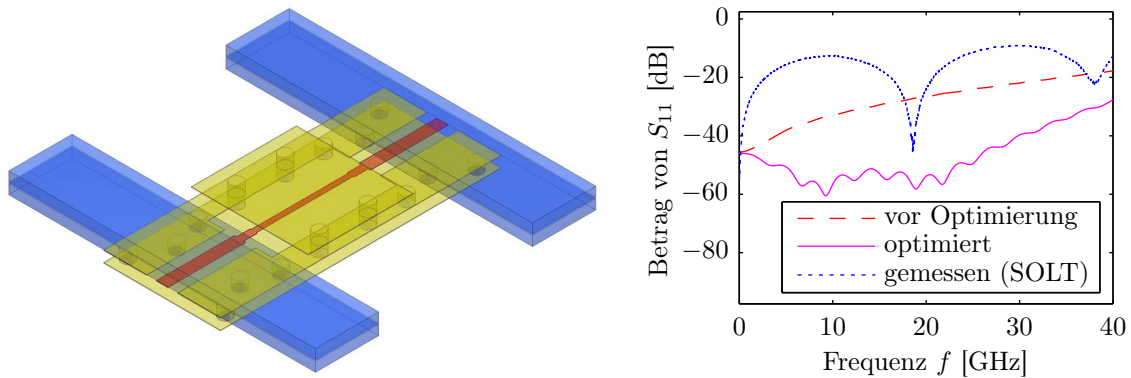
Abb. 5.11: Vergrabener koplanarer Antastport für den verlustarmen Übergang auf eine CPW2G-Leitungsgeometrie. Der horizontale Leitungsübergang von der Kavität zum Substrat wurde ausgehend von der ursprünglich für DuPont 951 entworfenen Struktur für einen Einsatz in Heraeus CT 707 bleifrei angepasst und optimiert.

in [73] beschriebene Verfahren mit MATLAB [27] implementiert. Eine Gegenüberstellung der simulierten und mittels Deembedding analysierten sowie der hergestellten und mittels TRL-Kalibrierung vermessenen *Back-to-Back*-Strukturen kann man Abb. 5.10 entnehmen.

Schließlich wurde auch ein vergrabener Antastport gemäß Abb. 5.11 optimiert, der zur koplanaren Antastung von Substratinnenlagen mit HF-Messspitzen nötig ist.

Die Anpassung der beiden Leitungstypen erfolgt hierbei über ein kurzes induktives Leitungselement, welches anhand der Parameter l_t , l_s und w_t für bestmögliche Reflexionsdämpfung dimensioniert wurde. Dafür kam wiederum eine *Back-to-Back*-Struktur, wie in Abb. 5.12a dargestellt, zur Anwendung. Das Optimierungsergebnis im Vergleich zu entsprechenden SOLT-Messwerten zeigt Abb. 5.12b.

Durch Optimierung wurde sowohl für den Doppelknick als auch den Antastport eine um mindestens 10 dB größere Reflexionsdämpfung erreicht, welche damit im Bereich der Zielfrequenz bei über 50 dB liegt. Anhand aller Messkurven wird zudem deutlich, dass die gefertigten Strukturen zwar insgesamt eine im Mittel um etwa 20 dB



(a) Verwendete *Back-to-Back*-Struktur für Simulation und Messung des Übergangs. Die zweilagigen Kavitäten zur Antastung der vergrabenen Koplanarports sind blau dargestellt.

(b) Vergleich der Ergebnisse. Dargestellt sind die S -Parameter der *deembedded* bzw. SOLT-kalibrierten (längere Verbindungsleitung) Gesamtstruktur.

Abb. 5.12: Simulation und Messung des für Heraeus CT 707 bleifrei optimierten koplanaren Anstapports als *Back-to-Back*-Struktur

schlechtere Anpassung aufweisen, jedoch zumindest hinsichtlich des Zielfrequenzbereiches die Vorgaben erfüllen (Reflexionsdämpfung von mehr als 20 bis 30 dB).

5.2.3 Analyse verketteter Leitungsstrukturen

Um im Weiteren den vorgeschlagenen Verkettungsansatz zu verifizieren, wurden auf Basis der optimierten Leitungsübergänge mehrere Testleitungen entworfen und messtechnisch ausgewertet. Ein Testmodul in zwei Ausführungsvarianten auf verschiedenen Substraten zeigt Abb. 5.13. Daran wird u. a. die deutlich größere Lagedicke des Ausgangsmaterials DuPont 951 im Vergleich zum hier verwendeten Substrat Heraeus CT 707 bleifrei sichtbar.

In Abb. 5.14 ist eine exemplarische Testleitungsstruktur abgebildet. Diese ist über die koplanaren Leitungselemente am Ein- und Ausgang (CPWG) antast- und messbar, verläuft aber dazwischen vollständig auf Substratinnenlagen (CPW2G). Neben den beiden optimierten vertikalen Übergängen wurden hier auch Leitungsknickelemente vorgesehen.

Aus den Streuparametern der simulierten und gemessenen Testleitungsstruktur wird gemäß Abb. 5.15 ersichtlich, dass das aus den Grundelementen mittels des algebraischen Verkettungsansatzes ermittelte Verhalten (rot) nur geringe Abweichungen zu

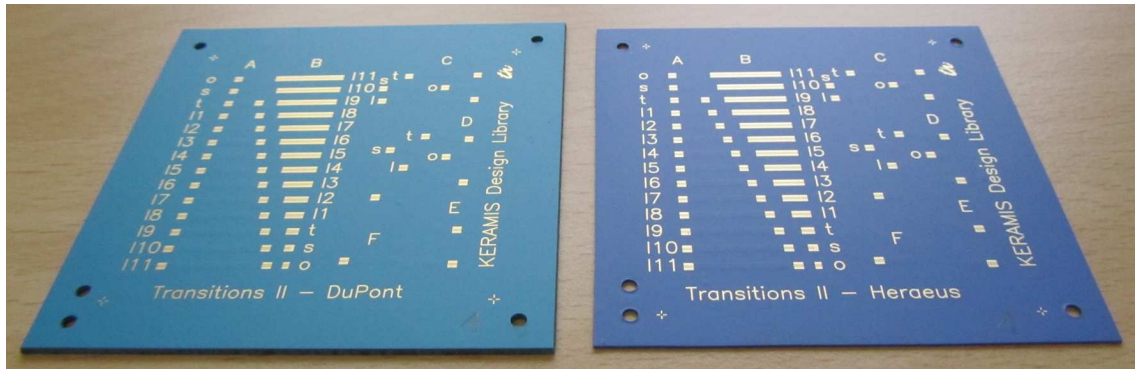


Abb. 5.13: Hergestellte LTCC-Module mit verschiedenen Testleitungen und Leitungsübergängen. Die Strukturen wurden für DuPont 951 (links) und Heraeus CT 707 bleifrei (rechts) optimiert.

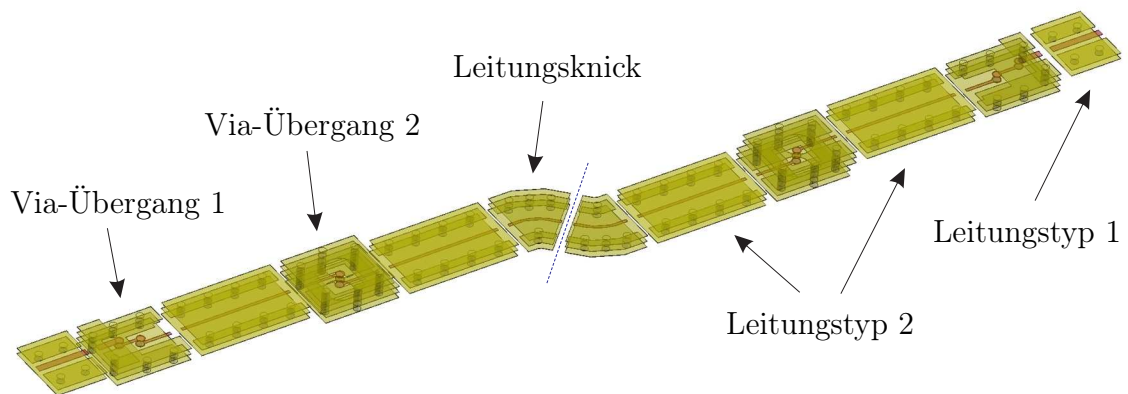


Abb. 5.14: Testleitungsstruktur unter Verwendung der verschiedenen optimierten Leitungselemente und -übergänge (Signalleitung: rot, Masse: gelb). Der Aufbau ist bezüglich der gekennzeichneten Achse (blau) symmetrisch. Das Substrat ist nicht dargestellt.

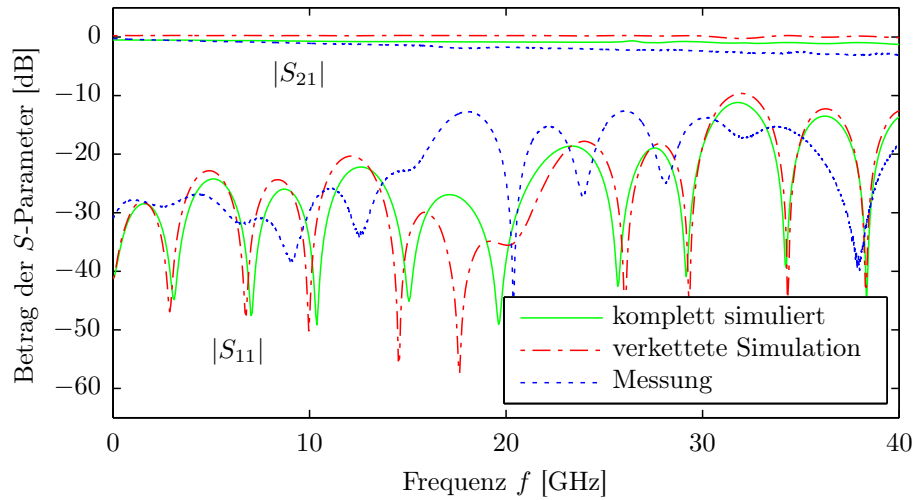


Abb. 5.15: Simulations- und Messergebnisse für die Testleitungsstruktur aus Abb. 5.14 in Heraeus CT 707 bleifrei. Dargestellt sind die S -Parameter der komplett simulierten (grün), verkettet simulierten (rot) und gemessenen Anordnung (blau).

den Ergebnissen aufweist, welche durch eine rechenintensive Simulation der Gesamtstruktur (grün) bestimmt wurden. Insbesondere beträgt die Reflexionsdämpfung $|S_{11}|$ zwischen 15 und 20 GHz mehr als 30 dB, d. h. die verkettete Struktur ist im Zielfrequenzbereich gut angepasst. Die Messwerte (blau) weichen hier deutlich ab (ca. 15 dB schlechter), was einer unzureichenden Fertigungsgenauigkeit der kritischen Strukturen geschuldet ist. Über den gesamten Frequenzbereich betrachtet, ist jedoch auch das gemessene Verhalten als akzeptabel zu bewerten. Schließlich lässt sich anhand der Einfügedämpfung $|S_{21}|$ ersehen, dass Leitungsverluste in der Simulation unberücksichtigt geblieben sind.

