

TECHNISCHE UNIVERSITÄT MÜNCHEN
Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik

Elektromagnetische Effekte in geschichteten Strukturen von mikroakustischen Komponenten

Nermin Selimovic

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität München
zur Erlangung
des akademischen Grades eines
- Doktor-Ingenieurs -
genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr.-Ing. Norbert Schwesinger

Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Thomas Eibert

2. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Volkert Hansen (i.R.)

Bergische Universität Wuppertal

Die Dissertation wurde am 19.06.2015 bei der Technischen Universität München
eingereicht und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
am 03.10.2015 angenommen.

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit werden Untersuchungen zur effizienten und genauen Simulation von BAW (bulk acoustic wave) -Bauteilen durchgeführt. Die für die Untersuchungen verwendeten Bauteile umfassen BAW-Resonatoren, -Filter und -Duplexer. Um BAW-Bauteile mit hoher Genauigkeit simulieren zu können, ist es notwendig, bestehende Simulationsmethoden zu erweitern und neuartige Methoden zu untersuchen. Bei der Simulation von BAW-Bauteilen müssen sowohl akustische als auch elektromagnetische Effekte berücksichtigt werden. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Verbesserung elektromagnetischer Simulationsmethoden. Für die akustischen Simulationen wird eine proprietäre Simulationssoftware verwendet. Die elektromagnetischen Effekte werden mit einem kommerziellen Feldlöser, basierend auf der FEM (Finite-Elemente-Methode), simuliert. Als Referenz und Verifikation der verbesserten und neuartigen Simulationsmethoden werden Resonator-, Filter- und Duplexer-Messungen herangezogen. Die Ergebnisse dieser Arbeit können dazu verwendet werden, BAW-Bauteile effizienter und genauer zu charakterisieren. Es wird gezeigt, dass durch die erarbeiteten Methoden die Übereinstimmung der Simulationsergebnisse mit Messergebnissen erheblich verbessert werden kann.

Eine erste Vorgehensweise, welche die Simulationsgenauigkeit verbessert, basiert auf der *separaten* Simulation der akustischen und elektromagnetischen Effekte, die anschließend in einem Schaltungssimulator zusammengefasst werden. Bei den Untersuchungen werden Maßnahmen dargelegt, durch welche die Parasiten der separaten Simulationsmethode optimiert werden können. Anschließend wird eine neuartige Simulationsmethode, welche auf einer *kombinierten* Simulation von akustischen und elektromagnetischen Effekten aufbaut, vorgestellt und näher untersucht. Durch diese neuartige Simulationsmethode ist es möglich, die elektromagnetischen und die akustischen Effekte in einem BAW-Bauteil in einer gemeinsamen Simulation zu behandeln. Die Vor- und Nachteile der erarbeiteten Methoden werden diskutiert. Um Messungs-Rechnungs-Vergleiche weiter zu verbessern, werden die Effekte der Messspitzen bei Waferprobesimulationen untersucht. Dazu wird ein 3D-Modell der zur Messung verwendeten Messspitzen im EM-Simulator erstellt. Der Einfluss der Aufsetzpunkte der Messspitzen bei Resonator-Messungen, sowie deren Koppel-effekte werden näher untersucht. Die Erkenntnisse können dazu verwendet werden, Simulationen von BAW-Bauteilen besser an Messungen anzupassen. Zusätzlich werden Methoden zur Extraktion von akustischen Effekten aus Resonatormessungen

vorgelegt. Es wird gezeigt, dass es möglich ist, die elektromagnetischen Effekte aus Resonanzmessungen zu de-embedden und die reinen akustischen Effekte zu extrahieren. Es wird eine Methode vorgestellt, welche es erlaubt, die extrahierten akustischen Admittanzen für weitere Resonator- und Duplexer-Simulationen zu verwenden. Abschließend werden die elektromagnetischen Effekte im Lagenstapel von BAW-Bauteilen analysiert. Drei EM-Simulationsmodelle eines BAW-Resonators werden vorgestellt und untersucht. Dabei werden der Rechenaufwand und der Einfluss auf die Genauigkeit von Resonatorsimulationen dargestellt. Des Weiteren werden Methoden untersucht, welche es erlauben durch gezieltes Modifizieren der Mesh-Dichte im EM-Simulator, die Simulationengenauigkeit zu verbessern. Anschließend werden Duplexer-Messungs-Rechnungs-Vergleiche durchgeführt.

Abstract

Research results on the efficient and accurate simulation of BAW (bulk acoustic wave) components are presented in this work. The research is based on simulations of BAW resonators, filter and duplexers. In order to simulate BAW components with high accuracy, it is important to enhance already existing simulation methods and to introduce novel improvements. For the simulation of BAW components, it is required to capture the acoustic and the electromagnetic effects. The focus of this work is on the improvement of the electromagnetic simulation methods. A proprietary simulation software is used for the simulation of acoustic effects. The electromagnetic effects are simulated with a commercial field solver, which is based on the FEM (finite element method). Resonator, filter and duplexer measurements are used for the verification of the enhanced and novel simulation methods. The results of this work can be used to characterize BAW components more efficiently and accurately. It is shown, that comparisons of measurements and simulations are improved considerably with the proposed methods.

The first enhanced method is based on *separate* simulations. In this method, the acoustic and electromagnetic effects are simulated separately and combined in a circuit simulator afterwards. Measures to reduce the parasitic effects of this method are presented. Subsequently, a novel *combined* simulation method for BAW components is presented. With this method, a unified simulation of the acoustic and electromagnetic effects is possible. The advantages and disadvantages of all the introduced simulation methods are discussed. In order to further improve the match between measurements and simulations, the electromagnetic effects of the wafer probe for on-wafer measurements are investigated. For this purpose, the 3D model of the wafer probes is generated in the EM simulator. The landing positions of the wafer probe in resonator measurements, as well as their electromagnetic coupling effects are investigated in detail. The results can be applied to improve the match between simulations and measurements of BAW components. Additionally, methods for the extraction of acoustic effects from resonator measurements are presented. It is shown that it is possible to de-embed the electromagnetic effects from a resonator measurement and extract pure acoustic effects. A method is presented, which enables the use of extracted acoustic admittances for resonator and duplexer simulations. The electromagnetic effects in the layer stackup of BAW components are investigated in the last chapter. Three EM models for a BAW resonator are

presented and analyzed. The computational effort and the simulation accuracy are discussed. Finally, a method is investigated, which can improve the simulation accuracy by manually modifying the mesh density in specific regions. Subsequently, comparisons of measurements and simulations of a duplexer are shown.

Inhaltsverzeichnis

Zusammenfassung	i
Abstract	iii
1. Einleitung	1
1.1. Filter und Duplexer	2
1.2. Ziel dieser Arbeit	4
1.3. Aufbau dieser Arbeit	4
2. BAW-Resonatoren und Filter	7
2.1. Funktionsweise und Aufbau von BAW-Resonatoren	7
2.2. Akustische Effekte	12
2.2.1. Butterworth-van-Dyke-Modell	14
2.2.2. 1D-Transfer-Matrix-Modell	17
2.3. Elektromagnetische Effekte	20
2.3.1. Numerische Methoden zur Feldberechnung	21
2.3.2. Finite-Elemente-Methode	23
2.3.3. Simulationsablauf	27
2.4. BAW-Duplexer	27
2.4.1. Aufbau	27
2.4.2. Simulation von Chip, Gehäuse und Platine	32
3. Erweiterte Simulationsmethoden für BAW-Bauteile	35
3.1. Stand der Technik	35
3.2. Separate Simulation akustischer und elektromagnetischer Effekte	37
3.2.1. Interne Ports	37
3.2.2. Induktive Effekte durch interne Ports	40
3.2.3. Einfluss des Port-Setups auf die Resonator-Performance mit akustischen Effekten	47
3.2.4. Zusammenfassung	48
3.2.5. Einflüsse des Port-Setups auf die Duplexer-Performance	55
3.3. Kombinierte Simulation akustischer und elektromagnetischer Effekte	57
3.3.1. Grundidee und Ansatz	57
3.3.2. Verifikation der Methode	60

4. Waferprobesimulation und Koppelleffekte der Messspitzen	67
4.1. 3D-Modell der Messspitzen	68
4.2. Kalibrierung	69
4.3. Einfluss der Messspitzen auf die Resonator-Admittanzen	72
4.3.1. Aufsetzpunkte auf Resonatorpads	72
4.3.2. Kopplungseffekte und Ersatzschaltungsmodell der Messspitzen	78
4.4. Filter-Simulation mit Messspitzen	81
5. Extraktion von akustischen Effekten aus Resonatormessungen	85
5.1. De-embedding elektromagnetischer Effekte	86
5.1.1. Analytische Methode	86
5.1.2. Numerische Methode	87
5.2. Resonatorsimulationen mit extrahierten akustischen Effekten	88
5.3. Berechnung akustischer Admittanzen für unterschiedliche Resonatorflächen	88
5.4. Duplexer-Simulationen mit extrahierten akustischen Effekten	90
6. Elektromagnetische Effekte im Lagenstapel von BAW-Bauteilen	97
6.1. Akustische Spiegellagen	97
6.1.1. Elektromagnetische Modelle	97
6.1.2. Vergleich der elektromagnetischen Modelle	101
6.2. Seeding der Piezoschicht	103
6.3. Duplexer Simulation	106
6.3.1. Seeding	106
6.3.2. Messungs-Rechnungsvergleiche	107
6.4. Bewertung	110
A. Verteilte interne Ports	111
B. Permittivität vom Piezomaterial	115
Symbolliste	119
Literaturverzeichnis	121
Veröffentlichungen im Rahmen dieser Arbeit	129

1. Einleitung

Das zentrale HF-Frontend-Bauteil für die Sende- und Empfangsfunktionalität von Mobiltelefonen ist der Duplexer. Der Duplexer ermöglicht das gleichzeitige Senden und Empfangen von Signalen über eine gemeinsame Antenne. Der Duplexer ist gleich nach der Antenne das erste Bauelement in Mobiltelefonen. Somit hat der Duplexer mit den größten Einfluss auf die HF-Performance eines Mobiltelefons. Dabei besteht der Duplexer aus einem Sende- und einem Empfangsfilter. Die Sende- und Empfangsfilter haben jeweils Bandpass-Charakteristiken. Für den Betrieb in modernen Mobilfunkanwendungen müssen die Filter eine geringe Einfügedämpfung und einen hohen Selektionsgrad aufweisen. Gleichzeitig muss die Isolation zwischen dem Sende- und dem Empfangspfad genügend hoch sein, da die Leistungspegel im Sendepfad sehr viel höher sind als im Empfangspfad.

In der Vergangenheit wurde bei Mobilfunksystemen der Duplexer durch Mikrowellenkeramikfilter realisiert [U. Bauernschmitt, 2006]. Mikrowellenkeramikfilter weisen eine gute Leistungsfestigkeit und Temperaturstabilität auf. Da diese aber nicht den modernen Anforderungen zur stetigen Miniaturisierung gerecht werden, wurden diese durch SAW- (surface acoustic wave) und BAW-Filter ersetzt [Lakin et al., 1989, Lakin et al., 1995, Ylilammi et al., 2002, Dubois et al., 1999, Lakin, 2003, Lakin, 2005]. Heute sind SAW- und BAW-Bauteile in jedem Mobiltelefon zu finden. Die wesentlichen treibenden Faktoren, die eine tragende Rolle bei Lieferanten von HF-Filtern spielen, sind die Baugröße und die Kosten der Bauteile. SAW-Filter werden schon seit mehr als 20 Jahren in Mobilfunksystemen verwendet, während die ersten kommerziell verfügbaren BAW-Filter 2001 eingeführt wurden [Ruby et al., 1999]. SAW-Filter werden vielseitig eingesetzt und liefern Lösungen für ein breites Spektrum an Applikationen. Bei Anwendungen, bei denen hohe Band-Selektivität (hohe Flankensteilheit) und niedrige Verluste (hohe Güte) von Bedeutung sind, werden bevorzugt BAW-Filter eingesetzt. Aus der Anwendungssicht weisen SAW- und BAW-Filter unterschiedliche Eigenschaften auf. Die Wahl, welche Filtertechnologie verwendet wird, hängt davon ab, wie wichtig diese Eigenschaften für die Anwendung sind und wie hoch der Preisunterschied ist. Die Zuverlässigkeit von BAW-Resonatoren wird in [Ivira et al., 2006] untersucht. In [Aigner, 2008] ist ein ausführlicher Überblick über SAW- und BAW-Filter zu finden, sowie deren Vergleich bezüglich Herstellung, Kosten, Performance und Anwendungsgebieten. Die Herausforderungen bei der Produktion von BAW-Bauteilen werden in [Aigner,

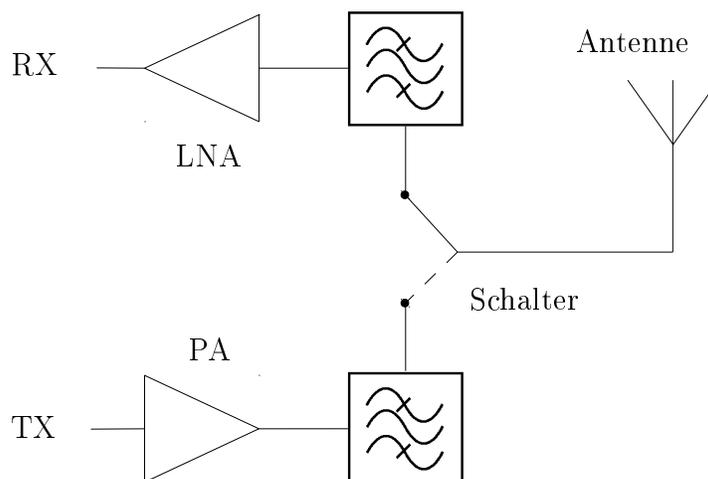


Abbildung 1.1.: Prinzipieller Aufbau eines GSM-Frontends. Der Sendepfad (TX) besteht aus einem Verstärker (PA) und dem Sendefilter. Der Empfangspfad (RX) besteht aus dem Empfangsfilter und einem rauscharmen Verstärker (LNA). Durch einen Schalter wird zwischen Empfangs- und Sendemodus gewechselt. Dadurch wird die Antenne, abhängig vom Empfangs- oder Sendemodus, alternierend an den RX- oder TX-Pfad geschaltet.

2007, Aigner, 2003] diskutiert. BAW-Bauteile haben ein großes Potential, sich als die Bauteile der Wahl zu etablieren. Die Untersuchungen in dieser Arbeit basieren ausschließlich auf BAW-Resonatoren, -Filtern und -Duplexern. Die Grundlagen von BAW-Bauteilen werden im nächsten Kapitel vorgestellt.

1.1. Filter und Duplexer

Abbildung 1.1 zeigt einen prinzipiellen Aufbau eines GSM-Frontends. Durch einen Schalter wird zwischen dem Empfangs- (RX) und Sendemodus (TX) gewechselt. Beim eingeschalteten RX-Pfad wird die Antenne an das RX-Filter geschaltet und das Empfangssignal läuft durch das Empfangsfilter und anschließend durch den rauscharmen Verstärker (LNA). Im Sendemodus wird die Antenne an das Sendefilter geschaltet. Dabei wird das Signal verstärkt (PA) und anschließend gefiltert. Eine detaillierte Beschreibung aller RF-Schaltungsblöcke und Komponenten, die bei RF-Systemen zum Einsatz kommen, ist in [Razavi, 1998] zu finden.

Die Implementierung des Empfangs- und Sendemodus mit zwei Filtern und dem Schalter hat Nachteile, insbesondere bei modernen und kommerziellen Systemen, bei denen Kosten und Miniaturisierung von großer Bedeutung sind. Die Integration von Schaltern erfordert zusätzliche Schaltungen, welche die Schaltvorgänge regeln.

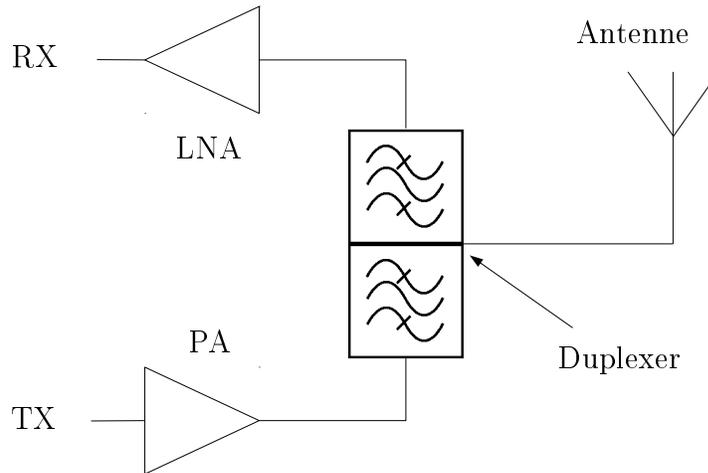


Abbildung 1.2.: Prinzipieller Aufbau eines CDMA-Frontends. Der TX-Pfad besteht hier aus einem Verstärker (PA), dem Duplexer und der Antenne. Das an der Antenne empfangene Signal wird von dem Duplexer gefiltert und durch einen rauscharmen Verstärker (LNA) verstärkt.

Zusätzlich werden Empfangs- und Sendeverluste durch der Schalter eingeführt, welche die Performance des Systems negativ beeinflussen. Der Einsatz von Duplexern an dieser Stelle hat viele Vorteile.

Ein Beispiel für eine Implementierung ist der Antennenduplexer in CDMA-Mobiltelefonen [Razavi, 1998]. In Abbildung 1.2 ist der prinzipielle Aufbau eines HF-Frontends für CDMA-Mobiltelefone gezeigt. Das zu sendende Signal durchläuft zunächst eine Verstärkerstufe (PA). Das zu sendende Signal wird so verstärkt, dass das an der Basisstation ankommende Signal den Spezifikationen des Sendestandards genügt. Als nächstes wird das Signal durch das Sendefilter des Duplexers gefiltert und durch die Antenne an die Basisstation gesendet. Beim Empfangsmodus wird das Signal von der Antenne empfangen und durch das Empfangsfilter des Duplexers gefiltert. Anschließend wird das Signal durch einen rauscharmen Verstärker (LNA) verstärkt. Da das empfangene Signal nach dem HF-Frontend durch mehrere Schaltungsblöcke mit aktiven Bauelementen weitergereicht werden muss, ist es für den Rauschfaktor (noise figure) von enormer Signifikanz, dass der erste Verstärker (LNA) rauscharm ist. Der große Unterschied der Leistungspegel vom Sende- und Empfangssignalen stellt extreme Anforderungen an die Isolation, die Einfügedämpfung und die Leistungsverträglichkeit des Duplexers. Zusätzlich ist die Flankenteilheit der Filter im Duplexer sehr wichtig, da die Empfangs- und Sendefrequenzen innerhalb eines Bandes sehr eng nebeneinander liegen können.

1.2. Ziel dieser Arbeit

Mit der rapiden Miniaturisierung und den ständig steigenden Anforderungen an die Performance von BAW-Bauteilen werden genauere und anspruchsvollere Design- und Modellierungsmethoden benötigt. Die Simulation von hochperformanten und hochintegrierten BAW-Komponenten erfordert sehr genaue und fortgeschrittene Simulationswerkzeuge. Genaue Simulationsergebnisse und geeignete Softwaretools, sowie deren korrekte Anwendung sind essenziell für die präzise Charakterisierung von BAW-Bauteilen. In Abhängigkeit von dem zu simulierenden Bauteil, dessen Komplexität, der geforderten Simulationsgenauigkeit und der verfügbaren Ressourcen, werden unterschiedliche Modellierungs- und Simulationsmethoden angewandt. Für eine genaue Modellierung ist es wichtig zu wissen, welche Details zu modellieren sind, wie und zu welchem Umfang diese zu simulieren sind. Um alle relevanten Effekte zu berücksichtigen, die zur Charakterisierung des Bauteils mit hoher Genauigkeit nötig sind, ist ein tiefgründiges Wissen und Verständnis der Simulationsmethoden sowie deren Grenzen und Einsatzmöglichkeiten erforderlich. In dieser Arbeit werden unterschiedliche Ansätze untersucht, welche es erlauben, die Simulation von BAW-Bauteilen zu verbessern. Dabei wird auf diverse Aspekte und Bereiche der Simulation von BAW-Bauteilen eingegangen. So werden neuartige Simulationsmethoden für BAW-Resonatoren, -Filter und Duplexer erarbeitet und bestehende werden verbessert. Es werden dabei die akustischen und die elektromagnetischen Effekte berücksichtigt. Der Fokus dieser Arbeit liegt auf der Verbesserung bestehender und der Erarbeitung von neuartigen Simulationsmethoden auf der Chip-Ebene. Zusätzlich werden Effekte von Gehäuse-, Platinen- und Waferprobe-Simulationen untersucht.

1.3. Aufbau dieser Arbeit

Diese Arbeit ist in sieben Kapitel unterteilt. Das Einleitungskapitel soll einen Überblick und einen schnellen Einstieg in die Arbeit ermöglichen. Im zweiten Kapitel werden Grundlagen von BAW-Resonatoren und -Filtern vorgestellt. Die prinzipielle Funktionsweise und der Aufbau von BAW-Bauteilen werden erläutert und es wird näher auf die akustischen und elektromagnetischen Effekte eingegangen. Dabei werden auch die verwendeten Simulationsmethoden für die akustischen und elektromagnetischen Effekte vorgestellt.

Im dritten Kapitel wird ein Ansatz untersucht, eine bestehende Simulationsmethode zu verbessern und es wird eine neuartige Simulationsmethode vorgestellt. Bei der Verwendung der state-of-the-art Simulationsmethode werden die Simulationen der akustischen und elektromagnetischen Effekte separat durchgeführt und

anschließend in einem Schaltungssimulator kombiniert. Bei dieser separaten Simulationsmethode entstehen parasitäre Effekte. Es werden hierzu Methoden erarbeitet, um diese parasitären Effekte zu minimieren. Eine neuartige Simulationsmethode zur kombinierten Simulation von akustischen und elektromagnetischen Effekten wird vorgestellt, implementiert und verifiziert. Die kombinierte Simulationsmethode wird anhand von Duplexer-Messungs-Rechnungsvergleichen verifiziert.

Im vierten Kapitel werden die Koppeleffekte vom Messspitzen in Waferprobeksimulationen näher untersucht. Da die Performance von einzelnen BAW-Resonatoren anhand von Resonator-Messungen beurteilt wird, ist es von enormer Wichtigkeit, BAW-Resonatoren mit hoher Genauigkeit simulieren zu können. Dabei spielen auch die Koppeleffekte der Messspitzen auf die Chip-Strukturen eine Rolle. Um die Effekte der Messspitzen näher zu untersuchen, wurde bei den Resonatorsimulationen ein 3D-Modell der Messspitzen berücksichtigt. Eine Kalibrierung der simulierten Messspitzen wurde durchgeführt. Schließlich wurden auch Filter-Simulationen mit Messspitzen durchgeführt und anhand von Messungs-Rechnungsvergleichen verifiziert.

Die akustischen Effekte eines BAW-Bauteils werden üblicherweise mit speziellen Softwareprogrammen simuliert. In Abhängigkeit von der verwendeten Simulationsmethode können nicht alle vorhandenen Effekte berücksichtigt werden. Zusätzlich beeinflussen Fertigungsschwankungen, wie etwa Materialparameterschwankungen und die verwendete Technologie, die Simulationsgenauigkeit. Im fünften Kapitel werden Methoden vorgestellt, welche es erlauben, die akustischen Effekte eines BAW-Resonators aus Resonatormessungen zu extrahieren. Die extrahierten akustischen Effekte werden dann für Resonator-, Filter- und Duplexer-Simulationen angewandt. Der Ansatz für Resonator- und Duplexer-Simulationen mit extrahierten akustischen Effekten wird anhand von Resonator- und Duplexer-Messungs-Rechnungsvergleichen verifiziert. Die Methoden zur Extraktion von akustischen Effekten aus Waferprobekmessungen bauen auf den Erkenntnissen aus dem vierten Kapitel auf. Die Grundidee der Extraktion der akustischen Effekte ist es die elektromagnetischen Effekte einer Resonatormessung zu de-embedden. Dazu sind auch elektromagnetische Simulationen vom Resonator mit Messspitzen notwendig.

Die elektromagnetischen Effekte im Lagenstapel eines BAW-Resonators werden im sechsten Kapitel untersucht. Dabei werden unterschiedliche elektromagnetische BAW-Resonator-Modelle vorgestellt, untersucht und verglichen. Die Modelle unterscheiden sich am Grad der modellierten Details. Die benötigten Rechenressourcen steigen mit dem Grad der modellierten Details. Die Simulationen der unterschiedlichen Modelle werden Resonatormessungen gegenübergestellt. Zur Untersuchung der elektromagnetischen Effekte wird Ansys HFSS [Ansys, 2015] verwendet. Die Simulationsgenauigkeit wird auch von der Simulationsmethode und deren Anwendung

1. Einleitung

beeinflusst. Entsprechend wird eine Methode untersucht, welche die Simulationsgenauigkeit verbessern kann. Der Einfluss dieser Methode wird an Resonator- und Duplexer-Messungs-Rechnungsvergleichen analysiert.

Im Anhang sind noch Untersuchungsergebnisse zu Resonator-Simulationen mit mehreren verteilten Ports zu finden. Dabei wird auf die Erkenntnisse und Untersuchungen aus dem dritten Kapitel eingegangen. Zusätzlich ist im Anhang der Einfluss von Materialparameterschwankungen auf Duplexer-Simulationen gezeigt. Hierbei wird die Auswirkung der Schwankung der Permittivität des Piezomaterials dargestellt.

2. BAW-Resonatoren und Filter

2.1. Funktionsweise und Aufbau von BAW-Resonatoren

Ein BAW-Resonator besteht im allgemeinen Fall aus einer dünnen Piezoschicht, die auf beiden Seiten metallisiert ist. Diese Metallisierungen bilden die Elektroden. Durch den piezoelektrischen Effekt wandelt das Piezomaterial elektrische Energie in mechanische Energie und umgekehrt. Wenn eine Wechselspannung an den Elektroden anliegt, wird eine stehende akustische Welle zwischen den Elektroden angeregt. Im einfachsten Fall werden eine longitudinale und eine transversale akustische Welle angeregt, welche in z -Richtung stehen. Diese akustischen Wellen schwingen auf der Frequenz der angelegten Spannung. Abbildung 2.1 zeigt den schematischen Aufbau eines BAW-Resonators. Eine piezoelektrische Resonanz tritt auf, wenn die Piezoschichtdicke d ein Vielfaches der halben akustischen Wellenlänge beträgt. Mit Annahme von unendlich ausgedehnten Schichten in horizontaler Richtung, keinen Verlusten, unendlich dünnen Elektroden und einer longitudinalen akustischen Welle in z -Richtung, ergibt sich die Resonanzfrequenz eines BAW-Resonators zu

$$f_r = n \frac{v_L}{2d} \quad \text{mit} \quad n \in \mathbb{N}. \quad (2.1)$$

Hier ist v_L die Ausbreitungsgeschwindigkeit der akustischen Welle in z -Richtung. Ungerade Werte von n führen zu piezoelektrischer Kopplung, wobei gerade Werte von n zu antisymmetrischen Moden führen [Pensala, 2011]. Der Typ der angeregten Welle hängt von der Orientierung des Schnitts des Piezokristalls und der Elektrodenkonfiguration ab. Bei BAW-Resonatoren wird fast ausschließlich Aluminiumnitrid (AlN) als Piezomaterial verwendet. Der Grund für die Wahl von AlN ist, dass bestehende IC-Fertigungsprozesse herangezogen werden können (keine speziellen BAW-Fertigungsanlagen nötig). Außerdem besitzt AlN einen hohen Kopplungsfaktor (hohe Güte) und ein gutes Temperaturverhalten [Aigner, 2008, Ruby, 2007]. Bei einer Massenproduktion werden BAW-Bauteile auf einem Silizium-Substrat gefertigt. Im Idealfall wird die akustische Welle an den Grenzflächen zu Luft in z -Richtung wieder zurück reflektiert und bewirkt somit, dass die Energie im aktiven Resonatorbereich (Überlappungsbereiche der beiden Elektroden)

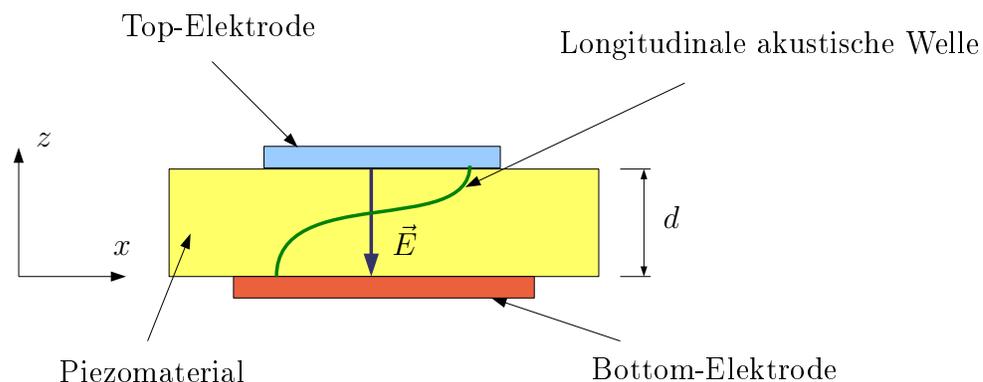


Abbildung 2.1.: Schematische Abbildung eines BAW-Resonators. Es wird die Erzeugung einer longitudinalen akustischen Welle in z -Richtung gezeigt. Die akustische Welle wird durch das elektrische Feld \vec{E} angeregt. Bei Anlegen einer Wechselspannung an den Elektroden wird durch den Piezoeffekt eine mechanische Schwingung angeregt.

bleibt. Da das Bauteil auf einer Seite auf Silizium liegt, haben sich in der Praxis zwei mögliche Typen von BAW-Resonatoren etabliert: der Membrantyp und der Spiegeltyp. Abbildung 2.2 zeigt zwei Varianten des Membrantyp-Resonators, welche mit unterschiedlichen Fertigungsprozessen gefertigt werden. Dabei gibt es die Möglichkeit, die Rückseite wegzuzüchten oder eine Opferschicht zu entfernen. Beim Membrantyp-Resonator wird die Reflektion der akustischen Energie in vertikaler Richtung durch die Grenzübergänge zu Luft realisiert. Abbildung 2.3 zeigt den Spiegeltyp-Resonator bei dem auf einer Seite Luft und auf der anderen Seite ein akustischer Spiegel die mechanischen Wellen reflektieren. Der Spiegel wird realisiert, indem man mehrere alternierend akustisch hoch- und niederimpedante Lagen zwischen dem Substrat und der Piezolage platziert [Lakin et al., 1995, Ruby, 2007]. Zusätzliche weiterführende Literatur und Vergleiche dieser beiden Typen findet man in [Reinhardt et al., 2002, Dubois et al., 1999, Milsom et al., 2005, Link et al., 2006, Link, 2007]. Die Vorteile von Spiegeltyp- gegenüber Membrantyp-Resonatoren sind die Fertigung, welche auf Standardhalbleiterprozessschritten beruht, der robuste Aufbau, höhere Leistungsverträglichkeit, da die Wärme über die Spiegelschichten an das Substrat weitergeleitet wird, die Unterdrückung von unerwünschten Moden, da der akustische Spiegel frequenzabhängig reflektiert, und die Performance kann durch die Dimensionierung der Spiegelschichten beeinflusst werden. Nachteile von Spiegeltyp- gegenüber Membrantyp-Resonatoren sind die verringerte Güte durch zusätzliche Verluste, kleinere Kopplung, da die akustische Energie nicht vollständig im Piezomaterial lokalisiert ist und erhöhte Kosten durch die vielen Prozessschritte.

In horizontaler Richtung wird die Energie durch das so genannte Energy-Trapping im aktiven Resonatorbereich gehalten [Shockley et al., 1963, Bader, 2003, Ylilammi,

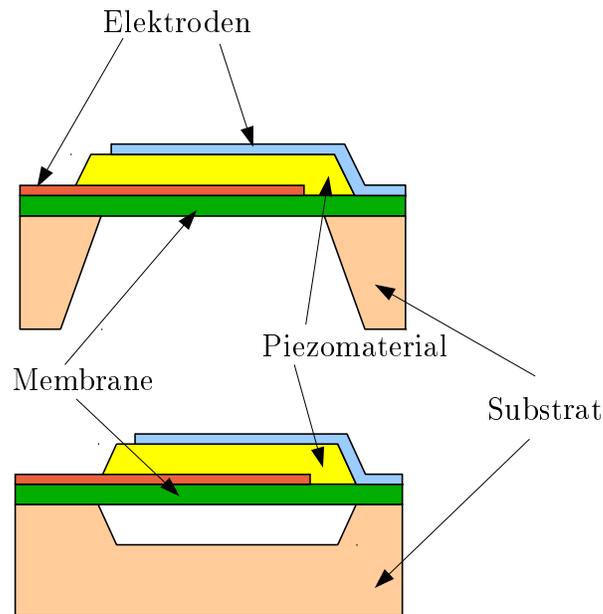


Abbildung 2.2.: Membrantyp-BAW-Resonator. Hier wird die Reflexion der akustischen Welle durch Luft auf beiden Seiten realisiert. Die Fertigung dieser Strukturen erfolgt durch einen Ätzvorgang an der Rückseite (Abbildung oben) oder das Entfernen einer Opferschicht (Abbildung unten).

2001]. Außerhalb des Überlappungsbereiches der Elektroden klingt die akustische Welle exponentiell ab und so bleibt die Energie im aktiven Resonatorbereich.

Abbildung 2.4 zeigt die Seitenansicht des Lagenstapels eines aufgeschnittenen Spiegeltyp-Resonators. Die akustisch hoch- und niederimpedanten Lagen werden durch metallische und dielektrische Schichten realisiert. Da Metalle eine hohe Steifigkeit besitzen und mechanisch eine hohe Impedanz aufweisen, werden sie als hochimpedante Spiegellagen verwendet. Dabei können mehrlagige Metallschichten sowie Metall-Legierungen hergenommen werden. Als akustisch niederimpedante Schicht wird Siliziumdioxid (SiO_2) verwendet. Die Anzahl der Spiegellagen ist abhängig davon, welche Anforderungen es an das Bauteil gibt, sowie welche Fertigungsmöglichkeiten und Materialien zur Verfügung stehen. Der akustische Spiegel reflektiert nur bei bestimmten Frequenzen maximal. So hat man mehrere Freiheitsgrade, den Spiegel zu optimieren. In dieser Arbeit werden ausschließlich Spiegeltyp-BAW-Bauteile behandelt, da diese auch von der Firma EPCOS AG gefertigt werden und zur Verfügung gestellt wurden. Die Schichtdicken und Materialien jeder einzelnen Schicht sind Parameter, die optimiert werden können, sodass das Bauteil die gewünschte Performance bei bestimmten Frequenzen liefert. Das Optimieren der Filterperformance durch optimale akustische Spiegel ist ein wichtiger Schritt im Designprozess von Filtern und Duplexern. Im nächsten Unterkapitel wird ein Algorithmus vorge-

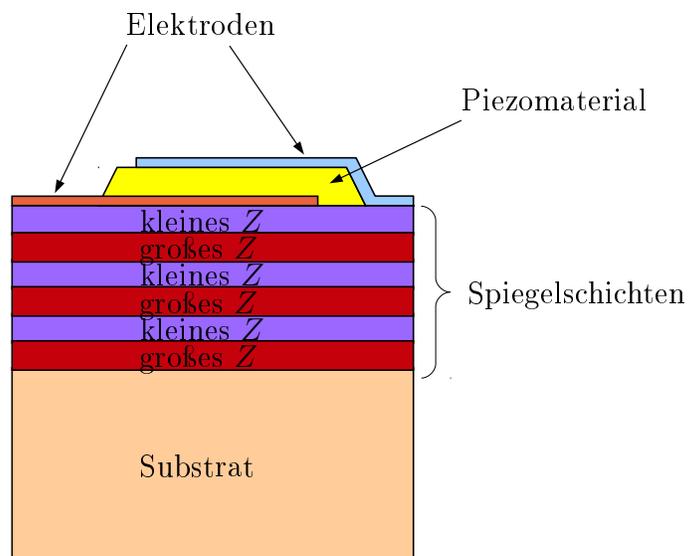


Abbildung 2.3.: Spiegeltyp BAW-Resonator. Durch alternierend akustisch hoch- und niederimpedante Spiegellagen wird die Ausbreitung der akustischen Welle in das Substrat verhindert. Die Anzahl der Spiegelschichten hängt von der Anwendung und den Fertigungsprozessen ab.

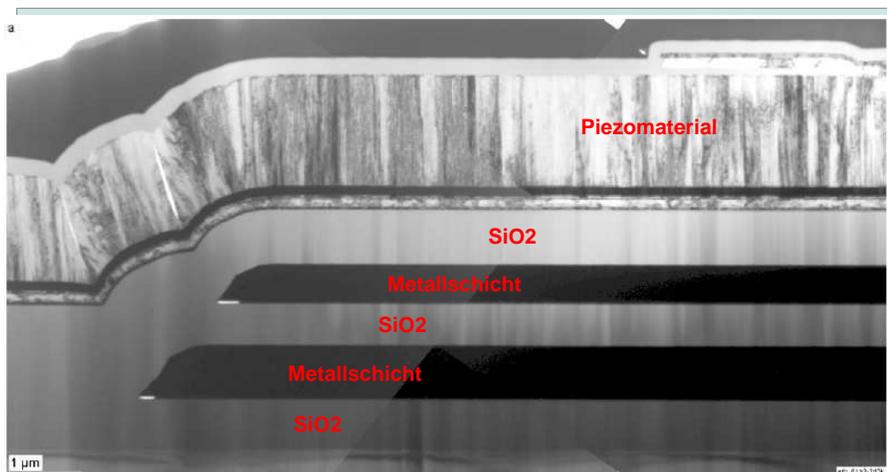


Abbildung 2.4.: Lagenstapel eines Spiegeltyp-BAW-Resonators. Die akustisch niederimpedanten Schichten werden durch eine Siliziumdioxid (SiO₂) Schicht realisiert. Die metallischen Schichten werden als hochimpedante Lagen verwendet.

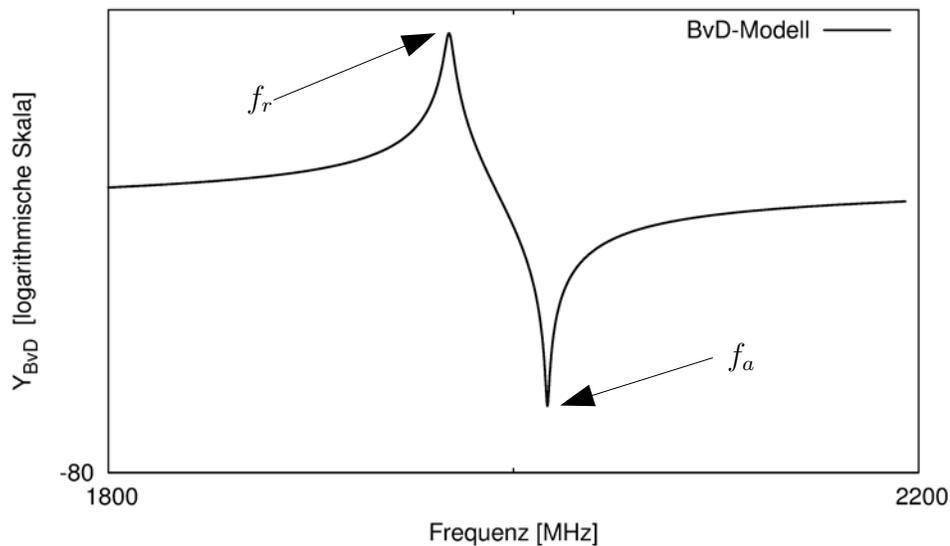


Abbildung 2.5.: Admittanz einer BAW-Resonatorsimulation (Simuliert mit dem BvD-Modell).

stellt, welcher das Simulieren von BAW-Resonatoren durch Computerprogramme ermöglicht.

Abbildung 2.5 zeigt einen typischen Admittanzverlauf eines BAW-Resonators. Es entstehen zwei Resonanzen: die Resonanzfrequenz f_r und die Antiresonanzfrequenz f_a . Bei der Resonanzfrequenz f_r entsteht ein Admittanzmaximum durch die Wechselwirkung des elektrischen Feldes und der akustischen Wellen. Bei der Antiresonanzfrequenz f_a sind die elektrischen und mechanischen Verschiebungsströme entgegengesetzt, was zu einem Admittanzminimum führt. Diese Eigenschaft ($f_a > f_r$) ist die Bedingung, um mit BAW-Resonatoren Ladder-Type-Filter bauen zu können [Ylilammi, 2001]. Die Resonanzfrequenz f_r ist durch die Piezoschichtdicke d bestimmt, wobei der Abstand zwischen f_r und f_a abhängig von den dielektrischen Eigenschaften der Piezoschicht und der aktiven Resonatorfläche ist.

Es gibt unterschiedliche Ansätze, die relevanten physikalischen Effekte eines BAW-Bauteils zu simulieren. Für die elektrische Charakterisierung sind unterschiedliche Effekte zu berücksichtigen. Dabei spielen die akustischen (mechanischen) und elektromagnetischen Effekte eine tragende Rolle. Mit dem heutigen Stand der Technik werden BAW-Bauteile nach dem in Abbildung 2.6 dargestellten Flowdiagramm simuliert. Die akustischen und elektromagnetischen Effekte werden separat simuliert. Dabei können sich die geometrischen Modelle, die zur akustischen und elektromagnetischen Simulation verwendet werden, unterscheiden. Der Unterschied in den geometrischen Modellen hängt davon ab, welche geometrischen Details für die jeweilige Simulation von Bedeutung sind und welche vernachlässigt werden dürfen. In

der Regel werden die akustischen Effekte meistens nur im Resonator-Lagenstapel simuliert, während für die elektromagnetische Simulation das Layout, die Koppel-effekte, Gehäuse und die Platine von Bedeutung sind. Die Ergebnisse der akustischen und elektromagnetischen Simulationen werden mit einem Schaltungssimulator zusammengeführt und ergeben die gewünschte Charakterisierung in Form von S-Parametern oder Admittanzen. Im nächsten Unterkapitel 2.2 werden Methoden vorgestellt, die es ermöglichen, mechanische Effekte in geschichteten Lagen zu simulieren. Mit diesen Methoden ist es möglich, piezoelektrische Effekte sowie die mechanischen Effekte der Spiegellagen zu simulieren. Im Unterkapitel 2.3 wird im Allgemeinen eine Methode vorgestellt, mit der elektromagnetische Effekte simuliert werden können. Bei immer kleiner werdenden Strukturen, Bauteilen und Gehäusen werden elektromagnetische Effekte dominanter. Elektromagnetische Koppel-effekte benachbarter Strukturen können das Gesamtverhalten von einzelnen Resonatoren, Filtern oder Funktionsblöcken beeinträchtigen. Zudem ist es wichtig, elektromagnetische Effekte kleiner Strukturen zu berücksichtigen.

2.2. Akustische Effekte

Der piezoelektrische Effekt ist ausschlaggebend für die Performance von BAW-Resonatoren. Diverse Algorithmen wurden entwickelt, um diesen mechanischen Effekt mit Computerprogrammen zu simulieren. Dabei können mit Simulationen die Einflüsse von Schichtdicken und Materialien im Vorfeld zu kostspieligen Versuchen analysiert werden. Da ein Bauteil in der Regel in mehreren Iterationen entwickelt wird, ist zudem wichtig, dass die Simulationen schnell sind und genügend hohe Genauigkeit haben. Durch genaue Modellierung und unter Berücksichtigung der relevanten physikalischen Effekte kann auch die Anzahl der notwendigen Designzyklen reduziert werden. Mit Computersimulationen lässt sich die Performance einzelner BAW-Resonatoren vorhersagen, sowie die Simulation von verschalteten Resonatoren (Filtern) oder Duplexern. Des Weiteren erlauben Computersimulationen die Optimierung von ganzen Filtern und Duplexern.

BAW-Resonatoren werden durch die Bewegungsgleichung der Translation [Link, 2007]

$$\nabla[T] = \rho \frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2} \quad (2.2)$$

mit dem Auslenkungsvektor \mathbf{u} und der Verknüpfung vom Dehnungsvektor \mathbf{S} , der mechanischen Spannungsmatrix $[T]$, der Kurzschreibweise der Spannungsmatrix in Vektorform \mathbf{T} und dem elektrischen Feldvektor \mathbf{E} beschrieben

$$\mathbf{T} = [c^E]\mathbf{S} - [e]^T\mathbf{E} \quad (2.3)$$

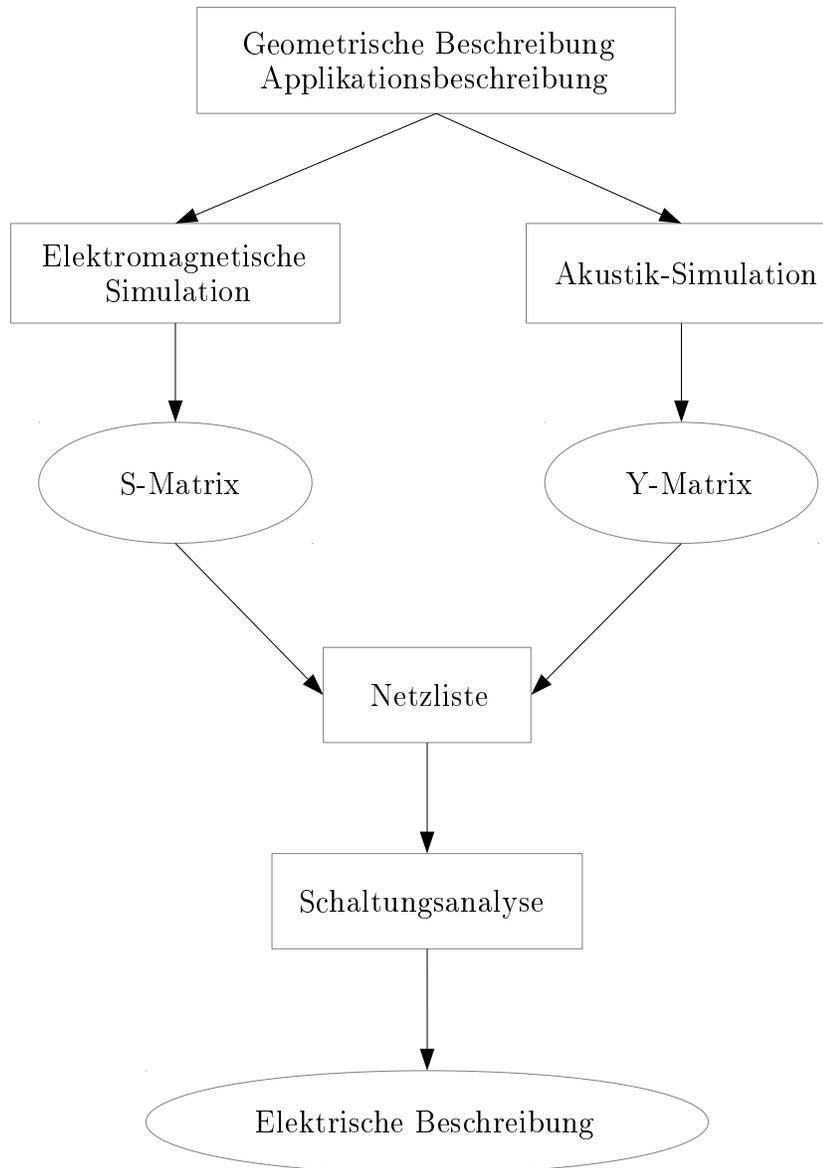


Abbildung 2.6.: Simulationsablauf für ein BAW-Bauteil. Die akustischen (mechanischen) und elektromagnetischen Effekte werden separat simuliert und anschließend durch einen Schaltungssimulator zusammengeführt. Das Ergebnis enthält alle relevanten akustischen Effekte (die durch den Lagenstapel und die Piezoschicht verursacht werden) sowie die elektromagnetischen Effekte (welche durch das Layout und Koppeleffekte verursacht werden). Es müssen im Allgemeinen drei Simulationen durchgeführt werden, um ein BAW-Bauteil zu beschreiben.

$$\mathbf{D} = [\varepsilon^S]\mathbf{E} - [e]\mathbf{S} \quad (2.4)$$

$$\mathbf{E} = -\nabla\phi. \quad (2.5)$$

ρ ist die Dichte, $[c^E]$ die Steifigkeitsmatrix bei konstantem elektrischem Feld, $[\varepsilon^S]$ die elektrische Permittivität bei konstanter Dehnung \mathbf{S} , $[e]$ die piezoelektrische Spannungsmatrix und \mathbf{D} die elektrische Verschiebungsdichte. Außerdem muss das Durchflutungsgesetz

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J} \quad (2.6)$$

und

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \sigma \quad (2.7)$$

erfüllt werden.