5.2.4 Entwurf und Optimierung von Impedanzanpassnetzwerken

Zur breitbandigen Anpassung der pin-Dioden-Schalter im Zielfrequenzbereich wurden für die DuPont-Schaltmatrix Impedanzanpassnetzwerke auf der Basis mehrstufiger koplanarer Leitungfilter entworfen [18]. Die Adaption dieser Netzwerke für eine Verwendung mit Heraeus CT 707 bleifrei erfolgte ausgehend von der gewünschten Filtercharakteristik mittels des TDR-basierten Optimierungsansatzes, wie in Abschnitt 4.3.2 beschrieben. Dazu wurde das vierstufige Filter aus je zwei kap-

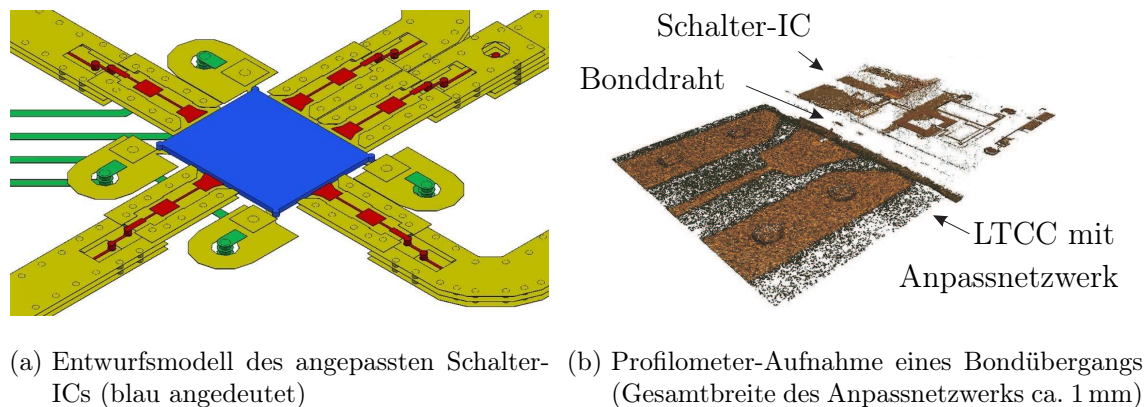


Abb. 5.16: Detailansichten eines pin-Dioden-Schalters mit Impedanzanpassungsnetzwerken (rot, Masse: gelb) und Gleichstromversorgung (grün, Masse: gelb)

zitativen und induktiven Leitungselementen (vgl. Abb. 4.12) um einen horizontalen Leitungsübergang zur Modenkonzersion ergänzt, da somit eine Kontaktierung der Schalter-ICs mittels geeigneter Bondverbindungen auf eine substratseitige Mikrostreifenleitungsgeometrie erfolgen kann (vgl. [18]).

Das Entwurfsmodell eines pin-Dioden-Schaltkreises (blau angedeutet) mit entsprechend dimensionierten Impedanzanpassungsnetzwerken an den Ein- und Ausgängen (rot) sowie den erforderlichen Gleichstrom-Bias-Strukturen (grün) ist in Abb. 5.16a dargestellt. Abbildung 5.16b zeigt die Profilometer-Aufnahme eines Bondübergangs vom Impedanzanpassungsnetzwerk zum Schalter-IC, wobei der Bonddraht in der optischen Messung allerdings nur zum Teil erfasst wurde.

Anhand der Messkurven in Abb. 5.17 wird deutlich, dass die Reflexionsdämpfung der gefertigten Impedanzanpassungsnetzwerke zwar noch im Bereich von 30 dB liegt, aber für die Anpassung der Schalter-ICs im Zielfrequenzbereich um 20 GHz im Vergleich zu einem gebondeten Schaltkreis ohne entsprechende Netzwerke die Anpassung um maximal 10 dB verbessert werden konnte. Das Durchlassverhalten wird damit insgesamt etwas breitbandiger, gute Werte für die Anpassung (Reflexionsdämpfung größer 25 dB) werden jedoch eher im Frequenzbereich um 10 GHz erzielt. Da die Ursache dafür, wie bereits in Abschnitt 4.4.2 angedeutet, hauptsächlich in den Strukturabweichungen der gefertigten Impedanzanpassungsnetzwerke zu finden sind, wurden auf Basis des in Abschnitt 4.4.4 vorgestellten Korrekturverfahrens *Re-designs* des Leitungsfilters vorgenommen, vermessen und statistisch ausgewertet. Die

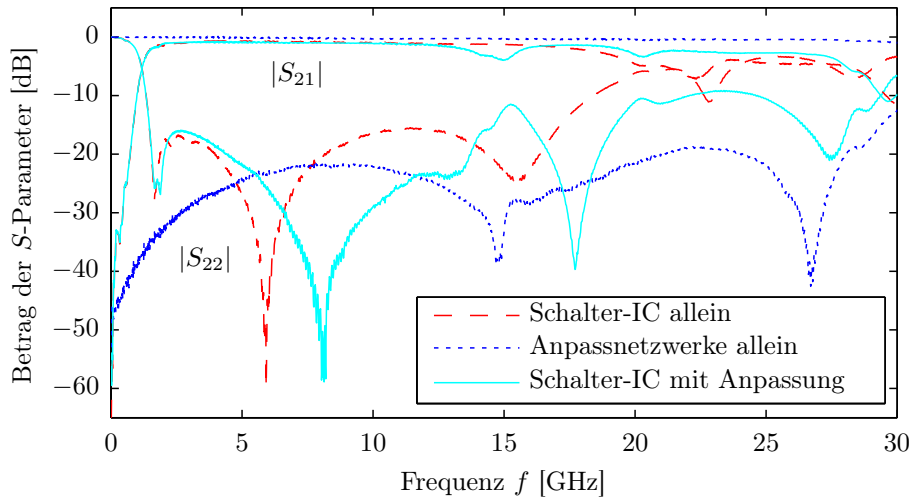
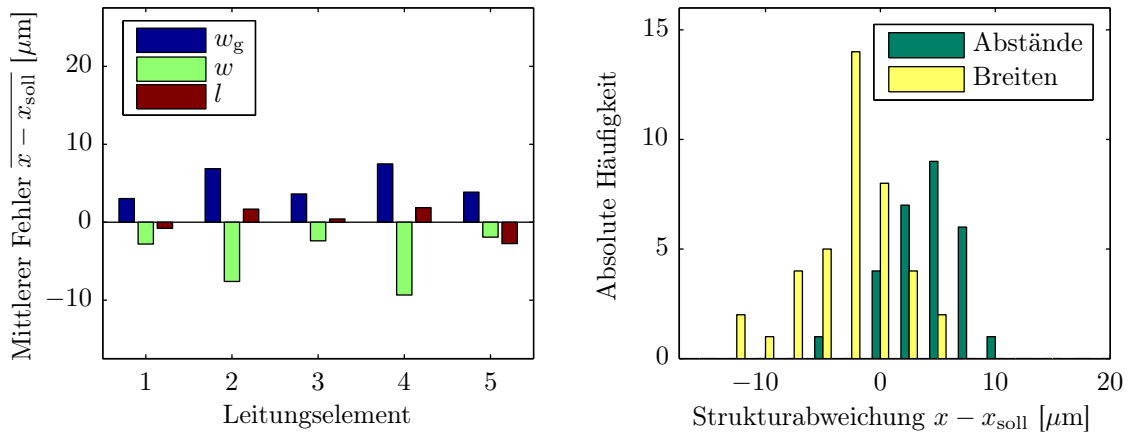


Abb. 5.17: Vergleich von *Back-to-Back*-Messdaten. Dargestellt sind die S -Parameter des Impedanzanpassungsnetzwerks, des unangepassten pin-Dioden-Schalters und des pin-Dioden-Schalters mit Impedanzanpassungsnetzwerk.

Ergebnisse für verschiedene Korrekturfaktoren der inversen Transformation (gemäß Abb. 4.17) und verschiedene Zusatz-Kantenverstärkungen sind in Abb. 5.18 bis 5.20 dargestellt. Die besten Resultate wurden mit einem Korrekturfaktor von 0.5 und einer unveränderten Kantenverstärkung von jeweils $10\ \mu\text{m}$ realisiert. Wie Abb. 5.18a zeigt, nahmen die mittleren Strukturabweichungen lediglich bei schmalen induktiven Leitungen Werte über $5\ \mu\text{m}$ an, und die Häufigkeitsverteilungen der Leiterbreiten w und Leitbahnabstände w_g gemäß Abb. 5.18b gruppieren sich eng um den Nullpunkt der Strukturabweichung $x - x_{\text{soll}}$.

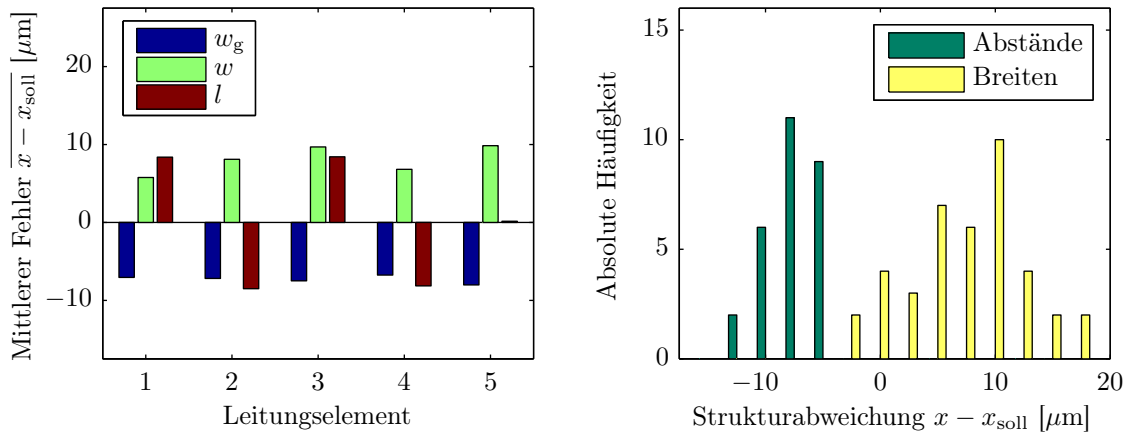
Durch eine zusätzliche Kantenverstärkung von $5\ \mu\text{m}$ (d. h. insgesamt $15\ \mu\text{m}$, vgl. Abb. 5.19), sowie einen Korrekturfaktor von 1 (vgl. Abb. 5.20) wurden keine Verbesserungen erzielt, lediglich die schmalen Leitungen konnten in letzterem Fall etwas genauer reproduziert werden, was jedoch nur auf Kosten mittlerer Strukturfehler im Bereich von $10\ \mu\text{m}$ ging.

Immerhin war mit einem Korrekturfaktor von 0.5 somit eine Verbesserung der Strukturgenauigkeit (bezüglich Abb. 4.14b) bei der Herstellung der Impedanzanpassungsnetzwerke möglich, was den Nutzen des erprobten *Redesign*-Verfahrens bestätigt.