In der Praxis haben sich diverse Modellierungsmethoden etabliert, die die obigen Gleichungen lösen. Abhängig von der gewünschten Genauigkeit, den physikalischen Effekten, die berücksichtigt werden sollen, dem Bauteil, den verfügbaren Rechenressourcen und der Rechenzeit gibt es unterschiedliche Modellierungsverfahren. Ausgehend von den physikalischen Grundgleichungen existieren 1D, 2D und 3D numerische Methoden, die sich im Allgemeinen durch ihre Genauigkeit und Komplexität unterscheiden [Makkonen, 2005, Tirado, 2010, Lowe, 1995, Finger et al., 2003]. Eine 3D-Finite-Elemente-Methode (FEM) beschreibt die in der Realität auftretenden Effekte mit sehr hoher Genauigkeit. Für Spiegeltyp-Resonatoren ist jedoch der Rechenaufwand mit 3D-FEM sehr hoch. Selbst mit den heute verfügbaren CPUs und verteilten Rechnern ist es nicht möglich, in sinnvoller Zeit einen einzigen BAW-Resonator zu simulieren. Damit ist es unmöglich, Filter oder Duplexer zu optimieren. Das Optimieren des Lagenstapels ist ein wichtiger Schritt im Designprozess. Durch geschickte Vereinfachungen der Grundgleichungen (2.2)-(2.7) und Annahmen ist es möglich, den Rechenaufwand drastisch zu senken und somit auch den Designprozess zu beschleunigen.

In dieser Arbeit wurden zwei Modelle herangezogen: das Butterworth-van-Dyke-Modell (BvD-Modell) und das 1D-Transfer-Matrix-Modell. Diese werden in den nächsten Unterkapiteln näher vorgestellt. Beide Methoden basieren auf vereinfachten Modellen, die aber das interessierende Verhalten (für die Zwecke dieser Arbeit) ausreichend genau nachbilden.

2.2.1. Butterworth-van-Dyke-Modell

Die akustischen Eigenschaften von BAW-Resonatoren lassen sich durch das Butterworth-van-Dyke-Modell beschreiben [Chao et al., 2002, Larson et al., 2000, Marksteiner et al., 2010, Jin et al., 2011]. Das BvD-Modell ist eine Ersatzschaltung, die

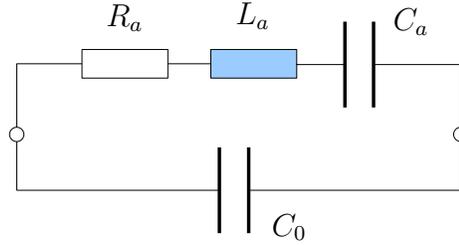


Abbildung 2.7.: BvD-Modell eines BAW-Resonators. C_a , R_a und L_a approximieren den reinen *akustischen* Effekt. C_0 ist die Kapazität zwischen den Elektroden, welche im einfachsten Fall einem Plattenkondensator gleicht. Typische Bauelementwerte für einen Band-II-RX-Resonator mit $A = (180 \mu\text{m})^2$ sind $C_a = 83 \text{ fF}$, $R_a = 2,7 \Omega$, $L_a = 80 \text{ nH}$ und $C_0 = 1,6 \text{ pF}$.

den Admittanzverlauf eines idealen BAW-Resonators mit exakt einer Hauptresonanz beschreibt. Abbildung 2.7 zeigt das BvD-Modell, welches aus dem *akustischen* (approximiert durch die empirischen Schaltelemente C_a , R_a und L_a) und dem *elektromagnetischen* Teil (statische Kapazität C_0) besteht. Die Kapazität C_0 ist im einfachsten Fall, durch Vernachlässigung der Streufelder, ein Plattenkondensator, welcher durch das Einschließen der piezoelektrischen Schicht zwischen den Elektroden entsteht, mit Kapazität

$$C_0 = \varepsilon \frac{A}{d}. \quad (2.8)$$

A , ε und d sind die Resonatorfläche, Permittivität des Piezomaterials und die Piezoschichtdicke. Durch Vernachlässigung der akustischen Verluste R_a ergibt sich die Admittanz zu

$$Y_{\text{BvD}} = j\omega C_0 + \frac{j\omega C_a}{1 - \omega^2 L_a C_a}. \quad (2.9)$$

Bei sehr kleinen und sehr großen Frequenzen bestimmt C_0 den Admittanzverlauf, was bedeutet, dass die Permittivität der Piezoschicht und die aktive Resonatorfläche das Verhalten bei niedrigen und hohen Frequenzen festlegen. Das BvD-Modell besitzt eine Resonanzfrequenz f_r und eine Antiresonanzfrequenz f_a . Bei der Resonanzfrequenz entsteht ein Serienschwingkreis zwischen C_a und L_a , bei dem die Reaktanz

$$X_a = j\omega L_a + \frac{1}{j\omega C_a} \quad (2.10)$$

verschwindet. So ergibt sich die Resonanzfrequenz zu (durch Vernachlässigung der Verluste)

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_a C_a}}. \quad (2.11)$$

Der Parallelschwingkreis zwischen dem *akustischen* Teil und C_0 bewirkt die Antiresonanzfrequenz, welche entsteht, wenn die Summe der Reaktanzen

$$X_0 + X_a = \frac{1}{j\omega C_0} + j\omega L_a + \frac{1}{j\omega C_a} \quad (2.12)$$

verschwindet. Wegen der einfacheren Darstellung wurden die Verluste wieder vernachlässigt. Die Antiresonanzfrequenz resultiert in

$$f_a = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a C}} \quad \text{mit} \quad C = \frac{C_0 C_a}{C_0 + C_a}. \quad (2.13)$$

Elektrisch bedeutet das einen Leerlauf bei f_a und einen Kurzschluss bei f_r . Bei den für BAW-Resonatoren üblichen BvD-Bauelementewerten [Link, 2007], ersichtlich aus (2.13), bewirkt eine Vergrößerung vom C_0 eine Verschiebung der Antiresonanzfrequenz zu niedrigeren Frequenzen und umgekehrt. Diese Eigenschaft ist wichtig, wenn in Kapitel 6 die elektromagnetischen Einflüsse von akustischen Spiegelschichten Anhand von einer Ersatzschaltung diskutiert werden.

Das in [Chao et al., 2002, Larson et al., 2000] vorgestellte modifizierte BvD-Modell enthält zusätzlich Widerstände, welche die dielektrischen Verluste im Piezomaterial, die endliche Leitfähigkeit in der Piezoschicht und die Elektrodenverluste beschreiben. Zusätzlich wird die Elektrodeninduktivität durch eine Induktivität nachgebildet. Ein BAW-Resonator weist in der Regel mehr als eine Resonanz auf, z.B. höhere Harmonische oder parasitäre Resonanzen. Diese können durch Verschaltung zusätzlicher akustischer Parallelzweige zum BvD-Modell mitmodelliert werden [Marksteiner et al., 2010, Pensala, 2011].

Das BvD-Modell dient nur der besseren Veranschaulichung und für das Verständnis der Arbeitsweise. Durch diese Ersatzschaltung lassen sich Simulationen oder Messungen charakterisieren und analysieren. Die einzelnen Bauelementwerte können entweder durch das Fitten der BvD-Admittanz zur Messung oder durch geeignete akustische Modelle hergeleitet werden. Durch richtige Verschaltung und korrekte Modellierung aller auftretenden physikalischen Effekte können auch ganze Filter und Duplexer mit Ersatzschaltungsmodellen nachgebildet werden [Marksteiner et al., 2010]. Dabei wird in das Netzwerk, welches die elektromagnetischen Effekte vom Filter, Gehäuse und den Zuleitungen beschreibt, die BvD-Ersatzschaltung der Resonatoren geklemmt und mit einem Schaltungssimulator verschaltet. So können sehr schnell ganze Filter und Duplexer simuliert werden. Diese Ersatzschaltungen bieten aber in der Regel nicht genügend Genauigkeit und dienen lediglich für Versuchssimulationen oder als Optimierungsmodelle. In [Zhgoon et al., 2004] wird der Simulationsablauf für die Modellierung von SAW-Filtern beschrieben, welche die akustische und elektromagnetische Simulation umfasst.

In dieser Arbeit wird das originale BvD-Modell (Abbildung 2.7) so modifiziert, das noch zusätzlich die Elektrodenverluste und Elektrodeninduktivität modelliert werden. Im nächsten Kapitel wird dann eine Ersatzschaltung vorgestellt, die auch parasitäre elektromagnetische Effekte beschreibt, welche durch die verwendete Simulationsmethode verursacht werden.

2.2.2. 1D-Transfer-Matrix-Modell

Im Gegensatz zum BvD-Modell, welches mit konzentrierten Netzwerkelementen arbeitet, ermöglicht das 1D-Transfer-Matrix-Modell [Adler, 1990, Nowotny et al., 1991, Stewart and Yong, 1993, Link, 2007, Pensala, 2011] die direkte Berücksichtigung der Dicken und die Reihenfolge einzelner Lagen, sowie der Materialparameter im Lagenstapel eines Resonators. Die Simulation der Einflüsse der Dicken und der Reihenfolge der Lagen im Lagenstapel ist der Schlüssel für den Entwurf und die Optimierung von BAW-Filtern. Da es sich hier um eine 1D-Methode handelt, wird versucht, die Hauptresonanz so gut wie möglich zu modellieren, wobei die lateralen Effekte vernachlässigt werden. Neben dem 1D-Transfer-Matrix-Modell gibt es das Mason-Modell [Rhyne, 1978, Jamneala et al., 2008], welches die akustischen Lagen als Übertragungsleitungen und die Piezoschicht mit einem zusätzlichen elektrischen Port als Transformator darstellt. Das Mason-Modell und das 1D-Transfer-Matrix-Modell sind im Prinzip äquivalente Methoden. In dieser Arbeit wurde eine proprietäre Software benützt, die auf dem 1D-Transfer-Matrix-Modell basiert. Das 1D-Transfer-Matrix-Modell wird nachfolgend erläutert.

Man betrachte den Lagenstapel in Abbildung 2.8 mit der Piezolage i und Schichtdicke d_i . Alle Größen in diesem Abschnitt beziehen sich auf den 1D-Fall und sind skalare Größen (siehe Gl. (2.2)- (2.7)). In jeder Schicht werden zwei in entgegengesetzte Richtung propagierende ebene Wellen $u(z)$ mit den komplexen Amplituden A_i und B_i angenommen

$$u(z) = A_i e^{-j\beta_i z} e^{j\omega t} + B_i e^{j\beta_i z} e^{j\omega t}, \quad (2.14)$$

mit $\beta_i = \omega/v_i$. v_i ist die Geschwindigkeit der akustischen Welle in der Lage i und ω ist die harmonische Anregungsfrequenz.

Bei Annahme einer Anregung $J_i = j\omega D_i$ in der Piezoschicht kann mit Gl. (2.4) das elektrische Feld E_i in der Lage i ausgedrückt werden als

$$E_i = \frac{e_i}{\varepsilon_i^S} S_i - j \frac{J_i}{\varepsilon_i^S \omega}. \quad (2.15)$$

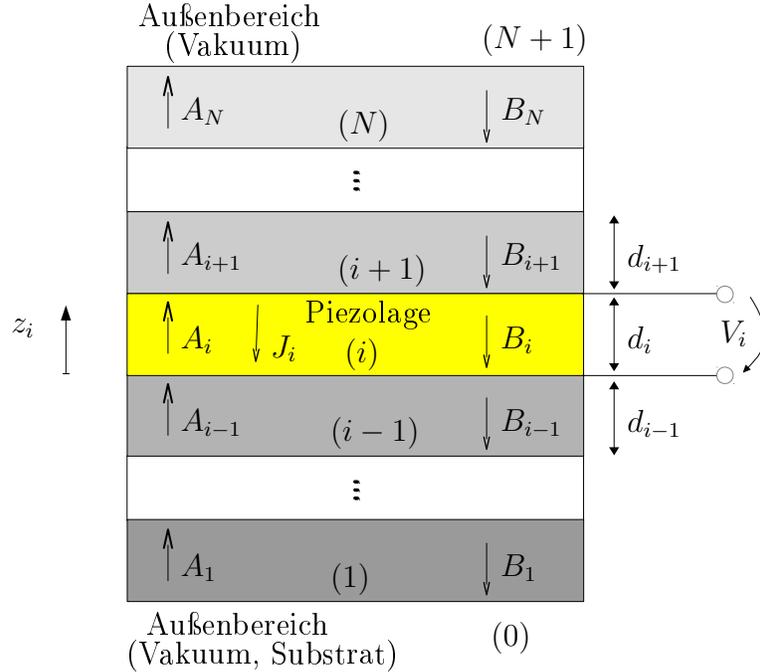


Abbildung 2.8.: Mehrlagiges 1D-Transfer-Matrix-Modell. Es werden in Richtung der z -Achse laufende Wellen A_i und B_i dargestellt. Die Spannung V_i liegt an den Elektroden an. Die Randbedingungen sind durch Vakuum oder ein Substrat gegeben.

Die Dehnung ist im 1D-Fall $S_i = \partial u_i / \partial z$. Aus Gl. (2.3) lässt sich somit die mechanische Spannung T_i ausdrücken als

$$T_i = c_i \frac{\partial u_i}{\partial z} + j \frac{h_i J_i}{\omega}, \quad (2.16)$$

mit dem Steifigkeitskoeffizienten $c_i = c_i^E + e_i^2 / \varepsilon_i^S$ und der Proportionalitätskonstante der piezoelektrischen Kopplung $h_i = e_i / \varepsilon_i^S$. Bei einer nicht-piezoelektrischen Lage gilt $e_i = 0$ und somit

$$T_i = c_i^E \frac{\partial u_i}{\partial z}. \quad (2.17)$$

An den Grenzflächen zwischen Lage (i) und Lage $(i+1)$ muss gelten

$$u_{i+1}(z_{i+1} = 0) = u_i(z_i = d_i), \quad (2.18)$$

$$T_{i+1}(z_{i+1} = 0) = T_i(z_i = d_i). \quad (2.19)$$

Hier ist zu beachten, dass bei jeder Lage der Koordinatenursprung $z_i = 0$ an der unteren Lagengrenze beginnt und bei $z_i = d_i$ endet. Die Amplituden A_{i+1} und

B_{i+1} werden mit Hilfe der Lagen-Transfermatrix \mathbf{M}_i und dem Anregungsvektor \mathbf{s}_i beschrieben

$$\begin{bmatrix} A_{i+1} \\ B_{i+1} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_i \begin{bmatrix} A_i \\ B_i \end{bmatrix} + \mathbf{s}_i. \quad (2.20)$$

Die Lagen-Transfermatrix \mathbf{M}_i ist abhängig von den akustischen Impedanzen Z_i und Z_{i+1} , der jeweiligen Schichtdicke d_i , und dem Verhältnis von Frequenz und Wellenzahl ω/β_i und kann angegeben werden als

$$\mathbf{M}_i = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 + \frac{Z_i}{Z_{i+1}})e^{-j\beta_i d_i} & (1 - \frac{Z_i}{Z_{i+1}})e^{j\beta_i d_i} \\ (1 - \frac{Z_i}{Z_{i+1}})e^{-j\beta_i d_i} & (1 + \frac{Z_i}{Z_{i+1}})e^{j\beta_i d_i} \end{bmatrix}. \quad (2.21)$$

Der Anregungsvektor \mathbf{s}_i enthält auch den piezoelektrischen Anteil

$$\mathbf{s}_i = \frac{h_i J_i - h_{i-1} J_{i-1}}{2\omega^2 Z_i} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Die Amplituden A_{i+1} und B_{i+1} in der Lage $(i+1)$ lassen sich durch die Multiplikation von $\mathbf{M}_i \mathbf{M}_{i-1} \dots \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_1$ in der richtigen Reihenfolge abhängig von A_1 und B_1 ausdrücken als

$$\begin{bmatrix} A_{i+1} \\ B_{i+1} \end{bmatrix} = \mathbf{M}_i \mathbf{M}_{i-1} \dots \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_1 \begin{bmatrix} A_1 \\ B_1 \end{bmatrix} + \mathbf{s}_{i+1}. \quad (2.23)$$

Mit einer Rekursionsformel berechnet sich der Anregungsvektor \mathbf{s}_{i+1} zu

$$\mathbf{s}_{i+1} = \mathbf{M}_i \mathbf{s}_i + \frac{h_{i+1} J_{i+1} - h_i J_i}{2\omega^2 Z_{i+1}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

mit $\mathbf{s}_0 = 0$. Hieraus ergibt sich die *Transfermatrix*

$$[\tau] = \mathbf{M}_N \mathbf{M}_{N-1} \dots \mathbf{M}_2 \mathbf{M}_1, \quad (2.25)$$

wobei die Außenbereiche $(N+1)$ und (0) hier die externen Grenzgebiete darstellen, die entweder Vakuum oder ein unendlicher Halbraum sind (wo T_0 und T_{N+1} verschwinden müssen und nur davonlaufende Wellen existieren). Hier gilt die Annahme, dass nur in der Piezolage die Anregung durch das Einprägen der Stromdichte J_{piezo} erfolgen kann.

Um metallische Lagen, wie etwa die Elektroden, berücksichtigen zu können wird die Lagen-Transfermatrix \mathbf{M}_i einer Elektrode mit der Schichtdicke d_i in zwei Lagen aufgespalten: einer unendlich dünnen leitenden Schicht und einer nicht leitenden Schicht mit der Dicke d_i . Im Falle einer Ein-Elektrodenkonfiguration kann

die Lagen-Transfermatrix einer jeden Elektrodenlage durch die Kettenschaltung der Lagen-Transfermatrix der leitenden dünnen Schicht \mathbf{M}_i^{el} und der dicken Schicht \mathbf{M}_i^{mech} berechnet werden zu

$$\mathbf{M}_i = \mathbf{M}_i^{el} \mathbf{M}_i^{mech} = \mathbf{M}_i^{mech} \mathbf{M}_i^{el}. \quad (2.26)$$

Durch \mathbf{M}_i^{el} wird der elektrische Strom J_i in den Stapel gekoppelt und \mathbf{M}_i^{mech} beschreibt die mechanischen Eigenschaften der Elektrode.

Mit Berücksichtigung der Randbedingungen (Eigenschaften der Außenbereiche) und bei eingepprägter harmonischer Stromdichte J_{piezo} in der Piezolage, können die Amplituden A_i und B_i in jeder Lage i des 1D-Stapels berechnet werden. Die elektrische Spannung an der Piezoschicht V_{piezo} ergibt sich, wenn Gl. (2.15) über die Piezoschichtdicke d_{piezo} integriert wird, zu

$$V_i = -j \frac{J_i d_i}{\varepsilon_i^s \omega} + h_i [A_i (1 - e^{-j\beta_i d_i}) + B_i (1 - e^{j\beta_i d_i})]. \quad (2.27)$$

Der Index i verweist hier auf die Piezoschicht. Der gesuchte Admittanzverlauf des Resonators ergibt sich schließlich zu

$$Y_{reso} = \frac{A J_{piezo}}{V_{piezo}}, \quad (2.28)$$

wobei A die Resonatorfläche darstellt.

Mit diesem relativ einfachen 1D-Modell lassen sich BAW-Resonatoren schnell und effizient simulieren. Zudem kann der Lagenstapel bezüglich Schichtdicken, Schichtreihenfolge und Materialien optimiert werden, um so die gewünschten Resonanzen zu erlangen. Ganze Filter und Duplexer können so auf die gewünschte Performance optimiert werden. In der Regel starten praktisch alle BAW-Designs mit einem 1D-Modell. Das 1D-Transfer-Matrix-Modell ist durch die Annahmen einer sich in z -Richtung ausbreitenden ebenen longitudinalen Welle und der unendlichen Ausdehnung in lateraler Richtung begrenzt. Somit können laterale Geometrieänderungen und parasitäre Resonanzen nicht modelliert werden. Für die Untersuchungen in dieser Arbeit beschreibt das 1D-Modell die zu untersuchenden Effekte mit ausreichend hoher Genauigkeit.

2.3. Elektromagnetische Effekte

Für die elektromagnetische Beschreibung von BAW-Bauteilen ist es notwendig, alle wichtigen Strukturen zu berücksichtigen, die entscheidend für die Performance

sind. Wie bereits früher erwähnt, unterscheiden sich die geometrischen Modelle für akustische und elektromagnetische Simulationen. Es ist notwendig, die Effekte von Layout, Gehäuse und Platinen, sowie mögliche elektromagnetische Kopplungen zu erfassen. Dabei können bestimmte Strukturen oder Details vernachlässigt oder modifiziert werden, um die Effizienz der Simulation zu erhöhen (schnellere Simulationen mit weniger Speicherbedarf). Dieser Ansatz wird in Kapitel 6 untersucht, wo elektromagnetische Effekte der Spiegellagen analysiert werden. Abbildung 2.6 zeigt nochmals die Einordnung der elektromagnetischen Simulation in die Gesamtsimulation des Bauteils.

Da es sich bei BAW-Bauteilen um geometrisch komplexe Gebilde handelt, können analytische Verfahren, Ersatzschaltungen oder mathematische Ersatzmodelle nicht vernünftig eingesetzt werden. Quasistatische Lösungsansätze können auch nicht verwendet werden, da die betrachteten Strukturen hier in der Größenordnung der Wellenlänge liegen und dieser Ansatz nur frequenzunabhängige Ersatzmodelle bietet. Um die elektromagnetischen Effekte von BAW-Bauteilen mit hoher Genauigkeit zu beschreiben, bieten sich numerische Lösungsverfahren an. Nachfolgend werden kurz numerische Methoden der Feldberechnung für die Modellierung diskutiert und anschließend wird die Finite-Elemente-Methode (FEM) verwendet.

2.3.1. Numerische Methoden zur Feldberechnung

Die Theorie und das Experiment sind die zwei traditionellen Säulen der Ingenieurwissenschaft. Numerische Modellierung und Simulationen bilden die dritte Säule, welche die ersten zwei unterstützt, ergänzt und sogar manchmal ersetzt. Leistungsstärkere Rechner und effiziente Elektromagnetik-Software haben in den letzten Jahren dazu geführt, dass Bauteile im Mikrowellenbereich überwiegend mit numerischen Methoden entworfen werden. Heutzutage ist der computergestützte Entwurf und das Design, *computed-aided-design* (CAD), vom Mikrowellenbauteilen unverzichtbar und notwendig.

Die Methoden haben das Ziel, die Maxwell'schen Gleichungen mit numerischen Algorithmen zu lösen. Dabei müssen die Randwerte, die Grenzflächen, Materialparameter sowie Anregungen berücksichtigt werden. Numerische Verfahren basieren häufig auf der Approximation einer Funktion $f(x)$ durch Basisfunktionen gemäß

$$f(x) \approx \sum_{n=1}^{\infty} c_n g_n(x). \quad (2.29)$$

Die Koeffizienten c_n und die Basisfunktionen $g_n(x)$ werden so gewählt, dass die unter den Bedingungen der Maxwell'schen Gleichungen zu approximierende Funktion

schnell konvergiert. Wie diese Bedingungen erfüllt werden, hängt von der gewählten numerischen Methode ab. Numerische Verfahren transformieren die kontinuierlichen Maxwell'schen Gleichungen in diskrete approximative Beschreibungen. Im Grunde müssen Integral- oder Differentialgleichungen gelöst werden. Diese Algorithmen benötigen Matrixinversionen oder iterative Verfahren für die Lösung dieser diskreten Gleichungen. Die diversen numerischen Methoden unterscheiden sich grundsätzlich in

- den zu approximierenden elektromagnetischen Größen (elektrisches oder magnetisches Feld, Ladungs- oder Stromverteilung, Potential)
- den Basisfunktionen $g(x)$, welche zum Approximieren der unbekanntenen Funktion benutzt werden
- dem Lösungsverfahren für die Koeffizienten c_n .

Im Allgemeinen sind die numerischen Lösungsverfahren in Frequenz- und Zeitbereichsmethoden kategorisiert. Bei den Frequenzbereichsmethoden werden die Maxwell'schen Gleichungen im Spektralbereich gelöst, wo harmonische Wellen im eingeschwungenen Zustand angenommen werden, während die Zeitbereichsmethoden auch transiente Vorgänge beschreiben. Beide Methoden haben ihre Stärken und Schwächen. Welche Methode besser geeignet ist, hängt stark von den Anwendungen und dem Designprozess ab. Mehr zu diesem Thema in [Swanson and Hofer, 2003, Henke, 2004].

Im Weiteren gibt es die Unterscheidung, in welcher räumlichen Dimension die Grundgleichungen gelöst werden. Hier gilt auch wieder jeweils die Unterscheidung zwischen Frequenz- und Zeitbereichsmethoden

- **1D-Methoden:** Feld- und Anregungsfunktionen hängen nur von einer Dimension ab. Beispiele: Ausbreitung ebener planaren Wellen, Übertragungsleitungen oder bei Problemen mit nur einer radialen Abhängigkeit.
- **2D-Methoden:** Feld- und Anregungsfunktionen hängen von zwei Dimensionen ab. Typische Beispiele sind die Querschnitts-Probleme in Übertragungsleitungen und Wellenleitern, TEM-Moden in Koaxialleitern.
- **2,5D-Methoden:** Bei dieser Methode hängen die elektromagnetischen Felder von drei Dimensionen ab, während die Ströme hauptsächlich in zwei Dimensionen fließen. Typische Anwendungsbereiche sind planare Strukturen wie Mikrostreifenleitungen, Patch-Antennen oder im Allgemeinen mehrlagige planare Strukturen (planare Leitungen). Das am meisten verwendete Lösungsverfahren für den 2,5D-Fall ist die Momentenmethode (MoM) [Gibson, 2008].
- **3D-Methoden:** Bei dieser Methode hängen sowohl Feld- sowie Anregungsfunktionen von drei Dimensionen ab. Man spricht von einer 3D-Vollwellensimulation. Dieser Ansatz beschreibt die Realität am besten. Die am weitesten verbreiteten Methoden im Frequenzbereich sind die Finite-Elemente-Methoden

(FEM), die Finite-Differenzen-Methode (FDM), und die Momentenmethode (MoM). Im Zeitbereich sind Finite-Difference-Time-Method (FDTM), Transmission-Line-Matrix-Methode (TLM) und Finite-Integrations-Technik (FIT) weit verbreitet. Des Weiteren gibt es diverse andere Methoden, die für Spezialanwendungen entwickelt wurden. Hybride Methoden, die zwei oder mehrere numerische Methoden kombinieren, existieren auch für bestimmte Anwendungen (Beispiele für Hybride Methoden sind zu finden in [Selimovic, 2008, Fleckenstein, 2009]).

Beispiele für den erfolgreichen Einsatz von elektromagnetische Simulationen von BAW-Bauteilen mit verschiedenen numerischen Methoden sind zu finden für die FEM [Fleckenstein, 2009, Koch, 2010], die FDTD-Methode [Schuh, 2003, Sayfullah et al., 2005], die FI-Method [Bilzer, 2005] und die MoM [Fleckenstein, 2009]. Die optimale Wahl der numerischen Methode hängt von dem zu simulierendem Bauteil, der gewünschten Genauigkeit und den verfügbaren Rechenressourcen ab. Wegen der hohen Flexibilität (beliebige Geometrien, Mesh und Seeding), Genauigkeit (Konvergenz) und der Möglichkeit, alle elektromagnetischen Effekte, die in einem BAW-Bauteil auftreten (Felder und Anregungen in 3D, Koppeleffekte), sehr gut zu beschreiben, wurde in dieser Arbeit Ansys HFSS [Ansys, 2015] verwendet, das auf einer 3D-Finite-Elemente-Methode beruht. Im nächsten Unterkapitel wird die Finite-Elemente-Methode kurz beschrieben.

2.3.2. Finite-Elemente-Methode

Ursprünglich wurde die FEM für die Berechnung von Materialspannungen in der Mechanik entwickelt. Seit den 1970er Jahren wird die Methode erfolgreich auch für die Berechnung elektromagnetischer Felder verwendet. Das Funktionsprinzip der FEM ist es, das Lösungsgebiet in diskrete Elemente (finite Elemente) aufzuteilen. Dabei sind Größe, Dichte und Form dieser diskreten Elemente beliebig, sodass eine große Flexibilität gegeben ist. Das hat den Vorteil, dass in Bereichen mit starker Feldänderung höhere Dichten der Elemente möglich sind, was die Beschreibung und Modellierung von kleinen Layoutstrukturen ermöglicht. Gekrümmte und kreisförmige Flächen können sehr gut wiedergegeben werden da sich das Mesh der Form des Lösungsgebietes anpasst. Die FEM eignet sich besonders für komplexe Geometrien mit vielen unterschiedlichen Materialien.

Diskretisierung

Die Diskretisierung des Gesamtgebiets resultiert in zusammenhängenden finiten Elementen die beliebige Form und Größe haben können. Im Gegensatz zu Methoden, die mit einem kartesischen Diskretisierungsverfahren arbeiten, ermöglichen die

finiten Elemente die Beschreibung gekrümmter Strukturen und lokal höhere Dichten der finiten Elemente. Die Eigenschaft die Dichte der finiten Elemente lokal zu erhöhen ist von großer Bedeutung, da wichtige Effekte kleiner Strukturen gut modelliert werden können und gleichzeitig das Mesh in den benachbarten Regionen nicht unnötig verfeinert wird. So sind die Elemente in einem 1D-Fall Linien, im 2D-Fall dreieckige (manchmal viereckige) Flächen und im 3D-Fall Tetraeder. Dabei ist vorausgesetzt, dass das Lösungsgebiet räumlich begrenzt ist. Die Hauptstärke der FEM besteht darin, dass beliebige Geometrien modelliert werden können. Die verwendete Software baut das Mesh mit einem adaptiven Algorithmus auf, welcher in jedem adaptiven Lauf das Mesh so verfeinert, dass in Bereichen, wo die höchsten Feldänderungen auftreten, auch das Mesh verfeinert wird. Das Mesh wird so lange verfeinert, bis das gewünschte Konvergenzkriterium erreicht ist.

Bei großen Geometrien, die auch kleine Features enthalten, wie z.B. die relativ dünne Piezschicht oder die Spiegellagen beim BAW-Resonator, kommt es vor, dass der adaptive Algorithmus das Mesh genau in diesen Bereichen nicht genügend verfeinert und so wichtige elektromagnetische Effekte nicht genau modelliert werden. Es ist notwendig, in diesen Bereichen die Dichte vom Mesh manuell zu erhöhen. Diese Methode wird *Seeding* genannt. Wenn der Designer weiß, wo die höchsten Feldänderungen auftreten und welche Features wichtig für die Performance sind, dann ist es möglich, die Effizienz der Simulation durch das Seeding bestimmter Bereiche zu verbessern. Mit dem Seeding ist es auch möglich, die Simulationszeit zu verringern, da dann auch die Anzahl der adaptiven Läufe sinkt und Bereiche mit geringer Feldänderung weniger Elemente haben. Im Kapitel 6 werden mit Hilfe von Seedings die elektromagnetischen Effekte der Piezschicht sowie der akustischen Spiegellagen untersucht. In [Swanson and Hofer, 2003] werden die Effekte von unterschiedlichen Seedings an diversen Strukturen beschrieben.

Modellierung

Für die 3D-Modellierung der Bauteile werden alle relevanten Strukturen realitätsnah beschrieben. Die eingesetzte Software erlaubt eine sehr präzise Modellierung mit beliebigen Geometrien und Materialien. Strukturen, die aufgrund ihrer Position oder Abmessungen, keinen relevanten elektromagnetischen Einfluss haben, werden vernachlässigt. Diese Maßnahme senkt den Speicherbedarf und beschleunigt die Simulation. Strukturen, die besonders wichtig für die Performance sind, werden hingegen gezielt mit Seedings beschrieben. Es ist notwendig, das zu simulierende Bauteil in eine räumlich begrenzte Simulationsumgebung einzubetten. Die Simulationsumgebung kann grundsätzlich eine beliebige Geometrie besitzen. Typischerweise werden die Simulationsumgebungen als eine Box mit strahlenden Randbedingungen definiert.

Port-Definition

Das Simulationsergebnis ist typischerweise eine Streumatrix, die das Bauteil an unterschiedlichen Ports (Toren) beschreibt. Um ein BAW-Bauteil richtig zu simulieren, ist es notwendig, Ports an geeigneten Stellen zu definieren. Es gibt unterschiedliche Definitionen von Ports und Wege diese zu realisieren. Grundsätzlich werden in dieser Arbeit zwei Arten von Ports eingesetzt: Wellen-Ports und interne Ports.

- **Wellen-Ports** werden als Flächen (üblicherweise an den Grenzflächen) mit bestimmten Eigenschaften definiert. Die Simulationssoftware analysiert die Fläche des Wellen-Ports und ermittelt die ausbreitungsfähigen Moden. Die ermittelte Feldverteilung wird in den Simulationen als Anregung definiert. Hier werden Wellen-Ports an den Grenzgebieten einer Platine definiert, sodass die Zuführungsleitung, die auf der Platine zum Bauteil führt, durch die Portfläche angeregt wird. Die ausbreitungsfähigen Moden können sich dann entlang der Zuführungsleitung ausbreiten. Zudem gibt es die Möglichkeit zum De-embedding der Zuführungsleitungen.
- **Interne Ports**, oder auch diskrete Ports genannt, werden im Inneren des Simulationsmodells definiert. Mit Hilfe der internen Ports lassen sich Ströme bzw. Spannungen einprägen oder detektieren. Eine Streuparameterbeschreibung am internen Port wird durch das Verhältnis von eingespeister und detektierter Leistung definiert. Die Ports werden zwischen zwei leitenden Materialien in Form einer Fläche definiert. Für BAW-Bauteile sind interne Ports sehr wichtig, da mit deren Hilfe die Schnittstelle zwischen elektromagnetischen und akustischen Simulationen hergestellt wird. An jedem Resonator wird ein interner Port, zwischen Top- und Bottom-Elektrode, definiert, an dem nachträglich die akustische Admittanz geschaltet wird. Siehe dazu Abbildung 2.6 auf Seite 13. Zusätzlich können interne Ports als *Tuningports* eingesetzt werden. Dadurch lassen sich an bestimmten Stellen im Modell z.B. Induktivitäten, Widerstände oder Kapazitäten einbauen.

Grundlegende Informationen zum Thema Ports sind in [Swanson and Hofer, 2003] zu finden. In [Marksteiner et al., 2010, Fattinger et al., 2008] werden interne Ports für BAW-Resonatoren beschrieben.

Lösungsverfahren

Nachdem das Mesh für das gesamte Modell generiert wurde, werden für jedes Element die Feldgrößen bestimmt. Dabei muss die Feldberechnung die Maxwell'schen Gleichungen erfüllen. Für die FEM gibt es unterschiedliche Lösungsansätze, wie z.B. das Variationsverfahren [Henke, 2004] oder die Galerkin-Methode [Swanson and Hofer, 2003]. Nachfolgend wird die Galerkin-Methode kurz beschrieben. Das Ziel

ist es, die Lösungen der Maxwellsche Gleichungen in integraler oder differentieller Form zu finden. In allgemeiner Form können die Differentialgleichungen dargestellt werden durch

$$\mathcal{L} \mathbf{f}(\mathbf{r}) - \mathbf{s}(\mathbf{r}) = 0. \quad (2.30)$$

Dabei sind \mathcal{L} der lineare Differentialoperator, $\mathbf{f}(\mathbf{r})$ die gesuchten Feldgrößen $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ und $\mathbf{E}(\mathbf{r})$, $\mathbf{s}(\mathbf{r})$ der Anregungsterm und \mathbf{r} der Ortsvektor. Die gesuchte Funktion $\mathbf{f}(\mathbf{r})$ wird durch eine endliche (N -Glieder) Summe (vergleiche mit Gl. (2.29)) von linear unabhängigen Basisfunktionen $\mathbf{g}_n(\mathbf{r})$ mit unbekanntem Koeffizienten c_n dargestellt als

$$\mathbf{f}(\mathbf{r}) \approx \mathbf{f}_A(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^N c_n \mathbf{g}_n(\mathbf{r}). \quad (2.31)$$

Mit Einsetzen der approximierten Lösung $\mathbf{f}_A(\mathbf{r})$ in Gl. (2.30) ergibt sich

$$\mathcal{L} \left(\sum_{n=1}^N c_n \mathbf{g}_n(\mathbf{r}) \right) - \mathbf{s}(\mathbf{r}) = \sum_{n=1}^N c_n \mathcal{L} \mathbf{g}_n(\mathbf{r}) - \mathbf{s}(\mathbf{r}) = \mathcal{R}, \quad (2.32)$$

\mathcal{R} ist hier das vektorielle Residuum, welches den Fehler der Approximation wiedergibt. Mit dem Ansatz des gewichteten Residuums erreicht man durch

$$\int_{\Omega_j} \mathcal{R} \mathbf{w} d\Omega = 0, \quad (2.33)$$

dass das gewichtete Residuum über dem Lösungsgebiet Ω_j verschwindet. \mathbf{w} ist eine beliebige vektorielle Gewichtungsfunktion. Das differentielle Element $d\Omega$ ist im 1D-Fall ein Wegelement ds , im 2D-Fall ein Flächenelement da oder im 3D-Fall ein Volumenelement dv und dementsprechend unterscheidet sich auch die Ordnung der Integration. Die verschiedenen numerischen Methoden unterscheiden sich in der Wahl der Basis- und Gewichtungsfunktionen. Im Fall, in dem

$$\mathbf{w}_j = \mathbf{g}_j(\mathbf{r}) \quad (2.34)$$

gewählt wird, spricht man vom Ritz-Galerkin-Verfahren und es ergibt sich

$$\sum_{n=1}^N \left(\int_{\Omega_j} c_n \mathcal{L} \mathbf{g}_n(\mathbf{r}) - \mathbf{s}(\mathbf{r}) \right) \mathbf{g}_j(\mathbf{r}) d\Omega = 0. \quad (2.35)$$

Mit $j = 1, \dots, N$. Es können grundsätzlich auch mehr Gewichtungsfunktion verwendet werden. Durch geeignete Umformungen der Gleichungen, die sich aus Gl. (2.35) ergeben, kommt man zu einem linearen Gleichungssystem

$$\mathbf{D} \mathbf{c} = \mathbf{B}. \quad (2.36)$$

Der Vektor \mathbf{c} enthält die unbekanntem Größen, \mathbf{D} ist eine $N \times N$ Matrix und \mathbf{B} fasst die Anregungen zusammen. Im Allgemeinen lassen sich solche linearen Gleichungssysteme durch iterative Lösungsverfahren oder Matrixinversionen lösen. Praktische Beispiele und weiterführende Informationen zu den Lösungsverfahren lassen sich in [Swanson and Hofer, 2003, Henke, 2004] finden.

2.3.3. Simulationsablauf

Abbildung 2.9 zeigt den Simulationsablauf der hier eingesetzten Simulationssoftware. Es wird die Simulation im Frequenzbereich $[f_u, f_o]$ angestrebt. Zunächst wird Anhand der Bauteilbeschreibung das Simulationsmodell erzeugt. Dieses Simulationsmodell enthält alle relevanten geometrischen Beschreibungen der Strukturen, die Anregungs-Ports, die Simulationsumgebung, alle Materialparameterzuweisungen sowie die Definition der Frequenz f_m , bei der die erste Lösung berechnet wird. f_m liegt üblicherweise in der Mitte des interessierenden Frequenzbereichs $[f_u, f_o]$. Im nächsten Schritt wird das Start-Mesh, mit Berücksichtigung der vorgegebenen Seedings, generiert. Mit diesem Start-Mesh wird jetzt bei der Frequenz f_m das Gesamtmodell simuliert. Anhand dieser Simulationsergebnisse wird jetzt das Mesh analysiert und es werden kritische Bereiche identifiziert, bei denen hohe Feldänderungen auftreten. In diesen kritischen Bereichen wird das Mesh verfeinert. Das Konvergenzkriterium kann so gewählt werden, dass für die resultierende Streumatrix die gewünschte Fehlertoleranz erfüllt wird. Mit dem neuen Mesh wird jetzt eine neue Lösung berechnet. Das Mesh wird so lange verfeinert, bis das Konvergenzkriterium erreicht ist. Wenn das Mesh das Konvergenzkriterium erfüllt, werden im Frequenzbereich $[f_u, f_o]$ mit dem endgültigem Mesh weitere Lösungen berechnet.

2.4. BAW-Duplexer

2.4.1. Aufbau

Eine allgemeine Methode, um eine Bandpass-Charakteristik mit BAW-Resonatoren zu realisieren, besteht darin, zwei unterschiedliche Arten von Resonatoren in einer Ladder-Type-Struktur zu verschalten. Dabei kommen Resonatoren mit unterschiedlichen Resonanzfrequenzen und Resonatorflächen zum Einsatz. In [Fan et al., 2006] ist eine Methode zur Synthese von BAW-Filtern beschrieben. Durch das Auftragen einer zusätzlichen Schicht auf die Top-Elektrode wird der Resonanzpfad verändert und somit auch die Resonanzfrequenz. Die Impedanz eines Resonators wird durch die Resonatorfläche beeinflusst. Unterschiedliche Resonatorflächen haben unterschiedliche statische Kapazitäten zur Folge, was dann direkten Einfluss auf die Antiresonanzfrequenz des Resonators hat und somit auf die Resonatorbandbreite. Abbildung 2.10 zeigt die Topologie eines 3-Stufen Ladder-Type-Filters, wobei jedes Schaltelement einen BAW-Resonator darstellt. Alle Resonatoren sind auf dem gleichen Chip untergebracht. Dabei weisen die Serienresonatoren (gekennzeichnet mit s) eine höhere Resonanzfrequenz als die Parallelresonatoren (gekennzeichnet mit p) auf. Im Allgemeinen können die Filter mit beliebiger Anzahl an Stufen designt werden. Die Grenze ist üblicherweise durch die Fertigungsmöglichkeiten,

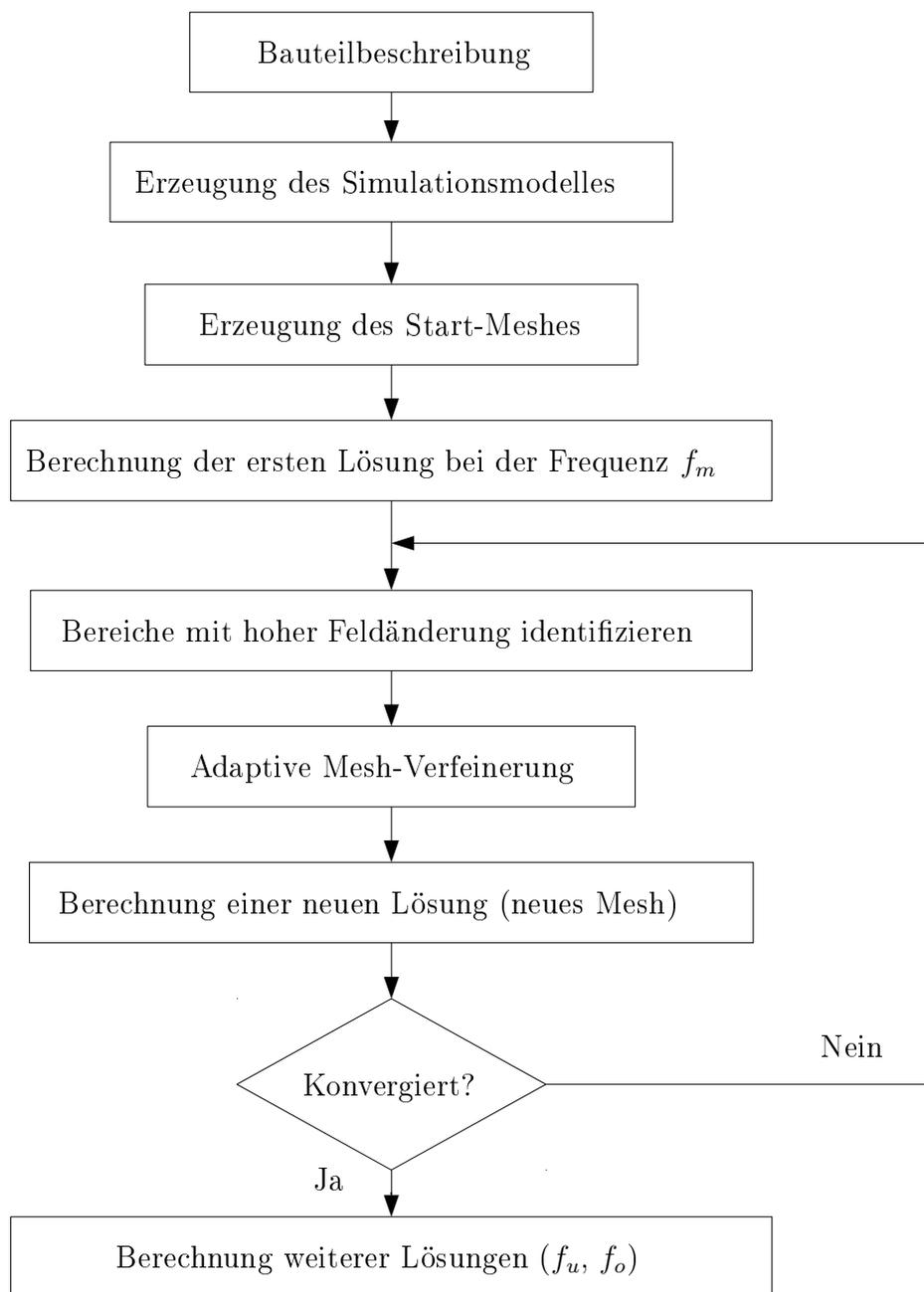


Abbildung 2.9.: Diagramm des Simulationsablaufs im eingesetzten FEM-Solver.