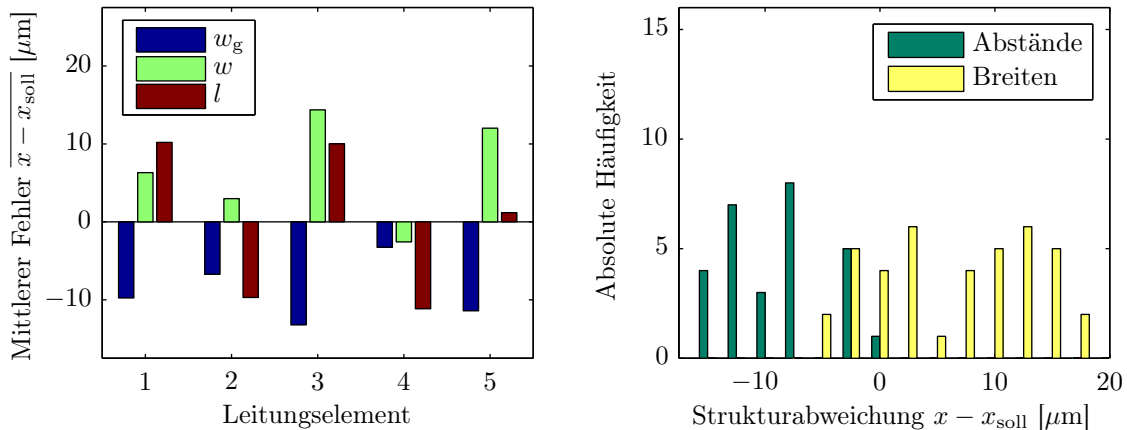
(a) Mittlere Strukturabweichungen entlang des korrigierten Leitungsfilters (b) Histogramm der Metallisierungsbreiten und Metallisierungsabstände

Abb. 5.18: Vergleich der gefertigten Strukturabmessungen x mit den ursprünglichen Entwurfsvorgaben x_{soll} anhand des optimierten und korrigierten Leitungsfilters. Gemessen und ausgewertet wurden dazu jeweils der Leitbahnabstand w_g (blau), die Streifenleitungsbreite w (grün) und die Länge des Leitungselements l (rot) für einen Korrekturfaktor von 0.5.



(a) Mittlere Strukturabweichungen entlang des korrigierten Leitungsfilters (b) Histogramm der Metallisierungsbreiten und Metallisierungsabstände

Abb. 5.19: Vergleich der gefertigten Strukturabmessungen x mit den ursprünglichen Entwurfsvorgaben x_{soll} anhand des optimierten und korrigierten Leitungsfilters. Gemessen und ausgewertet wurden dazu jeweils der Leitbahnabstand w_g (blau), die Streifenleitungsbreite w (grün) und die Länge des Leitungselements l (rot) für einen Korrekturfaktor von 0.5 bei um $5 \mu\text{m}$ zusätzlich verstärkten Metallisierungskanten.



(a) Mittlere Strukturabweichungen entlang des korrigierten Leitungsfilters (b) Histogramm der Metallisierungsbreiten und Metallisierungsabstände

Abb. 5.20: Vergleich der gefertigten Strukturabmessungen x mit den ursprünglichen Entwurfsvorgaben x_{soll} anhand des optimierten und korrigierten Leitungsfilters. Gemessen und ausgewertet wurden dazu jeweils der Leitbahnabstand w_g (blau), die Streifenleitungsbreite w (grün) und die Länge des Leitungselements l (rot) für einen Korrekturfaktor von 1.0 bei um $5\ \mu\text{m}$ zusätzlich verstärkten Metallisierungskanten.

5.3 HF-Entwurf des Schaltmatrix-Gesamtsystems

Im Weiteren wurde auf Basis der adaptierten und optimierten Grundelemente und Impedanzanpassungsnetzwerke der Prototyp einer Heraeus-Schaltmatrix entworfen, hergestellt und gemessen. Dabei kamen die Techniken der konstruktiven und elektromagnetischen Verkettung zur Anwendung.

5.3.1 Konstruktiver Aufbau des Moduls

Um die Komplexität des Moduls sowohl entwerfsseitig als auch hinsichtlich der technologischen Anforderungen überschaubar zu gestalten, wurde für die Schaltmatrix eine 2×2 -Architektur konzipiert. Abbildung 5.21 zeigt eine Draufsicht des Entwurfsmodells ohne Substrat. Die Signalführung erfolgt auf insgesamt sechs Metallisierungsebenen und unter Nutzung vertikaler Übergänge und horizontaler Knicke entlang sechs verschiedener Pfade. Für die Montage der pin-Dioden-Schaltkreise von M/A-COM [105] in entsprechenden Kavitäten sowie die passenden Chip-Kondensatoren [106] (vier je Schalter-IC) ist eine einseitige Bestückung des LTCC-Moduls ausreichend. Die HF-Eingänge sind gemeinsam mit den Anschlüssen zur

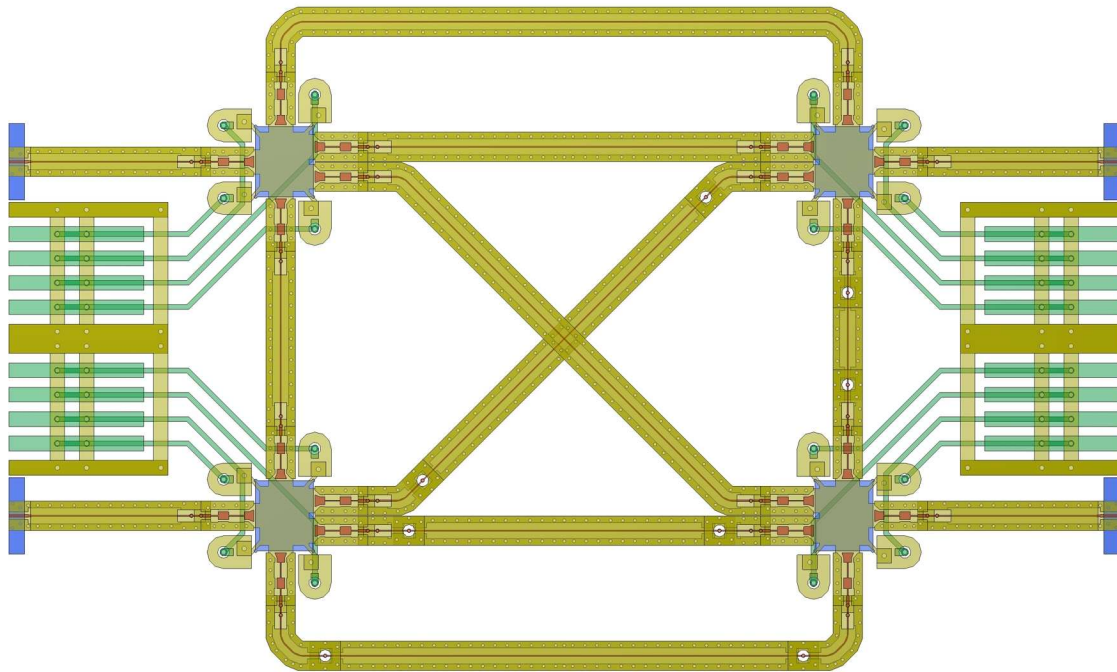


Abb. 5.21: Modell der entworfenen 2×2 -Schaltmatrix (Draufsicht). Der HF-Leitungsaufbau (rot: signalführende Leitungen, gelb: Masseflächen) wird durch die DC-Ansteuerung der pin-Dioden (grün: DC-Versorgungsleitungen) ergänzt. Die zur Integration der Schalter-ICs und für die koplanare HF-Antastung erforderlichen Kavitäten sind blau dargestellt.

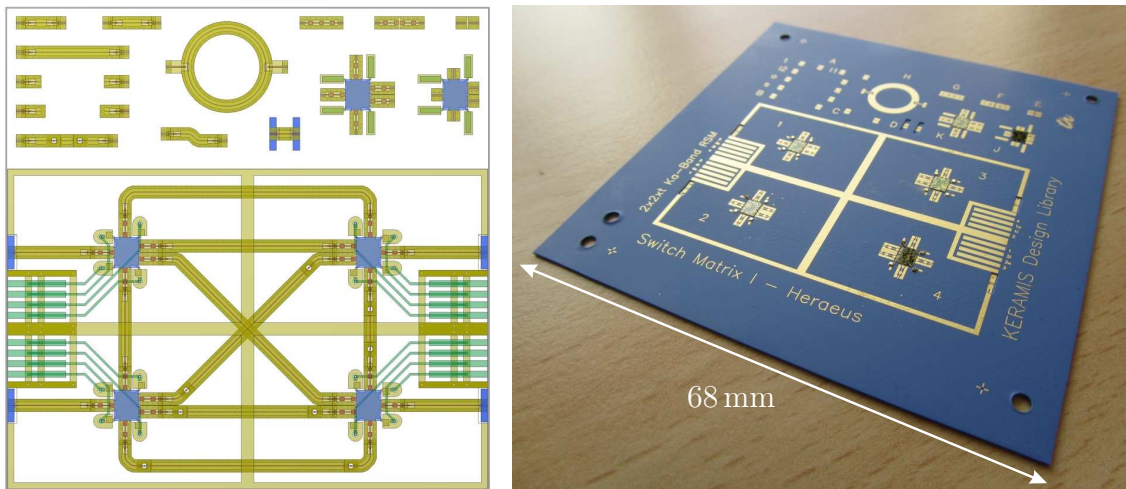
Gleichstromversorgung jeweils seitlich ausgeführt.

Der Entwurf erfolgte ausgehend von CAD-Modellen der Grundelemente in *Autodesk Inventor* mittels einer konstruktiven Verkettung entsprechend dem in Abschnitt 4.1.3 vorgestellten Verfahren. Der Aufbau des gesamten LTCC-Moduls einschließlich weiterer Teststrukturen und TRL-Kalibrierstandards ist Abb. 5.22 zu entnehmen.

Für die Gleichstromverdrahtung wurde die Schaltmatrix schließlich auf eine FR-4-Leiterplatte montiert. Das fertig bestückte, gebondete und montierte Modul ist in Abb. 5.23 dargestellt. Man erkennt u. a. die kompakte Bauform.

5.3.2 Simulation und Messung der Leitungspfade

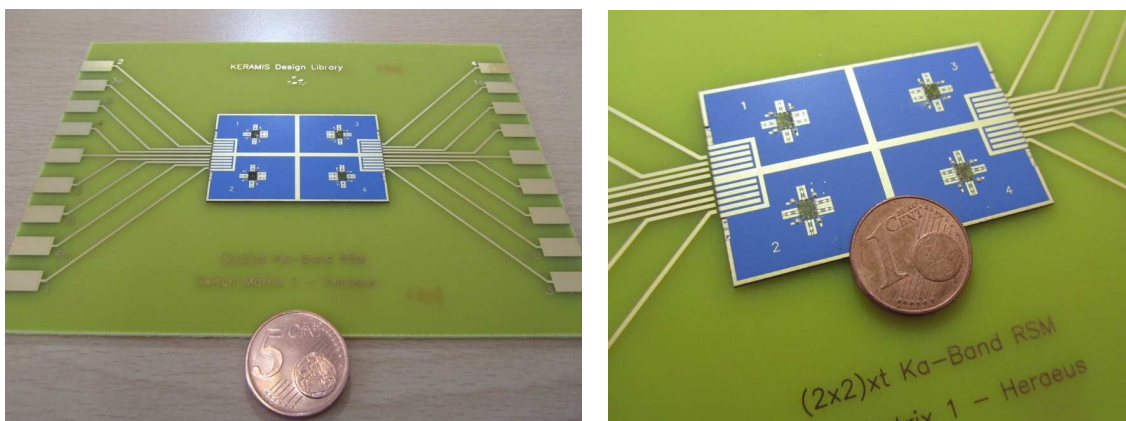
Zur elektromagnetischen Simulation einzelner Leitungspfade der Schaltmatrix kam der Verkettungsansatz aus Abschnitt 4.2.1 zur Anwendung. Dafür wurden die zuvor optimierten Streuparameter der verschiedenen Grundelemente, unter Anwendung der erprobten *Deembedding*-Technik, in Kettenparameter umgerechnet und anschlie-



(a) 3D-Entwurfsmodell des gesamten Moduls (Draufsicht)

(b) Hergestelltes und bestücktes Modul

Abb. 5.22: Vollständiges LTCC-Modul basierend auf Heraeus CT 707 bleifrei. Neben der erweiterten 2×2 -Schaltmatrix sind mehrere Einzelübergänge und zusätzliche Teststrukturen darin vorgesehen.