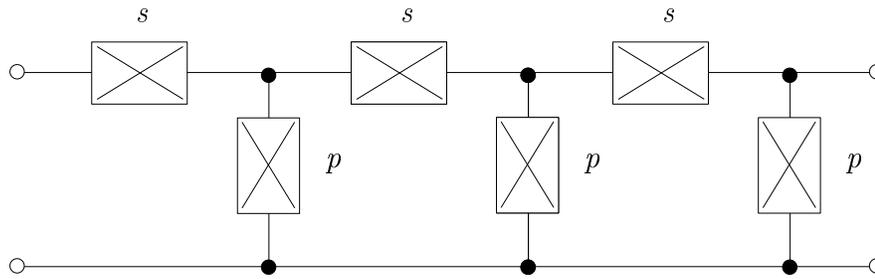


Abbildung 2.10.: Topologie eines 3-Stufen Ladder-Type-Filters. Die Serienresonatoren s haben eine höhere Resonanzfrequenz als die Parallelresonatoren p . Die einzelnen Resonatoren können unterschiedliche Flächen besitzen.

Spezifikationen und durch die Kosten (mehr Fläche, höhere Kosten) gegeben. Beim typischen Designablauf eines BAW-Filters, legt der Entwickler fest, mit wie vielen Resonatoren er/sie anfängt und versucht dann mit einem Optimierer die Resonatorflächen und Schichtdicken zu optimieren. Bei diesem Optimiervorgang werden die akustischen (Schichtdicken des Lagenstapels) und teilweise die elektromagnetischen (statische Kapazitäten der einzelnen Resonatoren) Eigenschaften berücksichtigt, wobei hier die Verbindungsleitungen (Layout) zwischen den Resonatoren nicht berücksichtigt werden. Nachdem die einzelnen Resonatoren auf Schichtdicken und Resonatorflächen optimiert wurden und die gewünschte Performance erreicht wird, muss ein Layout entworfen werden. Das Layout ergibt sich aus den Vorgaben durch die Ladder-Type-Schaltung, den optimierten Resonatorflächen und den Spezifikationen (typischerweise die verfügbare Fläche auf dem Chip). Das Layout wird, wie im Unterkapitel zuvor beschrieben, mit HFSS simuliert. Abbildung 2.11 zeigt zwei Layouts: links ein Layout für die elektromagnetische Simulation, welches Top- und Bottom-Elektrode zeigt, und rechts ein Foto eines gefertigten Filters (es sei angemerkt, dass es sich um Layouts unterschiedlicher Filter handelt).

Um einen BAW-Filter mit allen relevanten physikalischen Effekten zu simulieren, werden in der elektromagnetischen Simulation an jedem Resonator interne Ports angebracht. Die internen Ports werden zwischen der Top- und Bottom-Elektrode definiert. Die akustische Admittanz jedes einzelnen Resonators wird an diese Ports geschaltet (siehe Abbildung 2.6).

Der BAW-Duplexer besteht aus zwei Filtern: einem TX-Filter, welches das Sendesignal filtert, und einem RX-Filter, welches das Empfangssignal filtert. Um die Frequenzbänder von TX- und RX-Filtern bei unterschiedlichen Frequenzen zu realisieren, sind unterschiedliche Piezoschichtdicken notwendig. In Abbildung 2.12 ist eine Skizze eines Querschnitts eines BAW-Duplexers im CSSP-Gehäuse [Meier et al., 2001, Selmeier et al., 2001] gezeigt. Der Chip wird an den Pads jedes Filters mit Lötkugeln (genannt Bumps) an ein Keramiksубstrat gelötet. Dabei entsteht ein Hohlraum zwischen den BAW-Strukturen auf dem Chip und dem Keramiksубstrat.

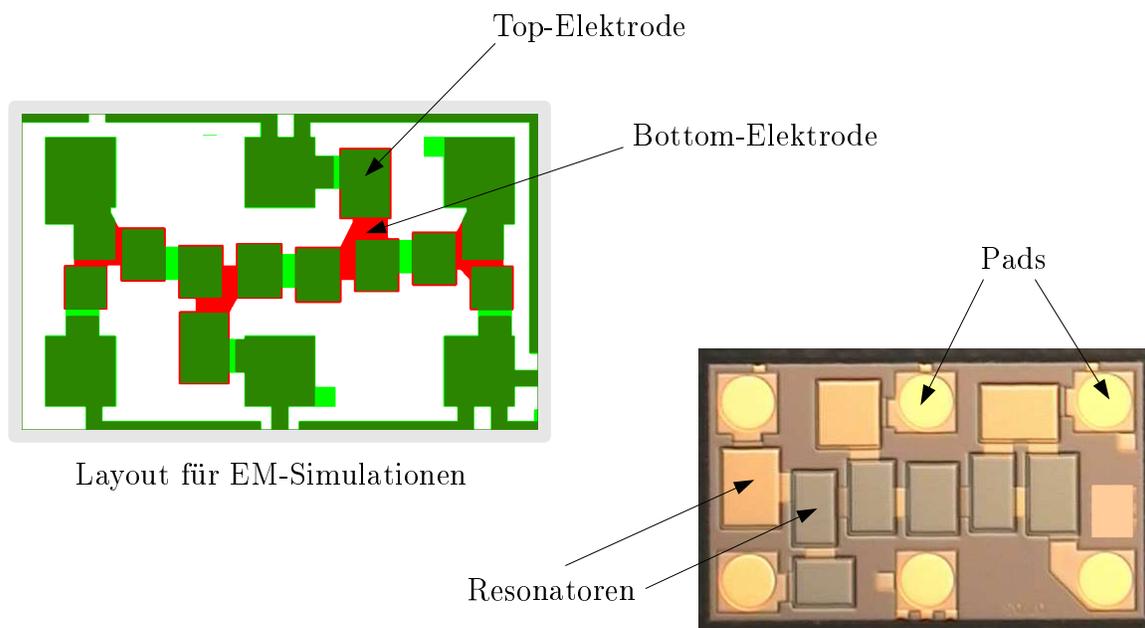


Abbildung 2.11.: Layout für die elektromagnetische Simulation (links) und ein Foto des gefertigten Filters (rechts). Die zwei Layouts stammen von unterschiedlichen Filtern.

Um mechanische Stabilität zu gewährleisten, wird der Chip noch mit einer Laminatschicht und einem Metaldeckel abgedeckt. Im Keramiksubstrat können externe Anpasseelemente untergebracht werden. Ganze Anpassschaltungen für die Antenne, Sende- und Empfangspfad können mit mehrlagigen Keramikgehäusen realisiert werden. Mehr zum Thema Gehäuse und Anpasseelemente finden sich in [Meier et al., 2001, Selmeier et al., 2001, Schuh, 2003, Fleckenstein, 2009, Koch, 2010]. Auf der Rückseite vom Gehäuse befinden sich Anschlusspads, die dazu dienen, den Duplexer in Systeme zu verschalten oder als Kontaktpads für die Messplatine. In [el Hassan et al., 2006, Kerherve et al., 2006, Nishihara et al., 2002, Nishihara et al., 2008] wird die Integration von BAW-Filtern in moderne RF-Receiver untersucht.

Abbildung 2.13 zeigt Fotos eines Duplexers im Gehäuse und einer Messplatine. In 2.13(a) ist ein Duplexer im Gehäuse der Firma EPCOS von der Ober- und Unterseite gezeigt. Man kann hier die zwei Filter und die Anschlusspads erkennen. Der Duplexer kann an den Anschlusspads auf eine Messplatine montiert werden (Abbildung 2.13(b)) und so mit Hilfe eines Netzwerkanalysators elektrisch gemessen werden. In Abbildung 2.14 wird die Dimension eines BAW-Duplexers veranschaulicht.

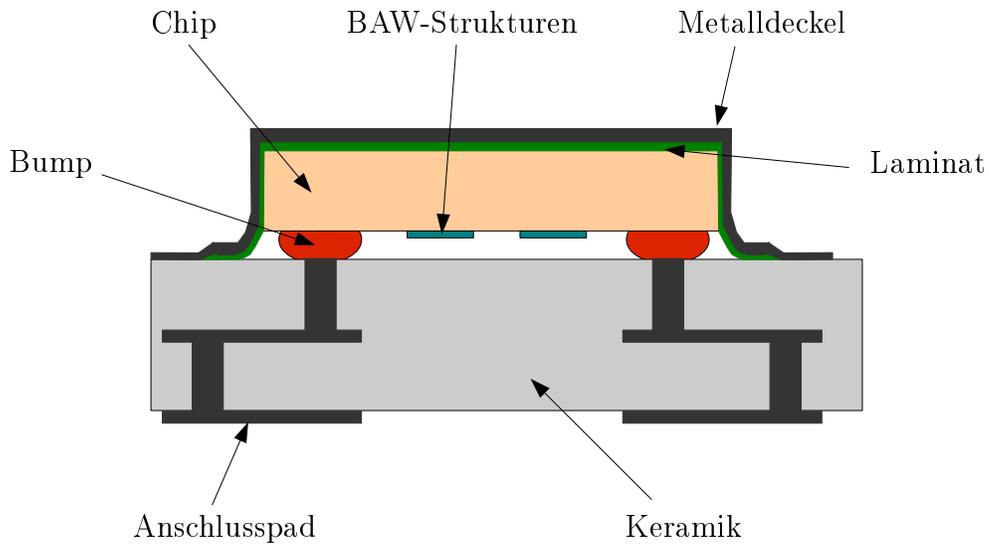
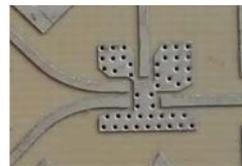


Abbildung 2.12.: Skizze eines Querschnitts eines BAW-Chips im CSSP-Gehäuse [Meier et al., 2001, Selmeier et al., 2001].



(a) Duplexer im Gehäuse (Firma EPCOS).



(b) Messplatine.

Abbildung 2.13.: Gezeigt sind Fotos eines Duplexers im Gehäuse (links) und einer Messplatine (rechts). Zum Messen wird der Duplexer auf die Messplatine montiert.

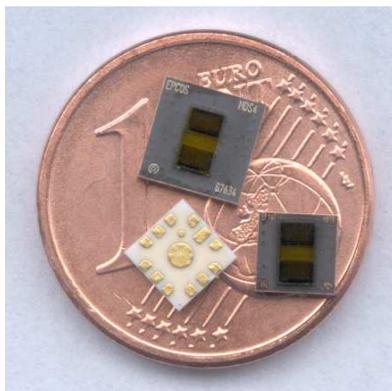


Abbildung 2.14.: Duplexer der Firma EPCOS auf einer Ein-Cent-Münze.

2.4.2. Simulation von Chip, Gehäuse und Platine

Das Ziel einer Duplexersimulation ist es, jede einzelne Komponente so gut wie möglich zu modellieren und zu beschreiben. Wenn man einzelne Komponenten wie etwa Resonator, Filter, Gehäuse, Anpassschaltungen und Messplatinen entwirft, werden diese Komponenten typischerweise ohne (externe) Fremdeinwirkungen beschrieben. Dies hat zur Folge, wenn die einzelnen Komponenten zu einem Bauteil verbaut werden, dass Koppeleffekte zwischen den einzelnen Komponenten entstehen. Im konkreten Fall entstehen elektromagnetische Koppeleffekte zwischen den einzelnen Resonatoren der Filter, zwischen dem Chip, dem Gehäuse und der Platine, und zwischen dem Gehäuse und der Messplatine. Durch immer höhere Integration und Miniaturisierung der Strukturen spielen diese Koppeleffekte eine wichtige Rolle bei der Charakterisierung von Duplexern. Um optimale Simulationsergebnisse zu erzielen, wird das *Gesamtmodell* simuliert. Das Gesamtmodell besteht dabei aus allen Komponenten und beschreibt die Realität am besten. Da die Platine im Zentimeterbereich liegt und die dünnsten Schichten, z.B. die Piezoschicht, im Mikrometerbereich liegen, ist ein sehr großes Mesh mit sehr vielen Mesh-Zellen notwendig. Das hat zur Folge, dass die Gesamtsimulation sehr rechenintensiv ist und lange Rechenzeiten benötigt werden. Wenn sich der Duplexer noch in der Entwurfsphase befindet und nur relativ kleine Geometrien (z.B. Variation des Layouts) verändert werden, gibt es die Möglichkeit, die Simulation zu modularisieren. Die Modularisierung der Simulation besteht darin, das Gesamtmodell an geeigneten Stellen zu trennen, bzw. aufzuteilen und die so entstandenen Teilmodelle einzeln zu simulieren. Die Schnittstelle, an der die einzelnen Teilmodelle wieder zusammenschaltet werden, ist durch Verbindungs-Ports realisiert. So werden beispielsweise das Gehäuse und der Chip an den Bumps getrennt. Anstelle der Bumps werden in den Teilmodellen Verbindungs-Ports definiert. Die Simulation der Teilmodelle hat den Vorteil, dass der Rechenaufwand erheblich sinkt. Abbildung 2.15 zeigt schematisch

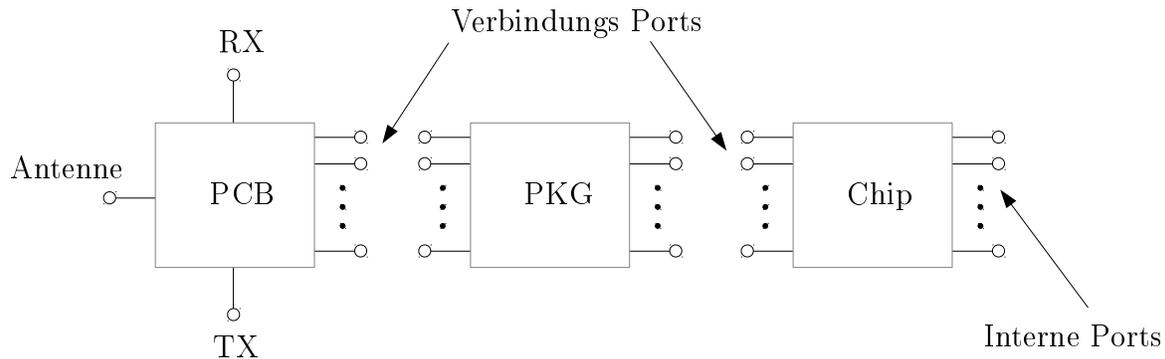


Abbildung 2.15.: Dargestellt sind die einzelnen Simulationsblöcke für einen Duplexer auf einer Platine: Platine (PCB), Gehäuse (PKG) und der Chip. Die Zusammenführung der einzelnen Simulationen erfolgt durch die gekennzeichneten Verbindungs-Ports. Die akustischen Admittanzen werden an die internen Ports geschaltet.

die Simulationsblöcke eines gehäuseten Duplexers auf einer Messplatine. Die Schnittstelle zwischen den Teilmodellen wird durch die Verbindungs-Ports realisiert. An die internen Ports werden die akustischen Admittanzen der einzelnen Resonatoren verschaltet. Der Duplexer wird durch die RX-, TX- und Antennen-Ports charakterisiert.

Durch das Aufteilen in Teilmodelle werden die Koppeleffekte zwischen den einzelnen Teilmodellen nicht modelliert. Es ist im Allgemeinen schwer vorherzusagen, wie groß die Koppeleffekte an bestimmten Stellen sind, oder ob diese vernachlässigbar sind. Zusätzlich entstehen durch die Verbindungs-Ports und deren Anbindung parasitäre Effekte die das Ergebnis verfälschen können. In [Schuh, 2003] wurde die Modularisierung von Gehäuse, Chip und Messplatine näher untersucht. Effekte von Gehäusen werden in [Fleckenstein, 2009] und die von Messplatinen in [Bilzer, 2005] diskutiert. In dieser Arbeit werden Duplexer nur als elektromagnetisches Gesamtmodell simuliert. Dieser Ansatz erlaubt die höchste Genauigkeit und es werden alle modellierten Koppeleffekte simuliert.

3. Erweiterte Simulationsmethoden für BAW-Bauteile

3.1. Stand der Technik

Dem Stand der Technik entsprechend besteht die Simulation von BAW-Bauteilen generell aus der Modellierung der zwei dominanten Gruppen von physikalischen Effekten, nämlich den akustischen und den elektromagnetischen Effekten. Akustische Vibrations-Effekte im BAW-Bauteil werden durch den Lagenstapel beeinflusst. Die akustischen Effekte werden maßgeblich durch das Piezomaterial, das Substrat, die Elektroden und die akustischen Spiegellagen bestimmt. Durch die elektromagnetischen Kopplungen zwischen dem Lagenstapel, dem Chip-Layout, dem Gehäuse und der Platine kann die Performance des Bauteils degradiert werden. Für elektromagnetische Simulationen ist es wichtig, alle durch das Layout und die Kopplungen verursachten elektromagnetischen Effekte genau zu beschreiben. Wie in Abbildung 2.6 gezeigt, werden die akustischen und elektromagnetischen Simulationen separat durchgeführt und anschließend in einem Schaltungssimulator verschaltet. Das Ergebnis der Schaltungssimulation sind üblicherweise S-Parameter, welche die Eigenschaften des Bauteils an den gewünschten Ein- und Ausgängen beschreiben. Die Schnittstelle zwischen den akustischen und elektromagnetischen Effekten wird durch interne Ports zwischen der Top- und Bottom-Elektrode im Elektromagnetik-Simulator realisiert. Mehr Informationen zu internen Ports in BAW-Bauteilen lassen sich in [Marksteiner et al., 2010, Fattinger et al., 2008] finden. Prinzipiell bedeutet das, dass in den elektromagnetischen Simulationen für jeden Resonator mindestens ein interner Port erforderlich ist. Diese internen Ports werden üblicherweise im aktiven Resonatorbereich zwischen Top- und Bottom-Elektrode definiert. Abhängig von der verwendeten Simulationsmethode für die elektromagnetischen Effekte, gibt es unterschiedliche Varianten interne Ports zu realisieren.

In der Praxis werden für BAW-Resonatoren die akustischen 1D-Modelle verwendet. Diese sind, wie schon früher erwähnt, das 1D-BvD-Modell [Larson et al., 2000, Chao et al., 2002], das Mason-Modell oder die 1D-Transfer-Matrix-Methode [Rhyne,

1978, Jamneala et al., 2008, Nowotny et al., 1991, Bader, 2003, Ylilammi, 2001]. Die 1D-Modelle erfassen die mechanischen Schwingungseffekte in der Hauptschwingungsrichtung des Piezomaterials, der Elektroden, der Spiegellagen und dem Substrat. Die statische Kapazität, die zwischen den Elektroden im aktiven Resonatorbereich entsteht, wird durch die elektromagnetische Simulation erfasst. Das Ergebnis der akustischen Simulation ist eine Admittanz, welche an die in der elektromagnetischen Simulation definierten internen Ports im Schaltungssimulator verschaltet wird [Fattinger et al., 2008]. Ein anderer Ansatz, die akustische Admittanz zu bestimmen, ist die Extraktion der akustischen Admittanz aus Resonatormessungen [Marksteiner et al., 2010]. In Kapitel 5 wird dieser Ansatz näher untersucht.

Während der Designphase werden 1D-Methoden den 2D- und 3D-Methoden vorgezogen, da es die 1D-Methoden erst ermöglichen schnelle Optimierungszyklen des Lagenstapels durchzuführen. Um höhere Moden und die auftretenden lateralen akustischen Effekte zu beschreiben, werden z.B. 3D-Finite-Elemente-Methoden herangezogen. Diese sind aber für Spiegeltyp-Resonatoren sehr rechenintensiv. Bei den Untersuchungen in dieser Arbeit wird für die Simulation akustischer Effekte die 1D-Transfer-Matrix-Methode verwendet. Die 1D-Transfer-Matrix-Methode beschreibt die auftretenden akustischen Effekte mit genügend hoher Genauigkeit für die Untersuchungen in dieser Arbeit. Für die Untersuchungen der dominanten Effekte können die lateralen akustischen Effekte vernachlässigt werden. Der Fokus der Untersuchungen in dieser Arbeit sind primär elektromagnetische Effekte.

Für die Simulation elektromagnetischer Effekte werden in der Regel kommerziell verfügbare Elektromagnetik-Softwareprogramme herangezogen. Wie schon beschrieben, können unterschiedliche numerische Methoden verwendet werden, wie etwa FEM [Fleckenstein, 2009, Koch, 2010], FDTD [Schuh, 2003, Sayfullah et al., 2005], FI [Bilzer, 2005] oder MoM [Fleckenstein, 2009]. Es gibt auch Simulationsmethoden, welche 2D- und 3D-Algorithmen verwenden, um Ersatzschaltungen des ganzen Bauelementes zu extrahieren und diese anschließend mit der akustischen Ersatzschaltung zu kombinieren [Milsom et al., 2002, Sayfullah et al., 2005]. Ein relativ einfaches BAW-Filter- oder Duplexer-Modell kann simuliert werden, indem das Filter-Layout, Gehäuse und eventuell die Platine mit konzentrierten Ersatzschaltungen approximiert werden. An dieses approximierte (elektromagnetische) Modell wird dann noch die akustische Ersatzschaltung verschaltet [Marksteiner et al., 2010]. Fortgeschrittene Simulationsmethoden modellieren das gesamte Bauteil in 3D. Diese Modelle können den Chip, das Gehäuse und die Platine mit hoher Genauigkeit beschreiben. Die 3D-Methoden, die das gesamte Bauteil modellieren, sind in der Regel rechenintensiv. In dieser Arbeit wird, wie im vorherigen Kapitel beschrieben, Ansys HFSS [Ansys, 2015] für elektromagnetische Simulationen verwendet. Diese Software setzt für die Lösung der Feldgleichungen die 3D-FEM ein. So können alle auftretenden elektromagnetischen Effekte mit sehr hoher Genauigkeit berechnet werden.

In diesem Kapitel wird die *separate* Simulationsmethode näher untersucht, welche interne Ports als Schnittstelle zwischen den akustischen und elektromagnetischen Effekten nutzt. Durch die Verwendung interner Ports als Schnittstelle werden parasitäre elektromagnetische Effekte induziert. Die parasitären Effekte der internen Ports werden in dieser Arbeit in Detail untersucht und Maßnahmen zur Reduzierung der parasitären Effekte werden erarbeitet. Anhand von Messungs-Rechnungs-Vergleichen werden diese Maßnahmen geprüft. Des Weiteren wird eine neuartige Methode zur kombinierten Simulation akustischer und elektromagnetischer Effekte vorgestellt. Die Grundidee der kombinierten Simulationsmethode ist es, die akustischen Effekte im Elektromagnetik-Simulator zu integrieren, indem eine äquivalente Permittivität für das Piezomaterial definiert wird. Verifiziert wird diese neuartige Methode durch Messungs-Rechnungs-Vergleiche. Die Vor- und Nachteile der kombinierten Simulationsmethode werden anschließend diskutiert.

3.2. Separate Simulation akustischer und elektromagnetischer Effekte

3.2.1. Interne Ports

In HFSS wird ein interner Port als rechteckige Fläche, welche an der Bottom- und Top-Elektrode anliegt, definiert. Alle Kanten der internen Ports, die nicht Metalle berühren, werden als perfekte magnetische Grenzlinien behandelt. Für einen rechteckigen internen Port sind die elektrischen Felder parallel zu diesen magnetischen Grenzlinien angeordnet. In Abbildung 3.1 ist ein Beispiel eines internen Ports zu sehen. Auf der Oberfläche des rechteckigen internen Ports fließen Ströme, welche eine parasitäre Induktivität verursachen. Mehr Informationen zum Thema Ports in HFSS finden sich unter [HFSS-Dokumentation, 2015].