(a) Gesamter Modulaufbau

(b) Nahaufnahme der Schaltmatrix

Abb. 5.23: Bestücktes und gebondetes Schaltmatrix-Modul, realisiert in Heraeus CT 707 bleifrei. Das LTCC-Modul wurde auf einen Träger aus FR-4 geklebt, über den, ebenfalls mittels Bondverbindungen, die umfangreiche DC-Versorgung besser möglich ist. Die Kontaktierung mit HF-Messspitzen erfolgt direkt auf dem Heraeus-Modul.

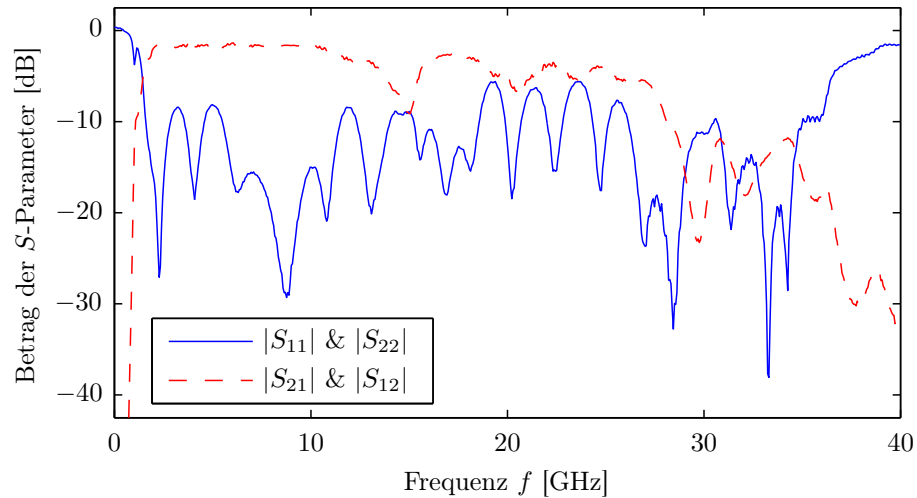


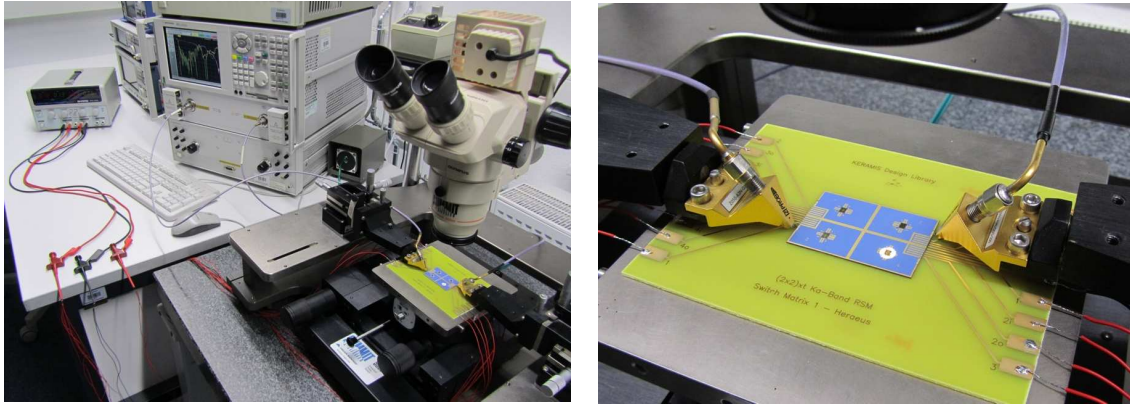
Abb. 5.24: Simulierte S -Parameter eines vollständigen Schaltmatrix-Leitungspfades. Die Daten wurden durch Verkettung der Simulationsergebnisse der Teilstrukturen gewonnen.

ßend kaskadiert. Für die pin-Dioden-Schalter wurden dabei Referenzmessungen der Streuparameter zu Grunde gelegt. Das so ermittelte simulierte Verhalten eines vollständigen Leitungspfades zeigt Abb. 5.24.

Der entsprechende Messaufbau zur Charakterisierung der hergestellten Heraeus-Schaltmatrix mittels *Wafer-Prober* und Netzwerkanalysator ist in Abb. 5.25 veranschaulicht. Für die Messungen wurde passend zu den verwendeten koplanaren Messspitzen (siehe Abb. 5.25b) eine SOLT-Kalibrierung vorgenommen. Die Messkurven eines zur Signalübertragung geschalteten Testpfades sind in Abb. 5.26 dargestellt.

Abschließend wurde ein Vergleich der modularen Simulationsergebnisse mit den Messdaten aller Leitungspfade der Schaltmatrix vorgenommen, dessen Resultat Abb. 5.27 veranschaulicht. Daraus ist zunächst ersichtlich, dass die erreichte Reflexionsdämpfung im Bereich der ursprünglichen Zielfrequenz von 20 GHz mit Werten zwischen 5 und 15 dB nur mittelmäßig gut ist, so dass insbesondere die Parameteroptimierung der Leitungsübergänge und Anpassnetzwerke weiterhin Verbesserungspotenzial bietet. In einem Frequenzbereich zwischen 5 und 15 GHz sind jedoch bereits Werte von 25 dB gut realisierbar. Die Einfügedämpfung liegt dementsprechend bei etwa 5 bis 10 dB.

Weiterhin wird deutlich, dass das simulierte Verhalten im gesamten untersuchten Frequenzbereich durch die gemessenen Verläufe bestätigt werden konnte und somit



(a) Gesamte Messanordnung, bestehend aus *Wafer-Prober* (rechts), DC-Spannungsversorgung (links) und Netzwerkanalysator (Mitte) (b) Nahaufnahme der *Wafer-Prober*-Messung

Abb. 5.25: Messung des Heraeus-Schaltmatrix-Moduls. Die Ansteuerung der pin-Dioden-Schalter erfolgt über Gleichstromquellen (Verdrahtung der FR-4-Platine). Für die Streuparameter-Messung einzelner Übertragungspfade mittels Netzwerkanalysator werden jeweils zwei HF-Eingänge der Schaltmatrix mit den Messspitzen des *Wafer-Probers* kontaktiert.

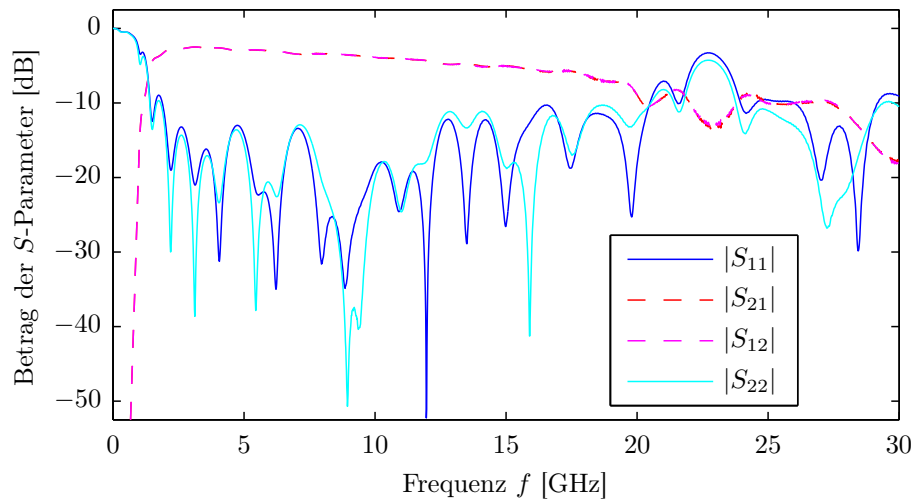


Abb. 5.26: Gemessene S -Parameter eines Schaltmatrix-Leitungspfad. Für die *On-Wafer*-Messungen wurde eine SOLT-Kalibrierung durchgeführt.

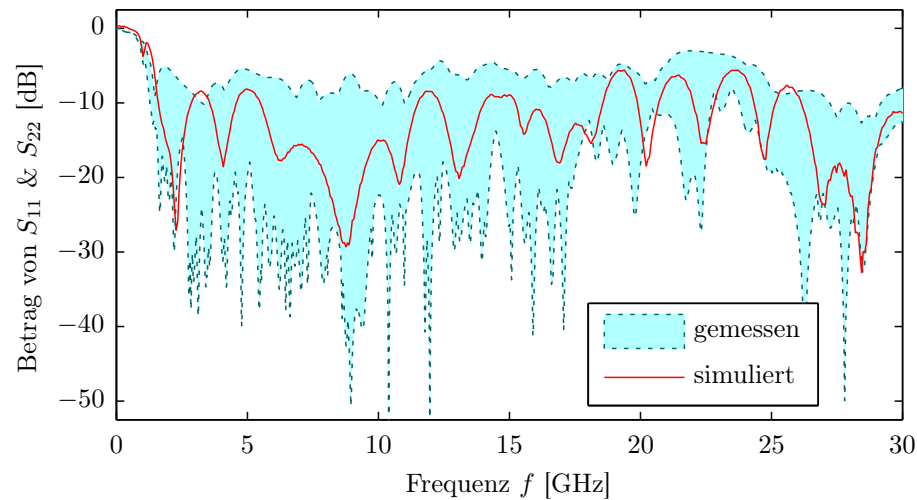


Abb. 5.27: Vergleich der verketteten simulierten und der gemessenen Reflexionsdämpfungen der entwickelten Heraeus-Schaltmatrix. Der blau unterlegte Bereich umfasst die Messkurven verschiedener Leitungspfade.

die verkettete Simulation auf der Basis des modularen Entwurfsansatzes erfolgreich angewandt wurde.

5.4 Schlussfolgerungen: Bewertung der Entwurfsmethodik

Ausgehend von einem bereits vorliegenden 4×4 -Schaltmatrix-Modul für Satellitenkommunikationsanwendungen (Projekt KERAMIS) wurde zur Verifikation des modularen Entwurfskonzepts ein LTCC-Substratwechsel vollzogen. Dazu wurden sämtliche hier vorgestellten Entwurfstechniken zur Anwendung gebracht um eine funktionsfähige 2×2 -Schaltmatrix für Heraeus CT 707 bleifrei zu entwickeln und aufzubauen.