Der parasitäre Effekt, induziert durch die internen Ports als Schnittstelle, wird mit Hilfe einer Resonator-Ersatzschaltung analysiert. Dabei werden nur die elektromagnetischen Effekte für die Ersatzschaltung betrachtet. Die nachfolgenden Ersatzschaltungen beziehen sich auf elektromagnetische Resonatorsimulationen mit einem internen Port zwischen Top- und Bottom-Elektrode. Abbildung 3.2 zeigt die Ersatzschaltung eines Resonators im Leerlauf und ohne akustische Effekte. Diese Ersatzschaltung ergibt sich, indem der interne Port nicht beschaltet wird (Leerlauf). L ist hier die Induktivität und R der Widerstand der Zuleitungen und Elektroden. C beschreibt die Kapazität zwischen den Elektroden.

Abbildung 3.3 zeigt die Ersatzschaltung eines kurzgeschlossenen Resonators. Hier wurden die Top- und Bottom-Elektroden kurzgeschlossen, indem die Induktivität

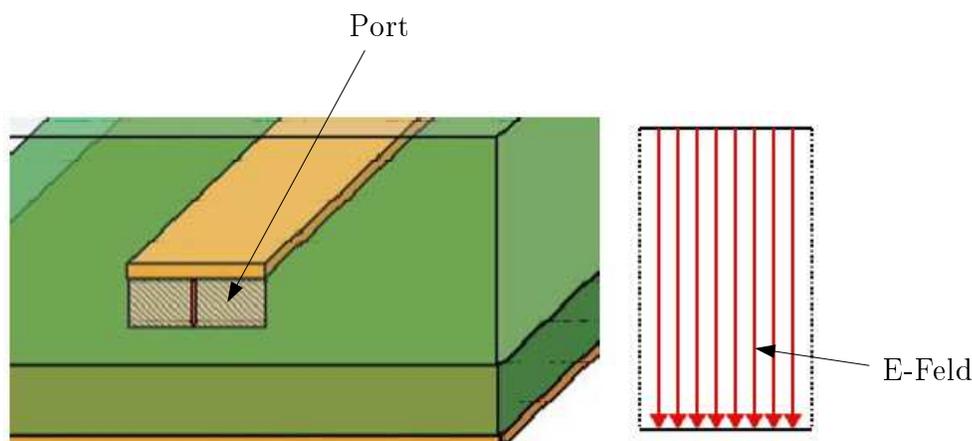


Abbildung 3.1.: Beispiel für einen internen Port in HFSS [HFSS-Dokumentation, 2015].

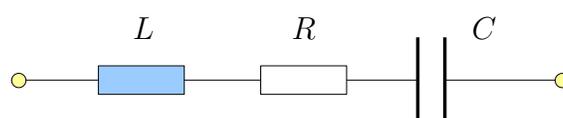


Abbildung 3.2.: Elektromagnetische Ersatzschaltung eines im Leerlauf betriebenen Resonators.

L_s des internen Ports zwischen der Top- und Bottom-Elektrode verschaltet wird. In der verwendeten 3D-FEM wird der interne Port als ein unendlich dünnes und perfekt leitendes Flächenelement zwischen der Top- und Bottom-Elektrode realisiert. Die Induktivität L_s wird parallel zur Kapazität C geschaltet. Die Induktivität L , der Widerstand R und Kapazität C sind im Leerlauf- und Kurzschluss-Modus gleich, da sich die Struktur des Resonators nicht ändert.

In Abbildung 3.4 ist ein modifiziertes Butterworth-Van-Dyke-Modell eines BAW-Resonators gezeigt. Dieses Modell besteht aus dem Akustik- und den Elektromagnetik-Zweig. Die Ersatzschaltungselemente L , R , C und L_s beschreiben die elektromagnetischen Effekte. R_a , L_a , C_a beschreiben die akustischen Effekte. In der Realität

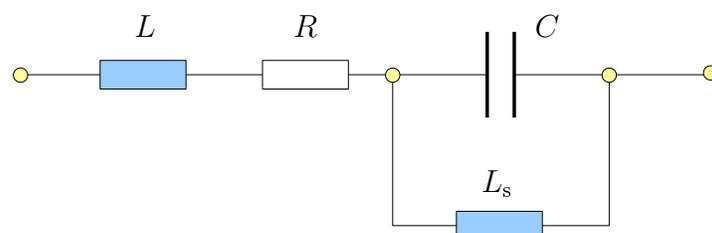


Abbildung 3.3.: Elektromagnetische Ersatzschaltung eines kurzgeschlossenen Resonators. L_s beschreibt die Induktivität des internen Ports.

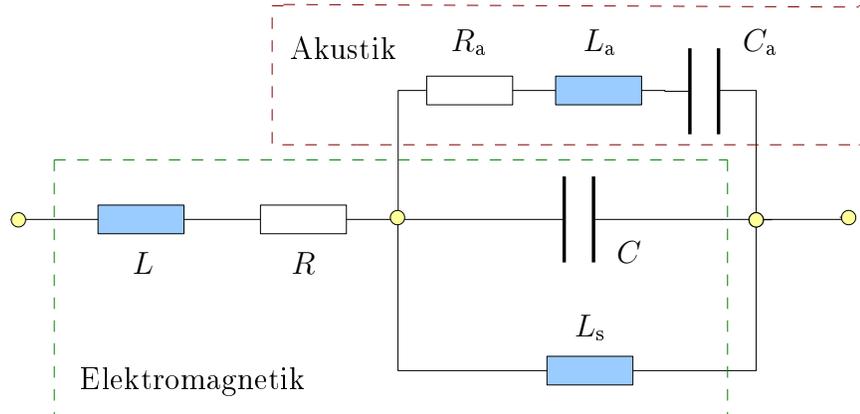


Abbildung 3.4.: Modifiziertes Butterworth-Van-Dyke-Modell mit der Port-Induktivität L_s . Das originale BvD-Modell wurde modifiziert, sodass die Induktivität L_s parallel zum akustischen Zweig geschaltet wird. Die akustischen Elemente R_a , L_a und C_a entsprechen der Admittanz, welche mit dem 1D-Transfer-Matrix-Modell berechnet wurde. R , L , L_s und C werden in der elektromagnetischen Simulation berechnet.

existiert die Induktivität L_s des internen Ports nicht. In der separaten Simulationsmethode wird L_s in der elektromagnetische Simulation erzeugt und soll so klein wie möglich gehalten werden, damit die Simulationsergebnisse nicht verfälscht werden.

Wie bereits erwähnt, werden die internen Ports bei der verwendeten 3D-FEM als ein unendlich dünnes und perfekt leitendes Flächenelement zwischen der Top- und Bottom-Elektrode realisiert. Geometrisch bleiben noch zwei Freiheitsgrade den internen Port zu realisieren, nämlich die Port-Länge und die Orientierung (Position). Anhand von Resonator-Simulationen werden die Einflüsse der Port-Länge und -Orientierung untersucht und es werden unterschiedliche Resonatorkonfigurationen betrachtet. Die Einflüsse dieser zwei Variationen werden durch das Fitzen der simulierten elektromagnetischen Resonatoradmittanzen an die Leerlauf- und Kurzschluss-Ersatzschaltungen analysiert. Die Ersatzschaltungselemente werden mit Hilfe eines proprietären numerischen Optimierungs-Algorithmus an die elektromagnetischen Resonatoradmittanzen gefittet. Wie später gezeigt wird, hängt die Port-Induktivität L_s von der Port-Länge, der Orientierung der Ports und der geometrischen Konfiguration der Resonator-Anregung ab. Die Resonator-Anregung hängt von der Konfiguration und Anzahl der Zuleitungen ab. Im Filter-Layout können Resonatoren unterschiedliche Resonator-Anregungen haben. Es werden nachfolgend diverse Anregungs-Szenarien berücksichtigt und der Einfluss der Port-Länge und Orientierung in diesen Szenarien wird untersucht. Die Effekte der Port-Induktivitäten auf Duplexer-Simulationen werden anschließend angesprochen.

Abbildungen 3.5 und 3.8 zeigen Draufsichten auf Resonatoren mit *parallelen* und

senkrechten Zuleitungen. Alle hier untersuchten Resonatoren haben quadratische Elektroden. Die Elektroden liegen exakt übereinander. In den Abbildungen werden die Elektroden zur besseren Veranschaulichung etwas versetzt dargestellt. Es werden die Top- und Bottom-Elektrode mit Zuleitungen und der interne Port dargestellt. Der Resonator wird an den Zuleitungen durch Ports angeregt. Die Ports sind hier nicht dargestellt. Der interne Port, hier in der Draufsicht als grünes Rechteck dargestellt, wird zwischen Top- und Bottom-Elektrode definiert. Die Höhe des internen Ports ist durch die Piezoschichtdicke gegeben. l_{port} ist hier die Port-Länge und α der Winkel bezüglich der eingezeichneten Koordinaten.

3.2.2. Induktive Effekte durch interne Ports

Das Ziel der Untersuchungen ist es, die optimalen Parameter l_{port} und α für eine minimale Port-Induktivität L_s zu finden. Dabei ist es wichtig, unterschiedliche Resonatoranordnungen zu berücksichtigen. Als Piezomaterial zwischen den Elektroden wird AlN simuliert. Die Resonatoradmittanzen werden von 50 MHz bis 6 GHz simuliert. Es wurde hier ein typischer Resonator simuliert. Als erstes werden die Ersatzschaltungselemente (C , L and R) für den Leerlauf-Modus (Abbildung 3.2) an die Simulation im Leerlauf-Betrieb gefittet. Anschließend werden diese gefitteten Werte in der Kurzschluss-Ersatzschaltung (Abbildung 3.3) verwendet, um L_a zu fitten. Der Effekt unterschiedlicher l_{port} und α auf die Port-Induktivität L_s wird nachfolgend für diverse Anregungs-Szenarien analysiert.

Parallele Zuleitungen

Abbildung 3.5 veranschaulicht den hier untersuchten Resonator mit parallelen Zuleitungen. Der Resonator wurde mit unterschiedlichen Port-Längen l_{port} und Winkeln α simuliert. In Tabelle 3.6 sind die gefitteten Ersatzschaltungselemente für eine Simulation mit einem quadratischen (Port-Länge ist gleich der Piezoschichtdicke) internen Port aufgelistet. Der quadratische, interne Port wird nachfolgend *punktförmiger* Port genannt. Die Port-Induktivität L_0 des punktförmigen Ports wird hier als Referenz herangezogen. Abbildung 3.7 zeigt die normierten Werte für die Port-Induktivität in Abhängigkeit vom Winkel α (von 0° bis 90°) und für unterschiedliche Port-Längen ($l_{port} = 50 \mu\text{m}$, $110 \mu\text{m}$ und $200 \mu\text{m}$). Die Port-Induktivitäten wurden auf die punktförmige Port-Induktivität normiert ($L_s/L_0 - 1$). Aus Abbildung 3.7 geht hervor, dass minimale Port-Induktivitäten für breite Ports und kleine Winkel erreichbar sind.

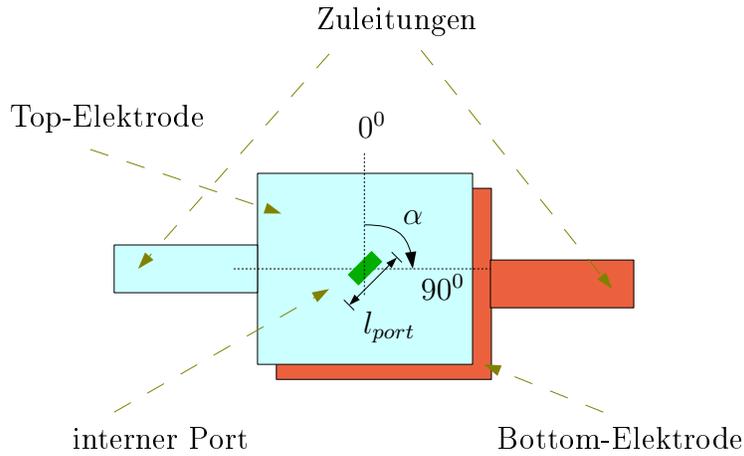


Abbildung 3.5.: Draufsicht auf einen Resonator mit parallelen Zuleitungen. Die Port-Länge l_{port} und der Winkel α sind gekennzeichnet.

punktförmiger Port	
R [Ω]	1,0096
C [pF]	2,4368
L [nH]	0,1567
$L_s = L_0$ [pH]	8,9974

Abbildung 3.6.: Gefittete Ersatzschaltungselemente für den punkt förmigen Port mit parallelen Zuleitungen.

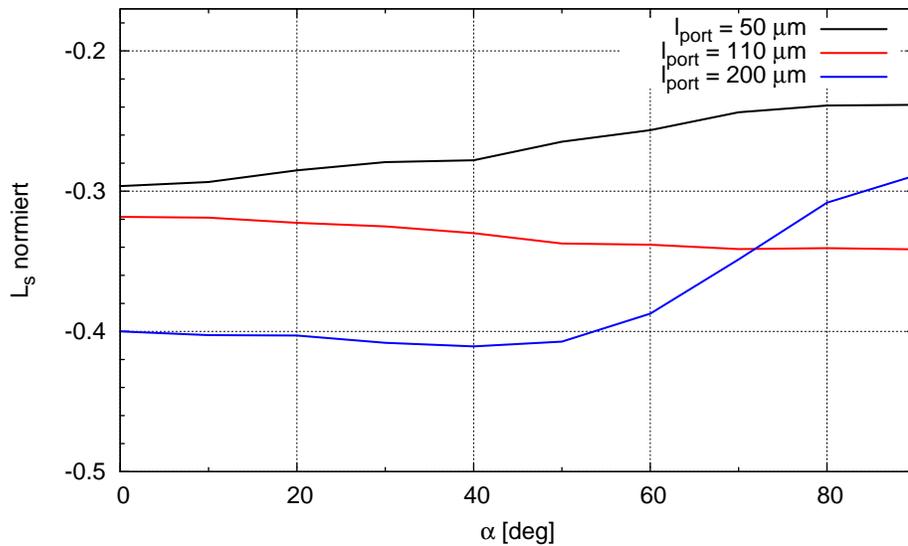


Abbildung 3.7.: Normierte Port-Induktivität für parallele Zuleitungen. Die Port-Induktivitäten wurden auf die punkt förmige Port-Induktivität normiert ($L_s/L_0 - 1$).

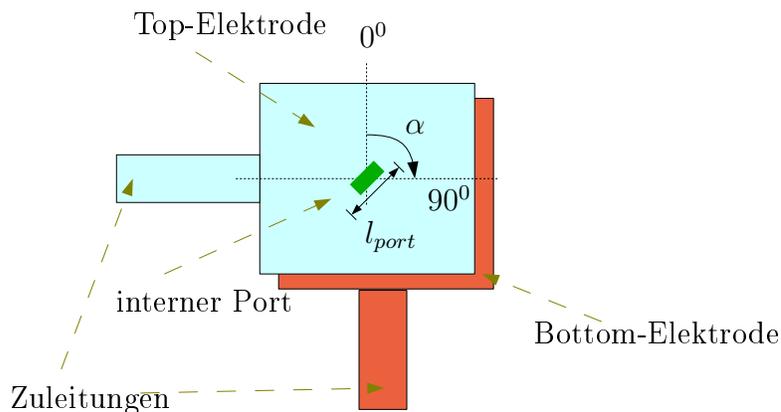


Abbildung 3.8.: Draufsicht auf einen Resonator mit senkrechten Zuleitungen. Die Port-Länge l_{port} und der Winkel α sind gekennzeichnet.

punktförmiger Port	
R [Ω]	1,0177
C [pF]	2,4372
L [nH]	0,1411
$L_s = L_0$ [pH]	9,3192

Abbildung 3.9.: Gefittete Ersatzschaltungselemente für den punktformigen Port mit senkrechten Zuleitungen.

Senkrechte Zuleitungen

In Abbildung 3.8 ist ein Resonator mit senkrechten Zuleitungen zu sehen. Für diesen Fall wurde der Winkel α von 0° bis 170° variiert. Tabelle 3.9 listet die gefitteten Ersatzschaltungselementewerte für die Simulation mit dem punktformigen Port. Abbildung 3.10 zeigt die normierten Port-Induktivitäten in Abhängigkeit vom Winkel α und der Port-Länge l_{port} . Gemäß diesen Ergebnissen lässt sich die minimale Port-Induktivität für breite Ports und $\alpha \approx 45^\circ$ erzielen.

Senkrechte und parallele Zuleitungen

In der Realität können Resonatoren mehrere Zuleitungen haben, die unterschiedliche Konfigurationen aufweisen. Zwei mögliche Konfigurationen mit drei Zuleitungen sind in Abbildungen 3.11 und 3.13 dargestellt. Diese Konfigurationen bestehen im Prinzip aus einem Mix aus senkrechten und parallelen Zuleitungen. Die hier als *Fall 1* gekennzeichnete Konfiguration (Abb. 3.11) wird an der Top-Elektrode angeregt, wobei die zwei restlichen Zuleitungen an Masse anliegen. So wird ein Stromfluss von der Top-Elektrode zu den zwei Zuleitungen simuliert. Im *Fall 2* (Abb. 3.13)

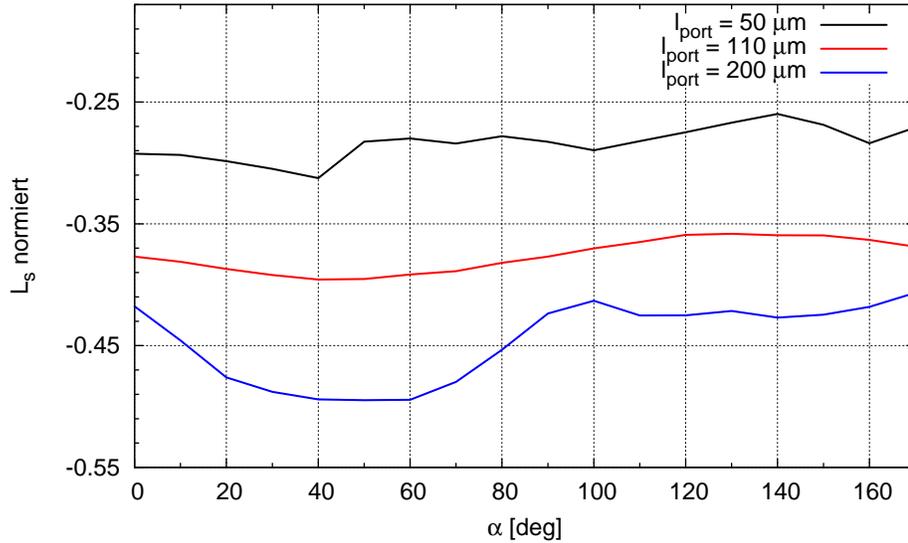


Abbildung 3.10.: Normierte Port-Induktivität für senkrechte Zuleitungen. Die Port-Induktivitäten wurden auf die punktförmige Port-Induktivität normiert ($L_s/L_0 - 1$).

wird der Resonator, wie gezeigt, an der Bottom-Elektrode angeregt. Die zwei restlichen Zuleitungen werden auf Masse gelegt. In Abbildungen 3.12 und 3.14 sind die normierten Port-Induktivitäten für Fall 1 und Fall 2 aufgetragen. Die hier gezeigten normierten Port-Induktivitäten sind jeweils auf die punktförmige Port-Induktivität normiert.

Die Resonatoren aus Fall 1 und Fall 2 sind mit jeweils zwei Zuleitungen zu Masse verbunden. Mit dieser Methode lässt sich der Stromfluss für diese Fälle simulieren. Abbildung 3.15 zeigt den Resonator aus Fall 1 ohne die Verbindungen zur Masse. Es werden hier zusätzlich die Anregungs-Ports 1, 2 und 3 gekennzeichnet. Die blauen Pfeile veranschaulichen hier den Stromfluss von Port 1, welcher auch in Fall 1 auftritt. Für den Stromfluss von Port 2 zu Port 1, gekennzeichnet mit dem grünen Pfeil, ergibt sich die Konfiguration aus dem Fall mit den parallelen Zuleitungen. Der Stromfluss von Port 3 zu Port 1 (roter Pfeil) wird durch den Fall mit den senkrechten Zuleitungen beschrieben. Um den Effekt aller drei Fälle zu berücksichtigen (siehe Abbildungen 3.7, 3.10 und 3.12), wird durch Superposition der extrahierten Port-Induktivitäten ein Mittelwert aus diesen drei Fällen gebildet. Die effektive Port-Induktivität wird in Abbildung 3.16 dargestellt. In dieser Darstellung wurden die Winkel so angepasst, dass die Koordinaten aus Abbildung 3.11 gelten. Für diese Resonator Konfiguration folgt, dass die optimalen Werte für die Port-Induktivität durch breite Ports und Winkel $\alpha \approx 30^\circ$ erzielt werden können.

Mit analoger Vorgehensweise wird auch die Resonator Konfiguration aus Abbildung

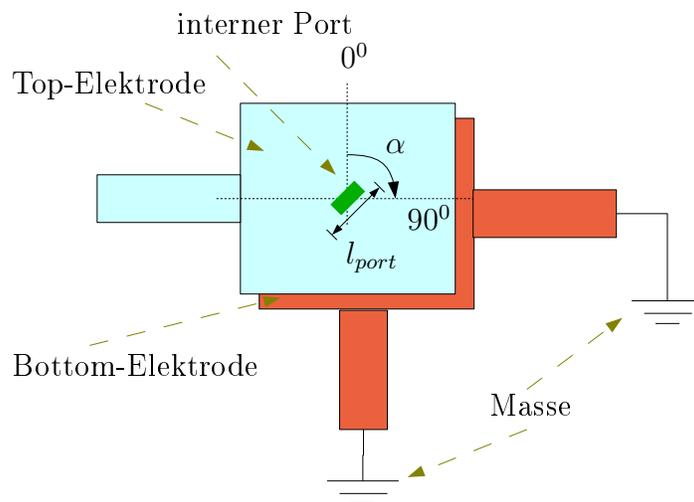


Abbildung 3.11.: Fall 1: Draufsicht auf einen Resonator mit senkrechten und parallelen Zuleitungen. In diesem Fall wird der Resonator an der Top-Elektrode angeregt. Die restlichen zwei Zuleitungen sind auf Masse gelegt. Die Port-Länge l_{port} und der Winkel α werden gekennzeichnet.

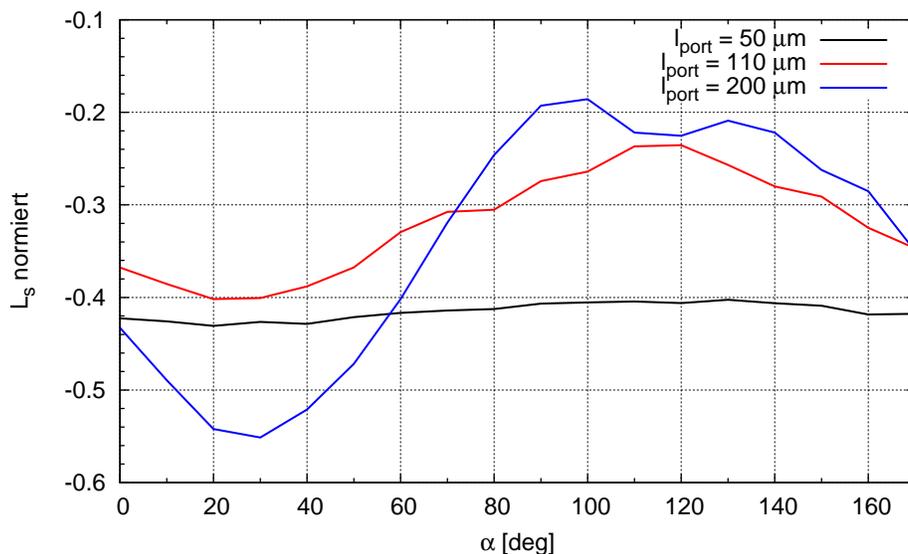


Abbildung 3.12.: Normierte Port-Induktivität für Fall 1. Die Port-Induktivitäten wurden auf die punktförmige Port-Induktivität normiert ($L_s/L_0 - 1$).