Dabei erwies sich zunächst der konstruktive Entwurfsansatz auf Basis der Modulbibliothek und einer CAD-Modellierung mit *Autodesk Inventor* als sehr flexibel handhabbar und effektiv. Auch die beschriebenen Optimierungstechniken für einzelne Leitungsübergänge anhand statistischer Versuchspläne und für Impedanzanpassungsnetzwerke mittels des Zeitbereichsverfahrens liefern gute Anpassungswerte, bieten jedoch noch Verbesserungspotenzial hinsichtlich der Umsetzung geforderter

Mikrowelleneigenschaften des Gesamtmoduls. Die Effizienz des Verkettungsansatzes im Frequenzbereich wurde durch einen Vergleich der Simulations- und Messergebnisse der Reflexionsdämpfung von Schaltmatrix-Pfaden ebenfalls bestätigt. Schließlich konnten umfangreiche Erfahrungswerte bezüglich einer entwurfsseitigen Korrektur von Fertigungsgeometrien und damit einer Steigerung der erzielbaren Genauigkeit gewonnen werden.

Anhand der Simulationszeiten und des Diskretisierungsaufwandes von Teilelementen sowie einzelner Gesamtstrukturen ergeben Abschätzungen für die im Rahmen der Entwurfsbeispiele bei vergleichbarer Simulationsgenauigkeit erreichte Effizienzsteigerung der seriellen Simulation

$$\frac{\mathcal{E}'_{\text{ser}}(\mathbf{x})}{\mathcal{E}(\mathbf{x})} \approx 5 \dots 10, \quad (5.1)$$

wobei weitere Steigerungen durch optimierungsbedingte Wiederholungen noch nicht berücksichtigt wurden [111]. Da jedoch Leitungspfade teils auch messtechnisch charakterisierte Elemente umfassen oder so komplex aufgebaut sind, dass auf eine Gesamtsimulation von Beginn an verzichtet wurde, sind derartige Vergleichswerte anhand der in Kapitel 3 aufgestellten Kriterien mitunter nur über Umwege quantifizierbar. Neben den vorgestellten Maßnahmen zur Steigerung von Flexibilität und Genauigkeit des Entwurfs, bestätigt aber auch dieses Ergebnis in Einklang mit Gl. (3.52) bzw. Abb. 3.7a den erheblichen Nutzen modularer Entwurfstechniken.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Arbeit befasst sich mit der Entwurfsmethodik von Mehrlagen-Mikrowellenschaltungen. Ausgehend vom konventionellen Entwurfsablauf werden anhand eingangs definierter Bewertungskriterien Techniken zur Optimierung des Entwicklungsprozesses vorgestellt und an Testmodulen exemplarisch verifiziert. Dabei basiert die Grundidee des vorgeschlagenen Entwurfskonzepts auf einer durchgängigen Modularisierung komplexer Mikrowellensysteme.

Insbesondere wurden folgende Ergebnisse erzielt:

- vergleichende Übersichten zu Verfahren der Feldberechnung und Parameteroptimierung, sowie Aufbautechnologien und Messtechniken für Mehrlagen-Mikrowellenmodule,
- Definition von Bewertungskriterien für Entwurfsmethoden (Effizienz, Flexibilität und Genauigkeit),
- Abschätzungen zum Einfluss von Wiederverwendbarkeit und Entwurfswiederholungen modularer Ansätze auf die definierten Kriterien,
- Implementierung einer Modulbibliothek sowie entsprechender CAD-Grundelemente für den weiteren Entwurf,
- Empfehlungen zur konkreten Ausführung elektromagnetischer Verkettung und der *Deembedding*-Technik,
- Materialanpassung und Optimierung von Leitungsübergängen im Zuge eines Substratwechsels,
- Implementierung des TDR-basierten Optimierungsverfahrens in CST *Micro-wave Studio* und Anwendung zum Entwurf von Impedanzanpassungsnetzwerken,

-
- statistische Einordnung technologiebedingter Strukturierungsfehler anhand von Filterstrukturen,
 - Konzipierung und erste Verifikation eines Korrekturverfahrens für inhomogene Strukturabweichungen,
 - Beiträge zur MATLAB-gestützten Auswertung von Materialparametermessungen und Techniken der TRL-Kalibrierung,
 - Konzipierung, Aufbau und Charakterisierung einer 2×2 -Schaltmatrix im Material Heraeus CT 707 bleifrei.

Dazu wurden nach einer kurzen Einordnung und Zielsetzung der Arbeit in **Kapitel 1** zunächst in **Kapitel 2** die verschiedenen Aspekte des Mikrowellenentwurfs beleuchtet. In Bezug auf Feldberechnungsmethoden wurde eine Auswahl dahingehend getroffen, dass diese Arbeit ihre größte Relevanz für Diskretisierungsverfahren im Zeitbereich entfaltet. Optimierungsstrategien wurden eingehend verglichen, um dem Entwickler hierzu eine erste Orientierung zu verschaffen. Weiterhin wurde die verwendete LTCC-Technologie einschließlich ihrer Herausforderungen dargestellt und ein Überblick zu Techniken der Materialcharakterisierung, Strukturanalyse und Streuparametermesstechnik gegeben.

Kapitel 3 widmete sich der systematischen Entwicklung des Entwurfskonzepts. Dazu wurden die Kriterien Genauigkeit, Flexibilität und Effizienz zur weiteren Verwendung definiert. Mittels umfangreicher mathematisch-analytischer Ableitungen auf der Basis empirischer Annahmen konnten Abschätzungen zum Verhalten dieser Kriterien in Zusammenhang mit einem modular ausgerichteten Entwurfsverfahren formuliert werden. Insbesondere wurden dabei positive Auswirkungen einer Modularisierung auf die Kriterien Flexibilität und Effizienz deutlich, während sich das Kriterium der Genauigkeit mit steigender Modulanzahl eher gegenläufig entwickelt. Die praktische Umsetzung modularer Entwurfstechniken am Beispiel eines koplaren Leitungsfilters war Gegenstand von **Kapitel 4**. Zunächst wurden die implementierte Modulbibliothek und der konstruktive Entwurfsansatz mit *Autodesk Inventor* vorgestellt. Anschließend folgte eine eingehende Untersuchung des elektromagnetischen Verkettungsansatzes auf der Basis von Kettenparametern. Eine empirische Analyse zum *Deembedding* von Teilstrukturen ergab als Empfehlung für die zu verwendende Leitungslänge ein Zehntel der Wellenlänge im Zielfrequenzbereich. Neben Verfahren der statistischen Versuchsplanung, wurde ein TDR-basierter

Optimierungsansatz im Zeitbereich getestet und mit CST *Microwave Studio* implementiert. Schließlich wurden Strukturabweichungen des LTCC-Fertigungsprozesses statistisch ausgewertet, hinsichtlich ihrer Relevanz eingeordnet und ein Algorithmus zur entwurfsseitigen Korrektur schrumpfungsbedingter lokaler Abweichungen im Bereich von 5 bis 10 μm vorgeschlagen.

Als komplexes Entwurfsbeispiel in **Kapitel 5** wurde der Entwurf einer 2×2 -Schaltmatrix in Heraeus CT 707 bleifrei ausgeführt. Ausgangspunkt dafür war das im Projekt KERAMIS entwickelte Schaltmatrix-Modul, für welches ein Substratwechsel vorgenommen wurde. Dazu wurden die im Kontext der Modulbibliothek definierten Grundelemente an das veränderte LTCC-Substrat adaptiert und für Zielfrequenzen um 20 GHz optimiert. Für pin-Dioden-Schalter erforderliche Impedanzanpassungsnetzwerke wurden im Zeitbereich optimiert und zur Fertigungsoptimierung einem korrektiven *Redesign* entsprechend dem vorgeschlagenen Verfahren unterzogen. Die für Substratinnenlagen verwendeten schmalen Streifenleitungen ($w < 50 \mu\text{m}$) erwiesen sich dabei als technologische Herausforderung. Schließlich wurde anhand von Simulations- und Messdaten vollständiger Leitungspfade des gefertigten Schaltmatrix-Moduls auch der Verkettungsansatz und damit die untersuchte modulare Entwurfsmethodik erfolgreich verifiziert.

Als Anknüpfungspunkt für weiterführende Arbeiten bietet sich vor allem die Anwendung und Weiterentwicklung der erarbeiteten modularen Entwurfstechniken an. Dies ist beispielsweise durch einen konsequenten Ausbau und Einsatz der Modulbibliothek, aber auch durch die Einordnung neuer Entwurfsfälle in das vorgeschlagene Bewertungssystem möglich. Darüber hinaus könnte ein Nachfolgeprojekt die Implementierung und eingehende Verifikation des vorgeschlagenen Korrekturansatzes für Strukturierungsfehler in Angriff nehmen. Auf diesem Wege sollte es längerfristig möglich sein, einige der effizienz- und ausbeutesteigernden Techniken aus dieser Arbeit auch in einem kommerziellen Umfeld, wo sie letztlich ihre größte Wirkung entfalten könnten, anzuwenden.

A Publikationsliste

1. TRABERT, Johannes F. ; HUMBLA, Stefan ; STEPHAN, Ralf ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: On-Wafer-Charakterisierung keramischer Mehrlagen-Mikrowellenmodule. In: *U.R.S.I. Kleinheubacher Tagung*. Miltenberg, Sept. 2007
2. HUMBLA, Stefan ; DRÜE, Karl-Heinz ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: Qualification of a compact Ka-band switch matrix for on-orbit verification. In: *Proc. 3rd German Microwave Conf. (GeMiC)*. Hamburg-Harburg : VDE, März 2008 (ITG-Fachbericht 206), S. 454–457
3. KULKE, Reinhard ; MÖLLENBECK, Gregor ; GÜNNER, Carsten ; UHLIG, Peter ; DRÜE, Karl-Heinz ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; MOLKE, Alexander ; BARAS, Torben ; JACOB, Arne F. ; SCHWANKE, Dieter ; POHLNER, Jürgen ; SCHWARZ, Andreas ; REPPE, Günter: Ceramic microwave circuits for satellite communication. In: *Proc. IMAPS/ACerS 4th Int. Conf. and Exhibition on Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies (CICMT)*. München : IMAPS, Apr. 2008, S. 171–175
4. KULKE, Reinhard ; MÖLLENBECK, Gregor ; GÜNNER, Carsten ; UHLIG, Peter ; RITTWEGGER, Matthias ; HUMBLA, Stefan ; DRÜE, Karl-Heinz ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; MOLKE, Alexander ; BARAS, Torben ; JACOB, Arne F. ; SCHWANKE, Dieter ; POHLNER, Jürgen ; KLUGE, Christoph ; SCHWARZ, Andreas ; REPPE, Günter: Keramische Mikrowellenschaltungen für die Satellitenkommunikation. In: KRIEGESMANN, Jochen (Hrsg.) ; DEUTSCHE KERAMISCHE GESELLSCHAFT (Hrsg.): *Technische Keramische Werkstoffe*. Ellerau : HvB (DKG-Handbuch), Kapitel 8.9.1.1. – Losebl.-Ausg., Erg.-Lfg. 107. Stand: Nov. 2008

5. HUMBLA, Stefan ; DRÜE, Karl-Heinz ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: Qualification of a compact Ka-band switch matrix for experimental on-orbit verification. In: *J. European Microwave Association (Proc. EuMA)* 4 (2008), Nr. 5, S. 52–58
6. KULKE, Reinhard ; MÖLLENBECK, Gregor ; GÜNNER, Carsten ; UHLIG, Peter ; DRÜE, Karl-Heinz ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; MOLKE, Alexander ; BARAS, Torben ; JACOB, Arne F. ; SCHWANKE, Dieter ; POHLNER, Jürgen ; SCHWARZ, Andreas ; REPPE, Günter: Ceramic microwave circuits for satellite communication. In: *IMAPS J. Microel. Electron. Packag. (JMEP)* 6 (2009), Nr. 1, S. 27–31
7. VOGT, Gabor ; DRÜE, Karl-Heinz ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; HEIN, Matthias A.: Efficient design of multilayer microwave modules using an element-wise simulation technique. In: *Proc. 4th German Microwave Conf. (GeMiC)*. München : VDE, März 2009 (ITG-Fachbericht 213), S. 1–4
8. VOGT, Gabor ; DRÜE, Karl-Heinz ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; HEIN, Matthias A.: Modular design method for the efficient simulation of multilayer microwave circuits based on an element library. In: *Proc. 16th Int. Student Seminar "Microwave and optical applications of novel phenomena and technologies"*. Oulu : Univ., Juni 2009 (Acta Universitatis Ouluensis C 323), S. 39–47
9. HUMBLA, Stefan ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; HEIN, Matthias A.: Reconfigurable Ka-band switch matrix for on-orbit verification. In: *2nd MacroNano Colloquium on Ceramic Microsystems & Project Status Seminar on Ceramic Microwave Circuits for Satellite Communications (KERAMIS II)*. Ilmenau, Sept. 2009
10. HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: Reconfigurable Ka-band switch matrix for on-orbit verification. In: *Proc. 39th European Microwave Conf. (EuMC)*. Rom : EuMA, Sept./Okt. 2009, S. 610–613

11. HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: LTCC Ka-band switch matrix experiment for on-orbit verification. In: *Proc. IMAPS 42nd Int. Symposium on Microelectronics*. San Jose : IMAPS, Nov. 2009, S. 288–295
12. HUMBLA, Stefan ; RENTSCH, Sven ; STEPHAN, Ralf ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: Measured frequency dependent complex permittivity of low temperature co-fired ceramic microwave modules. In: *6th Int. Conf. on Microwave Materials and Their Applications (MMA)*. Warschau, Sept. 2010
13. STÖPEL, Dirk ; DRÜE, Karl-Heinz ; HUMBLA, Stefan ; MACH, Matthias ; MACHE, Thomas ; REBS, Angela ; REPPE, Günter ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; MÜLLER, Jens: Fine-line structuring of microwave components on LTCC substrates. In: *Proc. 3rd Electronics System-Integration Technology Conf. (ESTC)*. Berlin : IEEE, Sept. 2010, S. 1–6
14. VOGT, Gabor ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; HEIN, Matthias A.: Material adaptation and optimisation of passive Ka-band multilayer circuit designs using an efficient modular design strategy. In: *Proc. 5th European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMIC)*. Paris : EuMA, Sept. 2010, S. 385–388
15. VOGT, Gabor ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; HEIN, Matthias A.: Material adaptation and optimisation of passive Ka-band multilayer circuit designs using an efficient modular design strategy. In: *Proc. 40th European Microwave Conf. (EuMC)*. Paris : EuMA, Sept. 2010, S. 1627–1630
16. TRABERT, Johannes F. ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; RENTSCH, Sven ; STÖPEL, Dirk ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: Microwave properties of low temperature co-fired ceramics for satellite communications and ultra-wideband technologies. In: *Proc. 40th European Microwave Conf. (EuMC)*. Paris : EuMA, Sept. 2010, S. 397–400
17. STÖPEL, Dirk ; DRÜE, Karl-Heinz ; HUMBLA, Stefan ; MACH, Matthias ; MACHE, Thomas ; REBS, Angela ; REPPE, Günter ; VOGT, Gabor ; HEIN, Mat-

- thias A. ; MÜLLER, Jens: Fineline-Strukturierung auf LTCC-Substraten für HF-Komponenten. In: *Deutsche IMAPS-Konferenz*. München, Okt. 2010
18. HUMBLA, Stefan ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; STÖPEL, Dirk ; MÜLLER, Jens: Verbundprojekt: KERAMIS II : Keramische Mikrowellenschaltkreise für die Satellitenkommunikation / Technische Universität Ilmenau, Institut für Mikro- und Nanotechnologien. Version: 2011. <http://edok01.tib.uni-hannover.de/edoks/e01fb12/722597312.pdf>. Hannover : TIB, 2011 (BMWi-Förderkennzeichen 50 YB 0622). – Abschlussbericht (online). – Projektträger: DLR Raumfahrtmanagement, Laufzeit des Vorhabens: 01.10.2006–31.03.2011
 19. TRABERT, Johannes F. ; HUMBLA, Stefan ; MÜLLER, Jens ; STÖPEL, Dirk ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; RENTSCH, Sven: Microwave properties and fine-line structuring of low temperature co-fired ceramics for satellite communications and ultra broadband technologies. In: *3rd Int. Conf. on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (IEEE COMCAS)*. Tel Aviv, Nov. 2011, S. 1–8
 20. HUMBLA, Stefan ; KALEEM, Saqib ; MÜLLER, Jens ; RENTSCH, Sven ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; TRABERT, Johannes F. ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: On-orbit verification of a 4×4 switch matrix for space applications based on the low temperature co-fired ceramics technology. In: *Proc. 7th German Microwave Conf. (GeMiC)*. Ilmenau : IMA, März 2012, S. 1–4
 21. STÖPEL, Dirk ; DRÜE, Karl-Heinz ; HUMBLA, Stefan ; MACHE, Thomas ; REBS, Angela ; REPPE, Günter ; SCHULZ, Alexander ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; MÜLLER, Jens: Fine-line structuring of microwave components on LTCC substrates. In: *Proc. IMAPS/ACerS 8th Int. Conf. and Exhibition on Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies (CICMT)*. Erfurt : IMAPS, Apr. 2012, S. 1–6
 22. HUMBLA, Stefan ; KALEEM, Saqib ; MÜLLER, Jens ; RENTSCH, Sven ; STEPHAN, Ralf ; STÖPEL, Dirk ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A.: On-orbit verification of a 4×4 switch matrix for space applications based on the low temperature co-fired ceramics technology. In: *Frequenz* 66 (2012), Nr. 11/12, S. 355–362

Literaturverzeichnis

- [1] WOLFF, Ingo: Design and technology of microwave and millimeterwave LTCC circuits and systems. In: *Proc. Int. Symposium on Signals, Systems and Electronics (ISSSE)*. Montreal : IEEE, Juli/Aug. 2007, S. 505–512
- [2] BECHTOLD, Franz: A comprehensive overview on today's ceramic substrate technologies. In: *Proc. European Microelectronics and Packaging Conf. (EMPC)*. Rimini : IMAPS, Juni 2009, S. 1–12
- [3] SCRANTOM, Charles Q. ; GRAVIER, Gregory J.: LTCC technology : Where we are and where we're going - IV. In: *Proc. IEEE MTT-S Int. Topical Symp. on Technologies for Wireless Applications*. Vancouver : IEEE, Feb. 1999, S. 1–10
- [4] BROKMEIER, Axel: LTCC-technology for miniaturised Ka-band frontends. In: *Proc. 33rd European Microwave Conf. (EuMC)*. München : IEEE, Okt. 2003, S. 631–634
- [5] TRABERT, Johannes F. u. a.: Projekt KERAMIS : KERAmische MIKrowellenschaltkreise für die Satellitentechnik / Technische Universität Ilmenau, Institut für Mikro- und Nanotechnologien. Version:2007. <http://edok01.tib.uni-hannover.de/edoks/e01fb07/533034116.pdf>. Hannover : TIB, 2007 (BMBF-Förderkennzeichen 50 YB 0313). – Abschlussbericht (online). – Projektträger: DLR Raumfahrtagentur, Laufzeit des Vorhabens: 01.10.2003–30.09.2006
- [6] HUMBLA, Stefan ; VOGT, Gabor ; HEIN, Matthias A. ; STÖPEL, Dirk ; MÜLLER, Jens: Verbundprojekt: KERAMIS II : Keramische Mikrowellenschaltkreise für die Satellitenkommunikation / Technische Universität Ilmenau, Institut für Mikro- und Nanotechnologien. Version:2011. <http://edok01.tib.uni-hannover.de/edoks/e01fb12/722597312.pdf>. Hannover : TIB, 2011

- (BMW-Förderkennzeichen 50 YB 0622). – Abschlussbericht (online). – Projektträger: DLR Raumfahrtmanagement, Laufzeit des Vorhabens: 01.10.2006–31.03.2011
- [7] KUNZ, Karl S. ; LUEBBERS, Raymond J.: *The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics*. Boca Raton : CRC Press, 1993. – ISBN 0–8493–8657–8
- [8] BRAUER, Hartmut: *Numerische Feldberechnung*. Folien zur Vorlesung, Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Elektromagnetische Felder / Theoretische Elektrotechnik, 2002
- [9] TAFLOVE, Allen (Hrsg.): *Advances in Computational Electrodynamics : The Finite-Difference Time-Domain Method*. Boston : Artech House, 1998 (Artech House Antenna Library). – ISBN 0–89006–834–8
- [10] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent EEs of EDA : Advanced Design System : The industry's leading RF, microwave and high-speed design platform*. Version: 2013. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-3326EN.pdf>. – Datenblatt (online)
- [11] YEE, Kane S.: Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media. In: *IEEE Trans. Antennas Propag.* AP-14 (1966), Nr. 3, S. 302–307
- [12] LINGEL, Thomas: *Anwendung der Methode der Finiten Differenzen im Zeitbereich zur Optimierung passiver Wellenleiterdiskontinuitäten*. Ilmenau : ISLE, 1999. – ISBN 3–932633–31–8. – Zugl.: Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Theoretische Elektrotechnik, Dissertation, 1998
- [13] VOGT, Gabor: *Ausbau der FDTD-Feldberechnung für supraleitende Strukturen unter Einbezug der London-Gleichungen*. Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Theoretische Elektrotechnik, Diplomarbeit, 2006
- [14] MUR, Gerrit: Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations. In: *IEEE Trans. Electromagn. Compat.* EMC-23 (1981), Nr. 4, S. 377–382