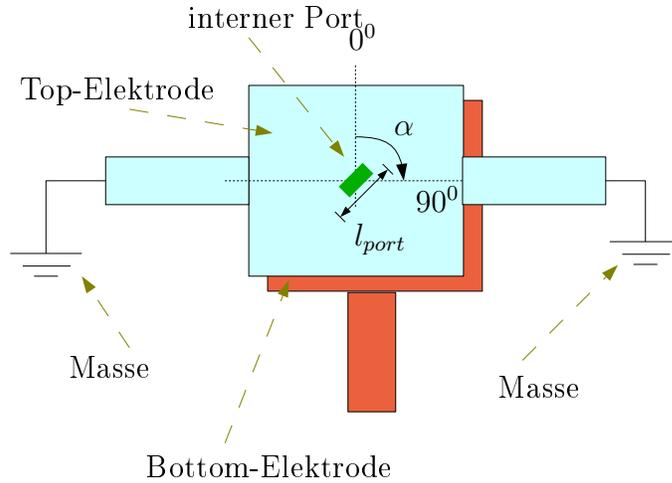


Abbildung 3.13.: Fall 2: Draufsicht auf einen Resonator mit senkrechten und parallelen Zuleitungen. In diesem Fall wird der Resonator an der Bottom-Elektrode angeregt. Die restlichen zwei Zuleitungen sind auf Masse gelegt. Die Port-Länge l_{port} und der Winkel α werden gekennzeichnet.

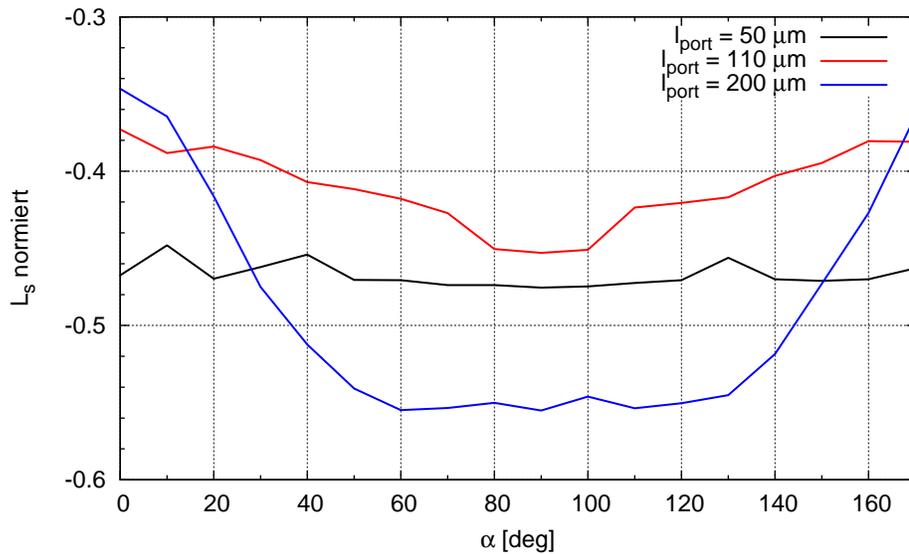


Abbildung 3.14.: Normierte Port-Induktivität für Fall 2. Die Port-Induktivitäten wurden auf die punktförmige Port-Induktivität normiert ($L_s/L_0 - 1$).

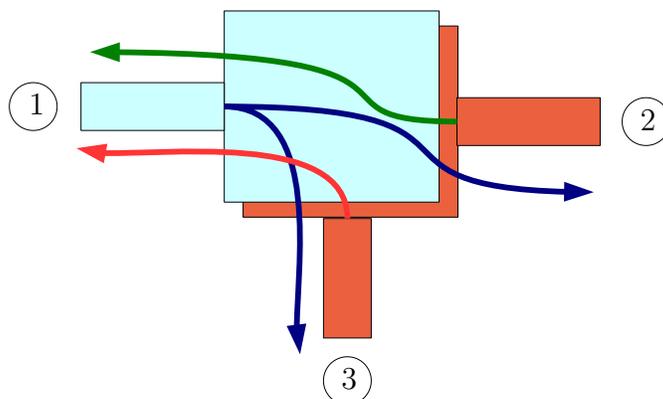


Abbildung 3.15.: Resonatorconfiguration aus dem Fall 1. Die blauen Pfeile deuten die Stromflüsse von Fall 1 an. Der grüne Pfeil zeigt den Fall mit den parallelen Zuleitungen und der rote Pfeil den Fall mit den senkrechten Zuleitungen. Für diese Resonatorconfiguration wird durch Superposition ein Mittelwert für den Effekt der Port-Induktivitäten aus den drei Fällen gebildet.

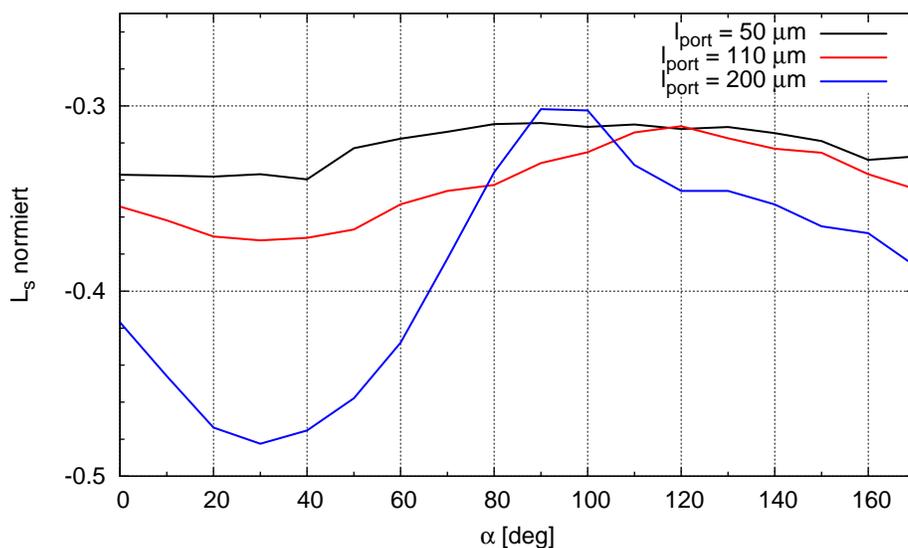


Abbildung 3.16.: Normierte Port-Induktivität für die Konfiguration aus Abbildung 3.15. Die Port-Induktivitäten entstehen durch Superposition der drei auftretenden Fälle. Es wird der Mittelwert der drei Fälle gezeigt. Der Winkel entspricht den Koordinaten aus Abbildung 3.11.

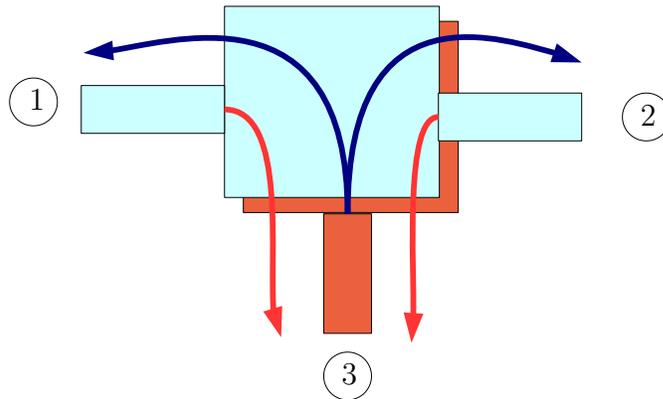


Abbildung 3.17.: Resonatoranordnung aus Fall 2. Die blauen Pfeile deuten die Stromflüsse von Fall 2 an und die roten Pfeile den Fall mit den senkrechten Zuleitungen. Der Fall mit den senkrechten Zuleitungen wird hier zwei Mal berücksichtigt (von Port 1 zu Port 3 und von Port 2 zu Port 3). Für diese Resonatoranordnung wird durch Superposition ein Mittelwert für den Effekt der Port-Induktivitäten aus den drei Fällen gebildet.

3.17 analysiert. Diese entspricht der Konfiguration aus Fall 2 ohne die Masseverbindungen. Für diese Resonatoranordnung treten grundsätzlich Stromflüsse wie in Fall 2 (durch blaue Pfeile angedeutet von Port 3 zu den Ports 1 und 2) und zwei Mal der Fall mit senkrechten Zuleitungen (rote Pfeile von Port 1 zu Port 3 und von Port 2 zu Port 3). In Abbildung 3.18 ist der durch Superposition berechnete Mittelwert der Port-Induktivitäten aufgetragen. Aus der Analyse geht hervor, dass eine optimale Port-Induktivität hier für breite Ports und Winkel von $\alpha \approx 60^\circ$ und $\alpha \approx 120^\circ$ erreicht werden kann.

3.2.3. Einfluss des Port-Setups auf die Resonator-Performance mit akustischen Effekten

Um den Effekt der Port-Induktivitäten auf Resonatorsimulationen mit akustischen Effekten zu veranschaulichen, werden die zwei Fälle mit parallelen und senkrechten Zuleitungen analysiert. Hierzu werden für die zwei Resonatoranordnungen aus Abbildungen 3.5 und 3.8 die akustischen und elektromagnetischen Effekte simuliert und anschließend zur Resonatoradmittanz kombiniert. Die evaluierten Resonanzfrequenzen bleiben unverändert bei Variation der Port-Länge l_{port} und der Orientierung α , das heißt, dass der Einfluss auf die Induktivität L und die statische Kapazität C unbedeutend ist. Der Einfluss der Variationen der Port-Länge und der Orientierung auf simulierte Resonatoradmittanzen lässt sich an den Widerstandswerten R_s und R_p ausmachen. Diese Widerstandswerte ergeben sich aus dem Realteil der simulierten Resonatoradmittanzen bei der Resonanzfrequenz f_r

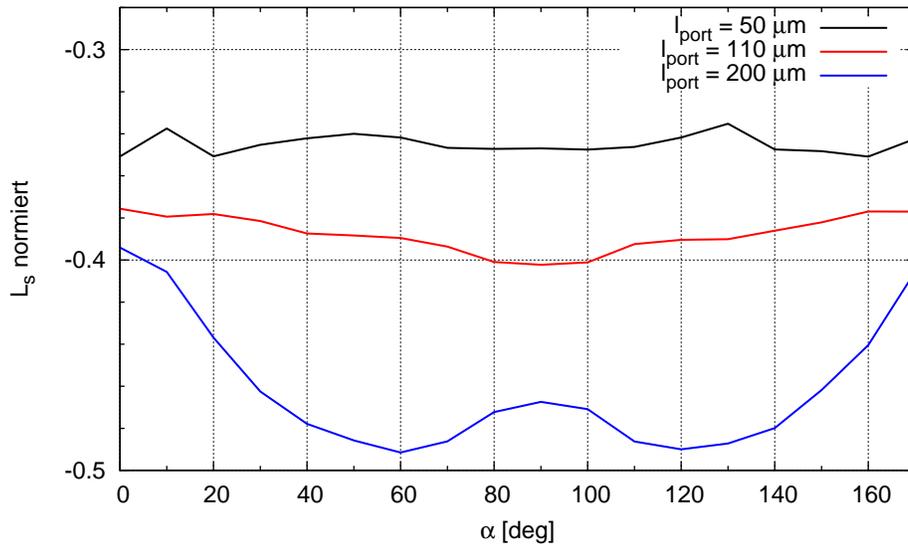


Abbildung 3.18.: Normierte Port-Induktivität für die Konfiguration aus Abbildung 3.17. Die Port-Induktivitäten entstehen durch Superposition der drei auftretenden Fälle. Es wird der Mittelwert der drei Fälle gezeigt. Der Winkel entspricht den Koordinaten aus Abbildung 3.13.

für R_s und bei der Anti-Resonanzfrequenz f_a für R_p . Die Widerstandswerte für unterschiedliche Port-Längen und Orientierungen bei der Resonanzfrequenz für parallele und senkrechte Zuleitungen sind in Abbildungen 3.19 und 3.20 gezeigt. Bei der Anti-Resonanzfrequenz werden die Widerstandswerte für parallele und senkrechte Zuleitungen in Abbildungen 3.21 und 3.22 dargestellt. Des Weiteren, sind in Abbildungen 3.23 und 3.24 die Güte Q_t bei der Resonanzfrequenz für die zwei Resonatorkonfigurationen aufgetragen.

3.2.4. Zusammenfassung

Die optimale Länge und Orientierung der internen Ports für Resonatorsimulationen wurde systematisch untersucht. Es wurden für unterschiedliche Resonatorkonfigurationen optimale Parameter erarbeitet. Grundsätzlich lässt sich hier für interne Ports die Schlussfolgerung ziehen, dass der induktive Effekt minimiert werden kann, indem möglichst breite Ports verwendet werden. Der induktive Effekt kann weiter minimiert werden, wenn die internen Ports zusätzlich so platziert werden, dass der Stromvektor (Stromfluss von einer Zuleitung in die andere) orthogonal zur Port-Fläche liegt. Hierdurch werden die Stromverzerrungen minimiert und dadurch auch die induzierte Induktivität. Anhand von Oberflächenströmen an den Top- und Bottom-Elektroden wird der Effekt der Stromverzerrungen veranschaulicht.

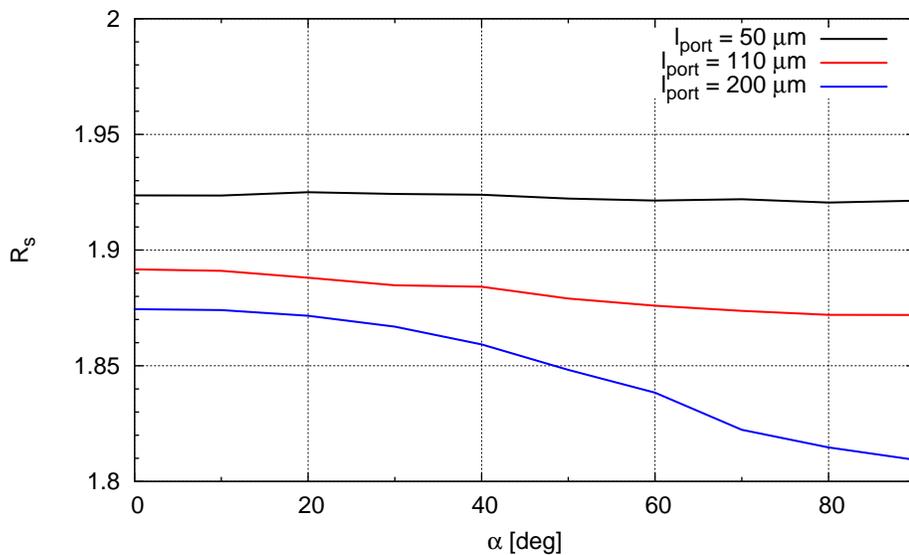


Abbildung 3.19.: Widerstandswerte bei der Resonanzfrequenz für einen Resonator mit parallelen Zuleitungen aus Abbildung 3.5 in Abhängigkeit von der Port-Länge und der Orientierung.

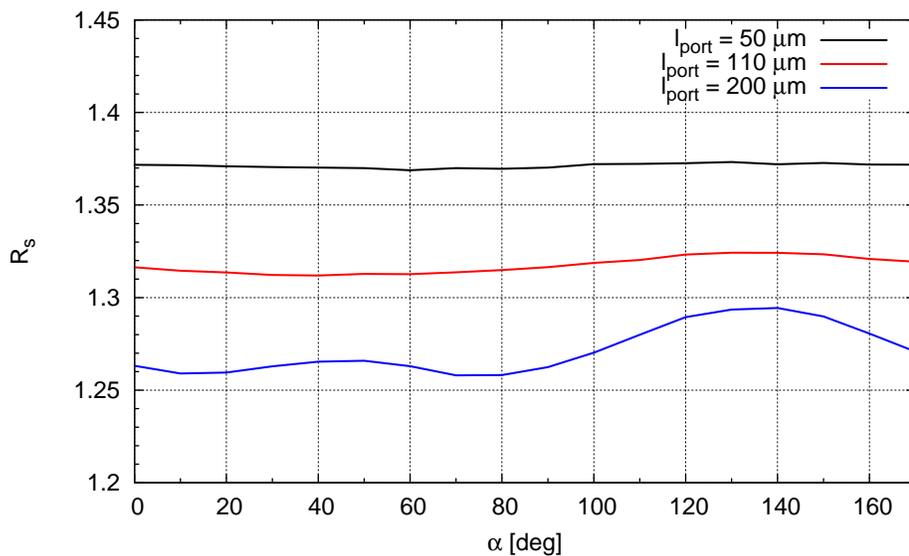


Abbildung 3.20.: Widerstandswerte bei der Resonanzfrequenz für einen Resonator mit senkrechten Zuleitungen aus Abbildung 3.8 in Abhängigkeit von der Port-Länge und der Orientierung.

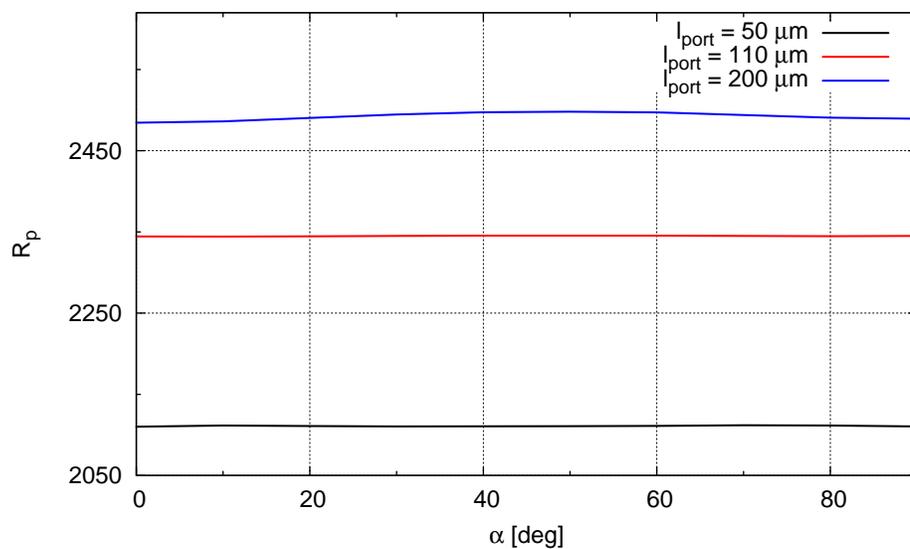


Abbildung 3.21.: Widerstandswerte bei der Anti-Resonanzfrequenz für einen Resonator mit parallelen Zuleitungen aus Abbildung 3.5 in Abhängigkeit von der Port-Länge und der Orientierung.

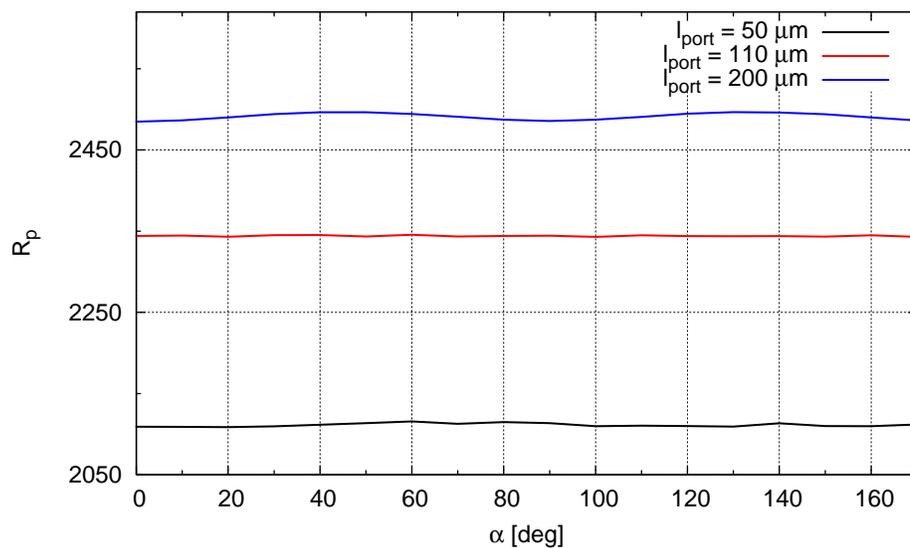


Abbildung 3.22.: Widerstandswerte bei der Anti-Resonanzfrequenz für einen Resonator mit senkrechten Zuleitungen aus Abbildung 3.8 in Abhängigkeit von der Port-Länge und der Orientierung.

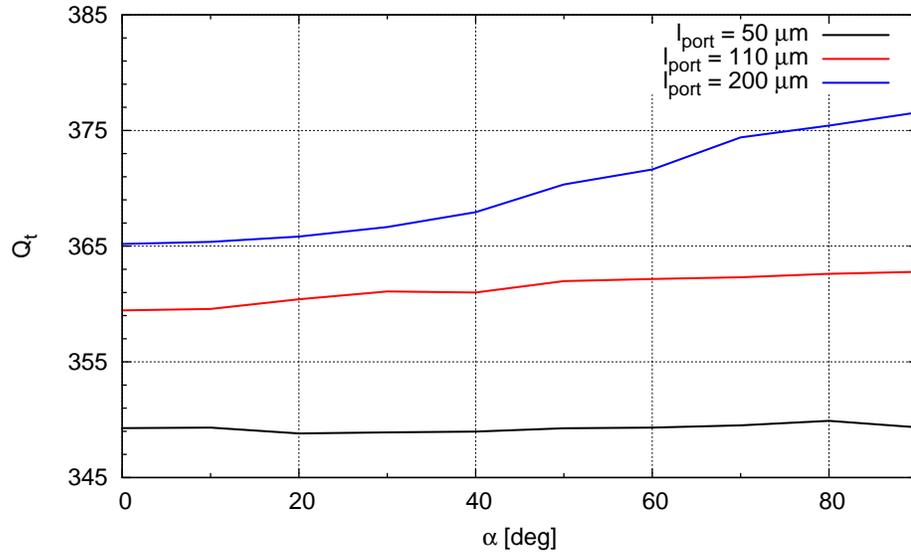


Abbildung 3.23.: Güte für einen Resonator mit parallelen Zuleitungen aus Abbildung 3.5 in Abhängigkeit von der Port-Länge und der Orientierung.