-
- [15] BERENGER, Jean-Pierre: A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. In: *J. Comput. Phys.* 114 (1994), S. 185–200
- [16] CST AG (Hrsg.): *CST Design EnvironmentTM : Technical specification : 1 March 2012*. Version:2013. <http://www.cst.com/Content/Products/TechnicalSpecification.aspx?specId=64>. – Datenblatt (online)
- [17] CST AG (Hrsg.): *CST Microwave Studio[®] : Technical specification : 1 March 2012*. Version:2013. <http://www.cst.com/Content/Products/TechnicalSpecification.aspx?specId=57>. – Datenblatt (online)
- [18] TRABERT, Johannes F.: *Hybridintegrierte 4×4 Schaltmatrix für das Ka-Band : Breitbandige Mikrowellenschaltungen in kompakten Mehrlagenkeramik-Modulen für Satellitenapplikationen*. Aachen : Shaker, 2010 (Berichte aus der Hochfrequenztechnik). – ISBN 978-3-8322-9727-5. – Zugl.: Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, Dissertation, 2010
- [19] MÜLLER, Jens: *Design und Technologie von HF- und Mikrowellenmodulen*. Folien zur Vorlesung, Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Elektroniktechnologie, 2006
- [20] REICHE, Enrico: *Die Zeitbereichsreflektometrie als Methode zum effizienten EM-basierten Entwurf von Wellenleiterstrukturen*. Ilmenau : Wissenschaftsverl. Thüringen, 2008. – ISBN 978-3-936404-05-0. – Zugl.: Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Theoretische Elektrotechnik, Dissertation, 2008
- [21] BRAUER, Hartmut: *Lösung inverser Feldprobleme*. Folien zur Vorlesung, Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Elektromagnetische Felder / Theoretische Elektrotechnik, 2004
- [22] POZAR, David M.: *Microwave Engineering*. 2nd ed. New York : John Wiley & Sons, 1998. – ISBN 0-471-17096-8
- [23] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 154 : S-parameter design*. Version:2006. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-1087.pdf>. – Application Note (online)

-
- [24] BAYLIS, Charles ; MARKS, Robert J. II ; MARTIN, Josh ; MILLER, Hunter ; MOLDOVAN, Matthew: Going nonlinear. In: *IEEE Microw. Mag.* 12 (2011), Nr. 2, S. 55–64
- [25] TAGUCHI, Genichi ; YOKOYAMA, Yoshiko (Hrsg.): *Quality Engineering Series*. Bd. 4: *Taguchi Methods : Design of Experiments*. Dearborn : ASI Press, 1993. – ISBN 0–941243–18–4
- [26] BOX, George E. P. ; DRAPER, Norman R.: *Empirical Model-Building and Response Surfaces*. New York : John Wiley & Sons, 1987 (Wiley Series in Probability and Mathematical Statistics : Applied Probability and Statistics). – ISBN 0–471–81033–9
- [27] THE MATHWORKS, INC. (Hrsg.): *MATLAB[®] : The language of technical computing*. Version: 2012. <http://www.mathworks.de/products/datasheets/pdf/matlab.pdf>. – Datenblatt (online)
- [28] HESTENES, Magnus R. ; STIEFEL, Eduard: Methods of conjugate gradients for solving linear systems. In: *J. Res. National Bureau of Standards* 49 (1952), Nr. 6, S. 409–436
- [29] NELDER, John A. ; MEAD, Roger: A simplex method for function minimization. In: *Comput. J.* 7 (1965), Nr. 4, S. 308–313
- [30] GLOVER, Fred: Future paths for integer programming and links to artificial intelligence. In: *Comput. & Ops. Res.* 13 (1986), Nr. 5, S. 533–549
- [31] METROPOLIS, Nicholas ; ROSENBLUTH, Arianna W. ; ROSENBLUTH, Marshall N. ; TELLER, Augusta H. ; TELLER, Edward: Equation of state calculations by fast computing machines. In: *J. Chem. Phys.* 21 (1953), Nr. 4, S. 1087–1092
- [32] KIRKPATRICK, Scott ; GELATT, Charles D. Jr. ; VECCHI, Mario P.: Optimization by simulated annealing. In: *Science* 220 (1983), Nr. 4598, S. 671–680
- [33] ČERNÝ, Vlado: Thermodynamical approach to the traveling salesman problem : An efficient simulation algorithm. In: *J. Optimization Theory Appl. (JOTA)* 45 (1985), Nr. 1, S. 41–51

-
- [34] KENNEDY, James ; EBERHART, Russell: Particle swarm optimization. In: *Proc. IEEE Int. Conf. on Neural Networks, Vol. 4*. Perth : IEEE, Nov./Dez. 1995, S. 1942–1948
- [35] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1304-2 : Time domain reflectometry theory*. Version:2013. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5966-4855E.pdf>. – Application Note (online)
- [36] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1304-1 : Evaluating microstrip with time domain reflectometry*. Version:2000. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5968-0007E.pdf>. – Application Note (online)
- [37] HOFFMANN, Reinmut K.: *Integrierte Mikrowellenschaltungen : Elektrische Grundlagen, Dimensionierung, technische Ausführung, Technologien*. Berlin : Springer, 1983. – ISBN 3–540–12352–0
- [38] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Advanced Design System (ADS) key features*. Version:2010. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-6464EN.pdf>. – Datenblatt (online)
- [39] MÜLLER, Jens: *Moderne Aufbau- und Verbindungstechnik*. Folien zur Vorlesung, Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Elektroniktechnologie, 2011
- [40] PUCEL, Robert A.: Design considerations for monolithic microwave circuits. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* MTT-29 (1981), Nr. 6, S. 513–534
- [41] SEBASTIAN, Mailadil T. ; JANTUNEN, Heli: Low loss dielectric materials for LTCC applications : A review. In: *Int. Mater. Rev.* 53 (2008), Nr. 2, S. 57–90
- [42] BARLOW, Fred D. III (Hrsg.) ; ELSHABINI, Aicha (Hrsg.): *Ceramic Interconnect Technology Handbook*. Boca Raton : CRC Press, 2007. – ISBN 978–0–8493–3557–0
- [43] MÜLLER, Jens: *Entwurf, Herstellung und HF-Charakterisierung gedruckter passiver Bauelemente und Strukturen in LTCC*. Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Mikroperipherik, Dissertation, 1997

- [44] MÜLLER, Jens u. a.: Technology benchmarking of high resolution structures on LTCC for microwave circuits. In: *Proc. 1st Electronics System-Integration Technology Conf. (ESTC)*. Dresden : IEEE, Sept. 2006, S. 111–117
- [45] MÜLLER, Jens u. a.: Comparison of high resolution patterning technologies for LTCC microwave circuits. In: *Proc. IMAPS/ACerS 3rd Int. Conf. and Exhibition on Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies (CICMT)*. Denver : IMAPS, Apr. 2007, S. 98–103
- [46] STÖPEL, Dirk u. a.: Fine-line structuring of microwave components on LTCC substrates. In: *Proc. IMAPS/ACerS 8th Int. Conf. and Exhibition on Ceramic Interconnect and Ceramic Microsystems Technologies (CICMT)*. Erfurt : IMAPS, Apr. 2012, S. 1–6
- [47] PERRONE, Rubén A.: *Erweiterung des Frequenzbereichs und der Integrationsdichte von LTCC-Modulen mittels Photostrukturierung und Designoptimierung*. Ilmenau : ISLE, 2007. – ISBN 978–3–938843–30–7. – Zugl.: Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Elektroniktechnologie, Dissertation, 2007
- [48] MSE MICRO SYSTEMS ENGINEERING GMBH (Hrsg.): *LTCC substrates*. Version: 2014. http://mst.com/msegmbh/_media/downloads/brochures/MSE_Factsheet_LTCC_screen_1411.pdf. – Datenblatt (online)
- [49] TECHNISCHE UNIVERSITÄT ILMENAU, FACHGEBIET ELEKTRONIKTECHNOLOGIE (Hrsg.): *Benutzung CAM 350*. Datenblatt, 2006
- [50] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1217-1 : Basics of measuring the dielectric properties of materials*. Version: 2006. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-2589EN.pdf>. – Application Note (online)
- [51] SIHVOLA, Ari: *IEE Electromagnetic Waves Series*. Bd. 47: *Electromagnetic Mixing Formulas and Applications*. London : Institution of Electrical Engineers, 1999. – ISBN 0–85296–772–1
- [52] KRUPKA, Jerzy: Frequency domain complex permittivity measurements at microwave frequencies. In: *Meas. Sci. Technol.* 17 (2006), Nr. 6, S. R55–R70

- [53] BAKER-JARVIS, James R. u. a.: Dielectric characterization of low-loss materials : A comparison of techniques. In: *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.* 5 (1998), Nr. 4, S. 571–577
- [54] E. I. DU PONT DE NEMOURS & Co., DUPONT MICROCIRCUIT MATERIALS (MCM) DIV. (Hrsg.): *951 Green TapeTM : Thick film composition*. Version: 2001. http://www2.dupont.com/MCM/en_US/assets/downloads/prodinfo/951LTCCGreenTape.pdf. – Datenblatt (online)
- [55] W. C. HERAEUS GMBH, THICK FILM MATERIALS DIV. (Hrsg.): *LTCC materials : CT 707 Pb-free : Low temperature cofireable Heratape[®]*. Datenblatt, 2009
- [56] TROUGHTON, Peter: Measurement techniques in microstrip. In: *Electron. Lett.* 5 (1969), Nr. 2, S. 25–26
- [57] TRABERT, Johannes F. u. a.: Microwave properties of low temperature co-fired ceramics for satellite communications and ultra-wideband technologies. In: *Proc. 40th European Microwave Conf. (EuMC)*. Paris : EuMA, Sept. 2010, S. 397–400
- [58] KRUPKA, Jerzy ; GEYER, Richard G. ; BAKER-JARVIS, James R. ; CEREMUGA, Janina: Measurements of the complex permittivity of microwave circuit board substrates using split dielectric resonator and reentrant cavity techniques. In: *Proc. 7th Int. Conf. on Dielectric Materials, Measurements and Applications*. Bath : IEE, Sept. 1996, S. 21–24
- [59] JANEZIC, Michael D. ; BAKER-JARVIS, James R.: Full-wave analysis of a split-cylinder resonator for nondestructive permittivity measurements. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 47 (1999), Nr. 10, S. 2014–2020
- [60] KRUPKA, Jerzy u. a.: Uncertainty of complex permittivity measurements by split-post dielectric resonator technique. In: *J. Eur. Ceram. Soc. (JECS)* 21 (2001), Nr. 15, S. 2673–2676
- [61] HUMBLA, Stefan u. a.: Measured frequency dependent complex permittivity of low temperature co-fired ceramic microwave modules. In: *6th Int. Conf. on Microwave Materials and Their Applications (MMA)*. Warschau, Sept. 2010

- [62] RENTSCH, Sven: *Bestimmung von Materialkennwerten zur Realisierung von Hoch- und Höchstfrequenzkomponenten in LTCC*. Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Elektroniktechnologie, Dissertation, 2011. <http://www.db-thueringen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-23660>. – URN urn:nbn:de:gbv:ilm1-2011000083 (online)
- [63] PUCEL, Robert A. ; MASSE, Daniel J. ; HARTWIG, Curtis P.: Losses in microstrip. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* MTT-16 (1968), Nr. 6, S. 342–350
- [64] TRABERT, Johannes F. u. a.: Microwave properties and fine-line structuring of low temperature co-fired ceramics for satellite communications and ultra broadband technologies. In: *3rd Int. Conf. on Microwaves, Comm., Antennas & Electronic Systems (IEEE COMCAS)*. Tel Aviv, Nov. 2011, S. 1–8
- [65] IONESCU, Daniela ; CEHAN, Vlad: HF comparative analysis of some LTCC technology materials by simulation methods. In: *Proc. 32nd Int. Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE)*. Brünn : IEEE, Mai 2009, S. 1–7
- [66] FLEISCHER, Jürgen u. a.: Erfassung von Standardgeometrieelementen im Mikrometerbereich : Herausforderungen und Lösungsansätze. In: *tm – Technisches Messen* 75 (2008), Nr. 5, S. 327–338
- [67] DANZL, Reinhard ; HELMLI, Franz ; SCHERER, Stefan: Comparison of roughness measurements between a contact stylus instrument and an optical measurement device based on a colour focus sensor. In: *Proc. 9th Nanotechnology Conf. & Trade Show (NSTI Nanotech), Vol. 3*. Boston : NSTI, Mai 2006, S. 284–287
- [68] SCHROETTNER, Hartmuth ; SCHMIED, Mario ; SCHERER, Stefan: Comparison of 3D surface reconstruction data from certified depth standards obtained by SEM and an infinite focus measurement machine (IFM). In: *Microchimica Acta* 155 (2006), Nr. 1–2, S. 279–284
- [69] OPPERMAN, Martin ; HEUER, Henning ; MEYENDORF, Norbert ; WOLTER, Klaus-Jürgen: Nano evaluation in electronics packaging. In: *Proc. 2nd Electronics System-Integration Technology Conf. (ESTC)*. Greenwich : IEEE, Sept. 2008, S. 1029–1034

- [70] ROSE, Harald ; HAIDER, Maximilian ; URBAN, Knut: Elektronenmikroskopie mit atomarer Auflösung : Ein Durchbruch bei der Korrektur von auflösungsbegrenzenden Linsenfehlern. In: *Phys. Bl.* 54 (1998), Nr. 5, S. 411–416
- [71] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1287-1 : Understanding the fundamental principles of vector network analysis*. Version: 2012. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7707E.pdf>. – Application Note (online)
- [72] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1287-2 : Exploring the architectures of network analyzers*. Version: 2000. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7708E.pdf>. – Application Note (online)
- [73] GRONAU, Gregor ; WOLFF, Ingo (Hrsg.): *Fortschritte der Hochfrequenztechnik*. Bd. 4: *Rauschparameter- und Streuparameter-Meßtechnik : Eine Einführung*. Aachen : Nellissen-Wolff, 1992. – ISBN 3-922697-24-0
- [74] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1364-1 : De-embedding and embedding S-parameter networks using a vector network analyzer*. Version: 2004. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-2784EN.pdf>. – Application Note (online)
- [75] BAUER, Ronald F. ; PENFIELD, Paul: De-embedding and unterminating. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* MTT-22 (1974), Nr. 3, S. 282–288
- [76] WILLIAMS, Dylan: De-embedding and unterminating microwave fixtures with nonlinear least squares. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 38 (1990), Nr. 6, S. 787–791
- [77] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1287-3 : Applying error correction to network analyzer measurements*. Version: 2002. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5965-7709E.pdf>. – Application Note (online)
- [78] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1287-11 : Specifying calibration standards and kits for Agilent vector network analyzers*. Version: 2011. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-4840EN.pdf>. – Application Note (online)

- [79] FRANZEN, Norman R. ; SPECIALE, Ross A.: A new procedure for system calibration and error removal in automated S-parameter measurements. In: *Proc. 5th European Microwave Conf. (EuMC)*. Hamburg : EuMA, Sept. 1975, S. 69–73
- [80] ENGEN, Glenn F. ; HOER, Cletus A.: “Thru-Reflect-Line” : An improved technique for calibrating the dual six-port automatic network analyzer. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* MTT-27 (1979), Nr. 12, S. 987–993
- [81] AGILENT TECHNOLOGIES, INC. (Hrsg.): *Agilent AN 1287-12 : Time domain analysis using a network analyzer*. Version: 2012. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-5723EN.pdf>. – Application Note (online)
- [82] GRONAU, Gregor ; WOLFF, Ingo: A simple broad-band device de-embedding method using an automatic network analyzer with time-domain option. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 37 (1989), Nr. 3, S. 479–483
- [83] SCARPA, Riccardo ; ROSE, John M.: Design efficiency for non-market valuation with choice modelling : How to measure it, what to report and why. In: *Australian J. Agricultural Resource Economics* 52 (2008), S. 253–282
- [84] TANG, Johan van d. ; KASPERKOVITZ, Dieter: Oscillator design efficiency : A new figure of merit for oscillator benchmarking. In: *Proc. IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. Genf : IEEE, Mai 2000, S. 533–536
- [85] SCHWARZ, Peter: Wiederverwendung von analog-digitalen Schaltungen. In: *Informationstechnik und Technische Informatik* 44 (2002), Nr. 2, S. 91–98
- [86] HERING, Ekbert ; MARTIN, Rolf ; STOHRER, Martin: *Physik für Ingenieure*. 7. Aufl. Berlin : Springer, 1999 (Springer-Lehrbuch). – ISBN 3–540–66135–2
- [87] DRACHSEL, Reinhold ; RICHTER, Werner: *Grundlagen der elektrischen Meßtechnik*. 7., stark bearb. Aufl. Berlin : VEB Verl. Technik, 1983
- [88] MAASKANT, Rob: *Analysis of Large Antenna Systems*. Technische Universiteit Eindhoven, Electromagnetics Section, Dissertation, 2010. <http://alexandria.tue.nl/extra2/201010409.pdf>. – ISBN 978-90-386-2254-5

- [89] VOGT, Gabor u. a. ; TECHNISCHE UNIVERSITÄT ILMENAU, FACHGEBIET HOCHFREQUENZ- & MIKROWELLENTÉCHNIK (Hrsg.): *KERAMIS Design Library*. Version: 2009. <http://www.tu-ilmenau.de/kdl>. – Datenbank (online)
- [90] GOHR, Andreas u. a.: *DokuWiki manual*. <https://www.dokuwiki.org/manual>, Abruf: März 2013. – Handbuch (online)
- [91] AUTODESK, INC. (Hrsg.): *Autodesk[®] Inventor[®] : Plattform für die digitale Produktentwicklung : Die 10 wichtigsten Gründe für Autodesk[®] Inventor[®]*. Version: 2009. http://images.autodesk.com/emea_dach_main_germany/files/autodesk_inventor.pdf. – Datenblatt (online)
- [92] VOGT, Gabor u. a.: Efficient design of multilayer microwave modules using an element-wise simulation technique. In: *Proc. 4th German Microwave Conf. (GeMiC)*. München : VDE, März 2009 (ITG-Fachbericht 213), S. 1–4
- [93] FRICKEY, Dean A.: Conversions between S, Z, Y, h, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* 42 (1994), Nr. 2, S. 205–211
- [94] MONGIA, Rajesh ; BAHL, Inder J. ; BHARTIA, Prakash: *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*. Boston : Artech House, 1999 (Artech House Microwave Library). – ISBN 0–89006–830–5
- [95] KUROKAWA, Kaneyuki ; BOOKER, Henry G. (Hrsg.) ; DECLARIS, Nicholas (Hrsg.): *An Introduction to the Theory of Microwave Circuits*. New York : Academic Press, 1969 (Electrical Science)
- [96] NDIP, Ivan N.: *Novel Methodologies for Efficient and Accurate Modeling and Optimization of System-in-Package Modules for RF/High-Speed Applications*. Technische Universität Berlin, Institut für Hochfrequenz- und Halbleiter-Systemtechnologien, Dissertation, 2007. https://depositonce.tu-berlin.de/bitstream/11303/1856/1/Dokument_16.pdf. – URN urn:nbn:de:kobv:83-opus-15218 (online)
- [97] VOGT, Gabor u. a.: Modular design method for the efficient simulation of multilayer microwave circuits based on an element library. In: *Proc. 16th Int. Student Seminar “Microwave and optical applications of novel phenomena and*

- technologies*". Oulu : Univ., Juni 2009 (Acta Universitatis Ouluensis C 323), S. 39–47
- [98] GLASSER, Lance A.: An analysis of microwave de-embedding errors. In: *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* MTT-26 (1978), Nr. 5, S. 379–380
- [99] FANO, Robert M.: Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances / Massachusetts Institute of Technology, Research Laboratory of Electronics. Boston : MIT, 1948 (Technical Report No. 41). – Forschungsbericht
- [100] BOU ETA, Ragheb: *Time-domain optimization method as an add-on for the CST Microwave Studio field solver*. Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, Research Project (MSCSP), 2010
- [101] BROWN, Lisa G.: A survey of image registration techniques. In: *ACM Comp. Surveys* 24 (1992), Nr. 4, S. 325–376
- [102] STÖPEL, Dirk u. a.: Fine-line structuring of microwave components on LTCC substrates. In: *Proc. 3rd Electronics System-Integration Technology Conf. (ESTC)*. Berlin : IEEE, Sept. 2010, S. 1–6
- [103] STÖPEL, Dirk: Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Elektroniktechnologie, Dissertation in Bearbeitung, 2015
- [104] KULKE, Reinhard u. a.: Keramische Mikrowellenschaltungen für die Satellitenkommunikation. In: KRIEGESMANN, Jochen (Hrsg.) ; DEUTSCHE KERAMISCHE GESELLSCHAFT (Hrsg.): *Technische Keramische Werkstoffe*. Ellerau : HvB (DKG-Handbuch), Kapitel 8.9.1.1. – Losebl.-Ausg., Erg.-Lfg. 107. Stand: Nov. 2008
- [105] M/A-COM TECHNOLOGY SOLUTIONS, INC. (Hrsg.): *M/A-COM products : MA4SW410B-1 : HMICTM silicon PIN diode switch with integrated bias network (RoHS compliant)*. Version: 3. <https://www.macomtech.com/DataSheets/MA4SW410B-1.pdf>, Abruf: März 2013. – Datenblatt (online)
- [106] M/A-COM TECHNOLOGY SOLUTIONS, INC. (Hrsg.): *M/A-COM products : MA4M series : MNS microwave chip capacitors*. Version: 4. <https://www.>

- macomtech.com/DataSheets/MA4M%20Series.pdf, Abruf: März 2013. – Datenblatt (online)
- [107] HUMBLA, Stefan: *Entwurf und Umsetzung eines rekonfigurierbaren Schaltmatrix-Satelliten-Experiments zum Nachweis der Raumfahrttauglichkeit keramischer Mikrowellenschaltungstechnologie*. Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, Dissertation, 2014. <http://www.db-thueringen.de/servlets/DerivateServlet/Derivate-30551>. – URN urn:nbn:de:gbv:ilm1-2014000288 (online)
- [108] DANESHMAND, Mojgan ; MANSOUR, Raafat R.: RF MEMS satellite switch matrices. In: *IEEE Microwave Magazine* 12 (2011), Nr. 5, S. 92–109
- [109] KALEEM, Saqib: Technische Universität Ilmenau, Fachgebiet Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, Dissertation in Bearbeitung, 2015
- [110] Schutzrecht WO 2008/155340 A1 (24. Dez. 2008). HEIN, Matthias A. ; TRABERT, Johannes F. (Erfinder); Technische Universität Ilmenau (Anmelder). Pr.: DE 10 2007 028 799, 19. Juni 2007
- [111] VOGT, Gabor u. a.: Material adaptation and optimisation of passive Ka-band multilayer circuit designs using an efficient modular design strategy. In: *Proc. 40th European Microwave Conf. (EuMC) & Proc. 5th European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMIC)*. Paris : EuMA, Sept. 2010, S. 1627–1630 & 385–388