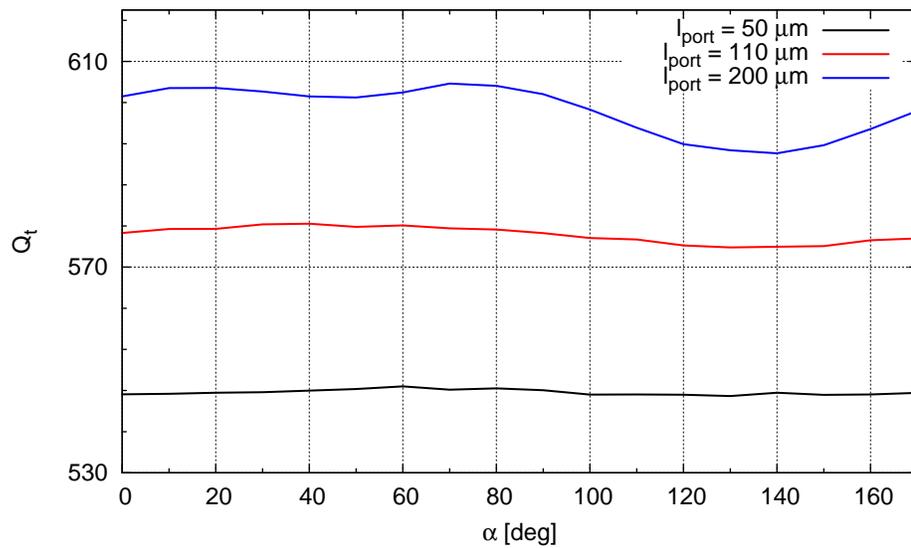


Abbildung 3.24.: Güte für einen Resonator mit senkrechten Zuleitungen aus Abbildung 3.8 in Abhängigkeit von der Port-Länge und der Orientierung.

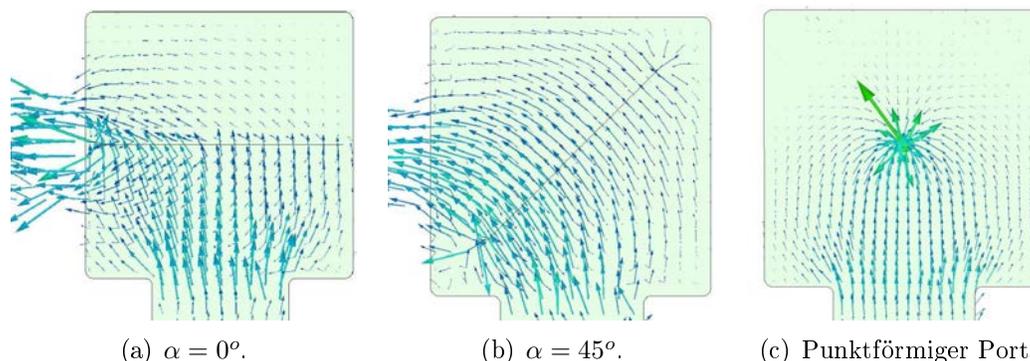


Abbildung 3.25.: Vektoren der Oberflächenströme auf der Bottom-Elektrode für einen Resonator mit senkrechten Zuleitungen (siehe Abbildung 3.8).

In Abbildungen 3.25(a) - 3.25(c) werden die Vektoren der Oberflächenströme auf der Bottom-Elektrode für den Resonator mit senkrechten Zuleitungen dargestellt. Es sind Stromvektoren zu sehen für breite Ports mit $\alpha = 0^\circ$, $\alpha = 45^\circ$ und einem punktförmigen Port. Abbildungen 3.26-3.28 zeigen die Vektoren der Oberflächenströme auf den Top- und Bottom-Elektroden für die Resonatorconfiguration aus Fall 1 für unterschiedliche Winkel $\alpha = 0^\circ, 30^\circ$ und 90° . Analog zu diesen Darstellungen sind in den Abbildungen 3.29-3.31 die Vektoren der Oberflächenströme für die Resonatorconfiguration aus Fall 2 zu sehen. Der simulierte Stromfluss von einer Zuleitung in die andere wird durch die Position und geometrische Form des internen Ports beeinflusst. Die durch den Port induzierten Stromverzerrungen bewirken eine Veränderung der Magnetfelder und verursachen zusätzliche induktive Effekte. Der parasitäre Effekt der Stromverzerrungen wird minimiert, wenn die internen Ports so platziert werden, dass der simulierte Stromfluss den in der Realität auftretenden Stromfluss bestmöglich nachbildet. Die hier gewonnenen Erkenntnisse können, wie nachfolgend gezeigt, für ganze Filter und Duplexer angewandt werden. Neben dem Einsatz in BAW-Resonator-Simulationen können die hier erarbeiteten Ergebnisse auch in beliebigen anderen elektromagnetischen Simulationen zum Einsatz kommen. Bei Simulationen, in denen die parasitären Effekte der Ports eine wichtige Rolle spielen und das Simulationsergebnis durch den Effekt der Ports entscheidend verändert wird, kann diese Methode den parasitären Effekt minimieren. Als Beispiele sind hier zu erwähnen die Verbindungs-Ports bei separaten Simulationen von Chip, Gehäuse und Platine, die Tuning-Ports, oder Ports für die Anbindung diskreter Komponenten.

Im Anhang A ist eine weiterführende Untersuchung der *verteilten Ports* zu finden. Bei dieser Methode werden mehrere interne Ports für einen Resonator verwendet. Wegen der hohen Rechenintensivität wurde die Methode der verteilten Ports nicht näher für Filter- oder Duplexer-Simulationen untersucht.

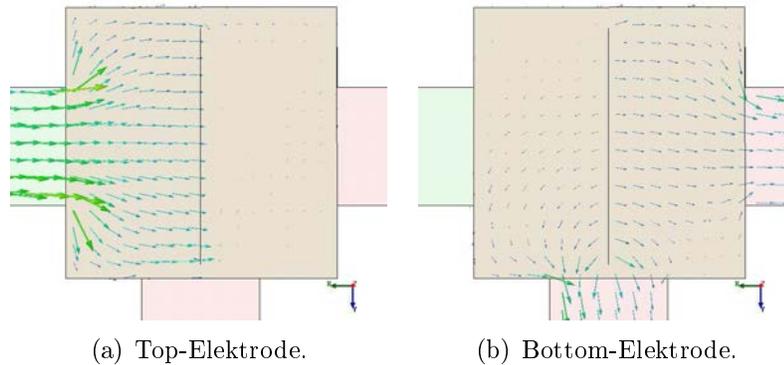


Abbildung 3.26.: Vektoren der Oberflächenströme für die Resonatorkonfiguration aus Fall 1 (siehe Abbildung 3.11). Es sind Vektoren der Oberflächenströme auf der Top- und Bottom-Elektrode für $\alpha = 0^\circ$ gezeigt.

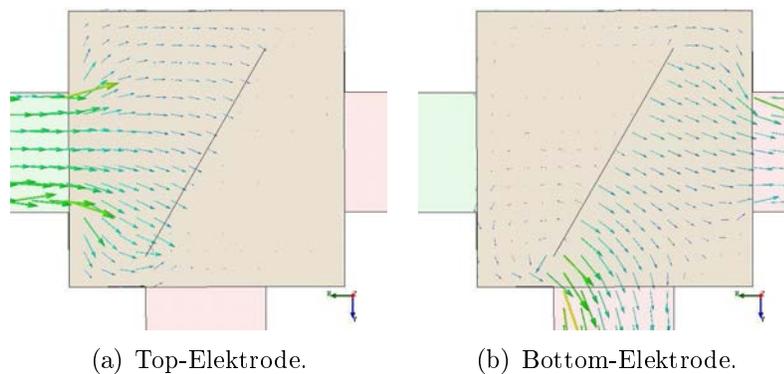


Abbildung 3.27.: Vektoren der Oberflächenströme für die Resonatorkonfiguration aus Fall 1 (siehe Abbildung 3.11). Es sind Vektoren der Oberflächenströme auf der Top- und Bottom-Elektrode für $\alpha = 30^\circ$ gezeigt.

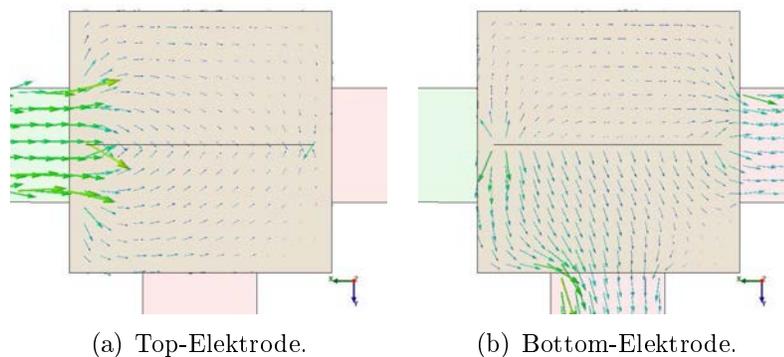


Abbildung 3.28.: Vektoren der Oberflächenströme für die Resonatorkonfiguration aus Fall 1 (siehe Abbildung 3.11). Es sind Vektoren der Oberflächenströme auf der Top- und Bottom-Elektrode für $\alpha = 90^\circ$ gezeigt.

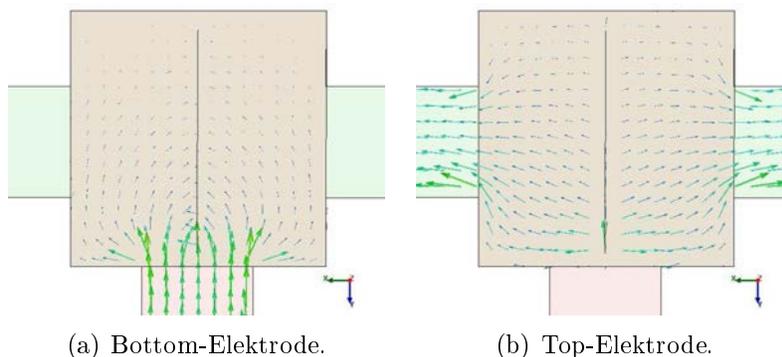


Abbildung 3.29.: Vektoren der Oberflächenströme für die Resonatorkonfiguration aus Fall 2 (siehe Abbildung 3.13). Es sind Vektoren der Oberflächenströme auf der Top- und Bottom-Elektrode für $\alpha = 0^\circ$ gezeigt.

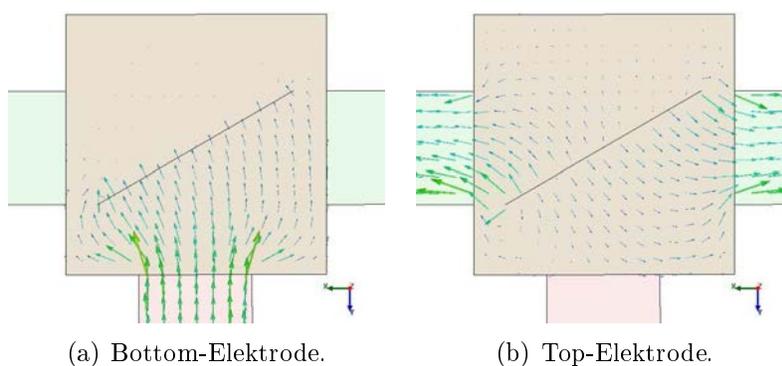


Abbildung 3.30.: Vektoren der Oberflächenströme für die Resonatorkonfiguration aus Fall 2 (siehe Abbildung 3.13). Es sind Vektoren der Oberflächenströme auf der Top- und Bottom-Elektrode für $\alpha = 60^\circ$ gezeigt.

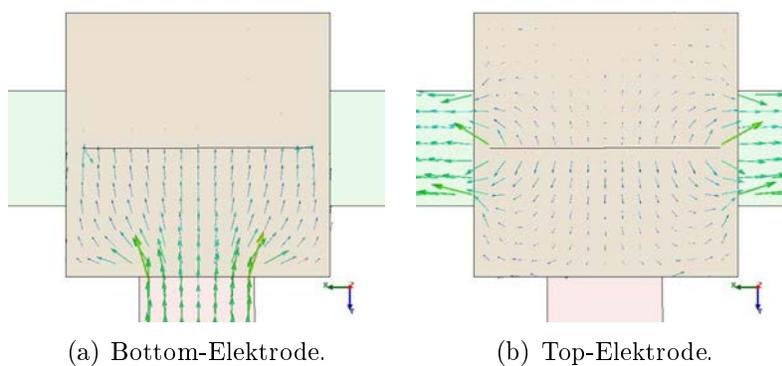


Abbildung 3.31.: Vektoren der Oberflächenströme für die Resonatorkonfiguration aus Fall 2 (siehe Abbildung 3.13). Es sind Vektoren der Oberflächenströme auf der Top- und Bottom-Elektrode für $\alpha = 90^\circ$ gezeigt.

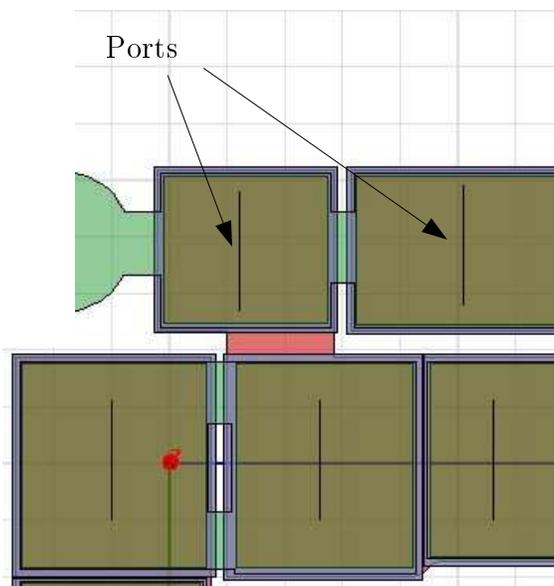


Abbildung 3.32.: Draufsicht auf einen Ausschnitt eines TX-Filters mit vertikal positionierten internen Ports.

3.2.5. Einflüsse des Port-Setups auf die Duplexer-Performance

Der Effekt des Port-Setups auf Duplexer-Simulationen wird hier diskutiert, ohne näher auf die elektromagnetische Duplexer-Simulation einzugehen. Es wurde eine Gesamtsimulation mit Chip, Gehäuse und Platine durchgeführt. So wird die höchst mögliche Genauigkeit mit allen auftretenden Effekten erreicht. Abbildung 3.32 zeigt das zu simulierende TX-Filter mit vertikal angeordneten Ports. Für das RX-Filter wurde das gleiche Vorgehen bei der Port-Definition angewählt. Das RX-Filter ist hier jedoch nicht gezeigt. Das modifizierte Simulations-Setup des TX-Filters ist in Abbildung 3.33 dargestellt. Die internen Ports wurden hier für jeden Resonator mit den gewonnenen Erkenntnissen modifiziert. Um die Port-Induktivität zu minimieren, wurden die Ports für jeden Resonator entsprechend rotiert. Diese Port-Modifikationen wurden analog auch für das RX-Filter durchgeführt. Die simulierte und gemessene Isolation zwischen dem TX- und dem RX-Filter ist in Abbildung 3.34 gezeigt. Es sind die Messung und die zwei Simulationen mit vertikalen und modifizierten Ports zu sehen.

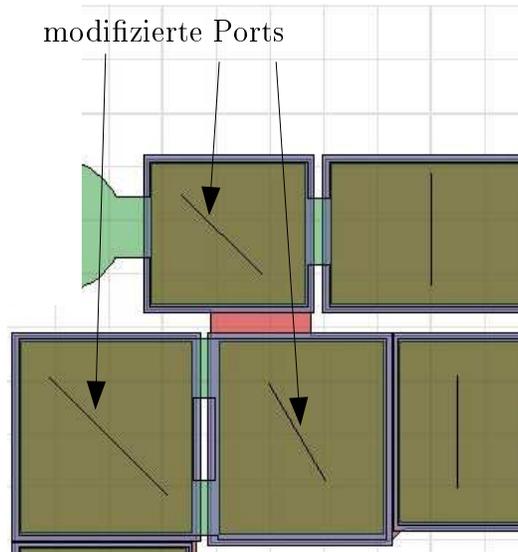


Abbildung 3.33.: Draufsicht auf einen Ausschnitt eines TX-Filters mit modifizierten internen Ports. Der Winkel α wurde nach den erarbeiteten Erkenntnissen zur Minimierung der induktiven Parasiten für jeden Resonator modifiziert.

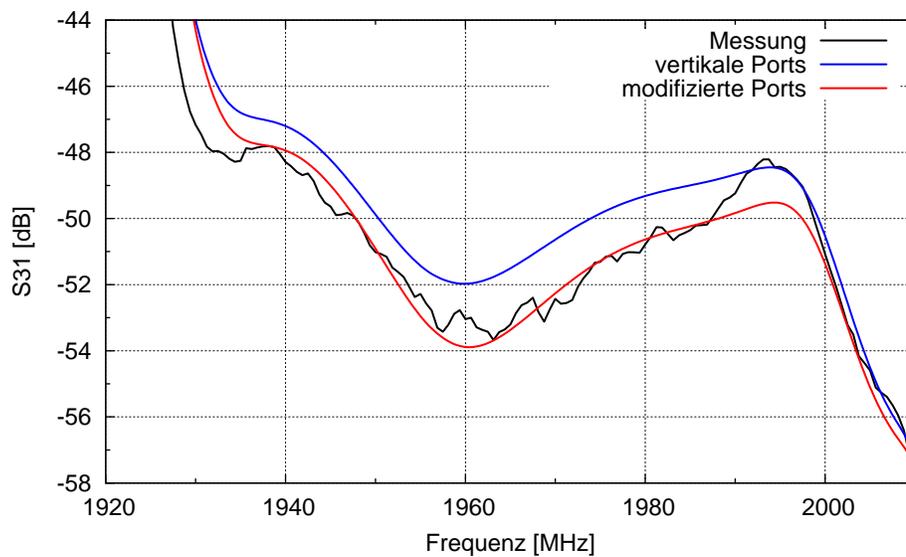


Abbildung 3.34.: Isolation zwischen dem TX- und dem RX-Filter.

3.3. Kombinierte Simulation akustischer und elektromagnetischer Effekte

3.3.1. Grundidee und Ansatz

In diesem Abschnitt wird eine neuartige Methode vorgestellt, die es erlaubt, akustische und elektromagnetische Effekte gemeinsam in einer Simulation zu modellieren und zu berechnen [Selimovic et al., 2011a]. Die kombinierte Simulation wird erreicht, indem die akustischen Effekte in die Elektromagnetik-Simulation durch die Modifikation der dielektrischen Eigenschaften des Piezomaterials miteinbezogen werden. Die Grundidee ist es, eine äquivalente Permittivität für das Piezomaterial zu definieren, wodurch die akustischen Effekte beschrieben werden. Die äquivalente Permittivität muss die akustischen Eigenschaften eines Resonators wiedergeben, was bedeutet, dass die Resonanzfrequenzen sowie das Verhalten fernab der Resonanzfrequenzen modelliert werden müssen. Um diese Effekte modellieren zu können, muss die äquivalente Permittivität frequenzabhängig, komplexwertig und anisotrop definiert werden. Vorausgesetzt ist hier, dass die verwendete Elektromagnetik-Software die Definition von frequenzabhängigen, komplexwertigen und anisotropen Materialeigenschaften unterstützt. Die in dieser Arbeit verwendete Software (HFSS) unterstützt solche Materialparameterdefinitionen.

In [Farina and Rozzi, 2004] beschreibt M. Farina eine Methode für BAW-Resonatoren, in der die akustischen und elektromagnetischen Effekte gemeinsam simuliert werden. Die mechanischen linearen Gleichungen werden an die Maxwell'schen Gleichungen gekoppelt und zusammen gelöst, d.h. die analytischen Gleichungen für die akustischen Effekte eines BAW-Resonators werden an die elektromagnetischen Gleichungen gekoppelt. Die Methode von Farina ist aber auf Membrantyp-Resonatoren begrenzt, da die Gleichungen Luft an den Grenzflächen voraussetzen. Die Methode ist also ungeeignet für Spiegeltyp-Resonatoren. Mit der hier vorgestellten Methode ist es nun möglich, Spiegeltyp-Resonatoren zu berücksichtigen.

Der Ansatz hier ist, für das Piezomaterial eine frequenzabhängige und komplexwertige äquivalente Permittivität zu definieren. Dabei wird die äquivalente Permittivität $\varepsilon_r(f)$ so berechnet, dass die akustische Admittanz Y_{acoustic} des ganzen Lagenstapels eines BAW-Resonators, der Admittanz der statischen Kapazität C_0 gleichgesetzt wird. Die akustische Admittanz Y_{acoustic} kann entweder aus Simulationen oder Messungen stammen. Es wird angenommen, dass die statische Kapazität durch die Formel eines Plattenkondensators ausgedrückt werden kann, und die Streufelder, die die Kapazität erhöhen, vernachlässigbar sind. Die Admittanz kann dann angegeben werden durch

$$Y_{\text{acoustic}} = j\omega C_0 = j\omega\varepsilon_0\varepsilon_r(f)\frac{A}{d}. \quad (3.1)$$

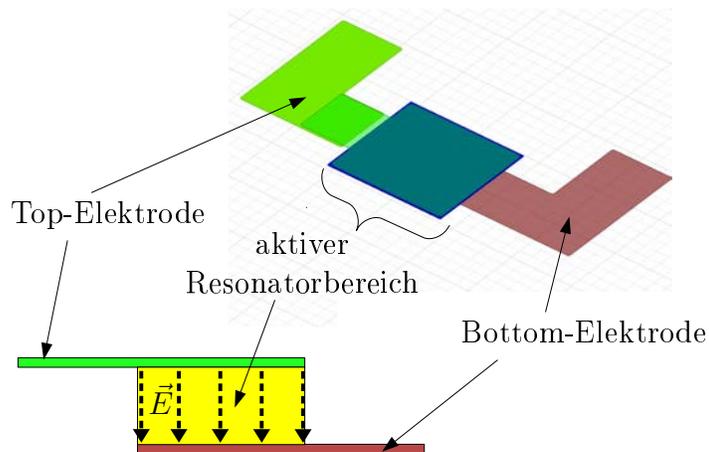


Abbildung 3.35.: Seiten- und die Schrägansicht eines Resonator-Modells. Der aktive Resonatorbereich wird durch den Elektrodenüberlappbereich definiert. Die gestrichelten Pfeile im aktiven Resonatorbereich zeigen das elektrische Feld \vec{E} , welches als homogen zwischen den Elektroden angenommen wird. Die äquivalente Permittivität wird nur in der Hauptschwingungsrichtung definiert. In den lateralen Richtungen bleibt die Permittivität unverändert.

Hier ist A die aktive Resonatorfläche (Überlappungsbereich der Elektroden) und d die Piezoschichtdicke. Dieser Schritt setzt voraus, dass das elektrische Feld homogen zwischen den Elektroden verteilt ist und dass die statische Kapazität (zwischen den Elektroden) analytisch in Abhängigkeit der Permittivität ausgedrückt werden kann. Die definierte äquivalente Permittivität ist nur in der Hauptschwingungsrichtung des Resonators gültig, d.h. parallel zum elektrischen Feld zwischen den Elektroden und ist unverändert in den lateralen Richtungen, was in einer anisotropen Permittivität resultiert. Die korrekte Modellierung der akustischen Effekte mit dieser Methode setzt voraus, dass nur im aktiven Resonatorbereich die Permittivität vom Piezomaterial modifiziert wird. Abbildung 3.35 zeigt die Seiten- und die Schrägansicht eines Resonator-Modells. Die Permittivität des Piezomaterials wird, wie in der Abbildung gezeigt, nur im aktiven Resonatorbereich modifiziert.

In Abbildung 3.36 ist der allgemeine Simulationsablauf für die kombinierte Simulation gezeigt. Ausgehend von einer akustischen Admittanz eines Resonators, welche aus Simulation oder Messung stammen kann, wird die äquivalente Permittivität berechnet. Ein konstanter realwertiger Term, nämlich die dielektrische Konstante vom Piezomaterial, muss noch zur äquivalenten Permittivität addiert werden, um die statische Kapazität zwischen den Elektroden zu berücksichtigen. Im Elektromagnetik-Modell wird dem Piezomaterial nur die äquivalente Permittivität in der Hauptschwingungsrichtung zugewiesen. In den lateralen Richtungen bleibt die Permittivität unverändert. Das Ergebnis der elektromagnetischen Simulation enthält auch die akustischen Effekte eines BAW-Resonators. Die Zusammenschal-

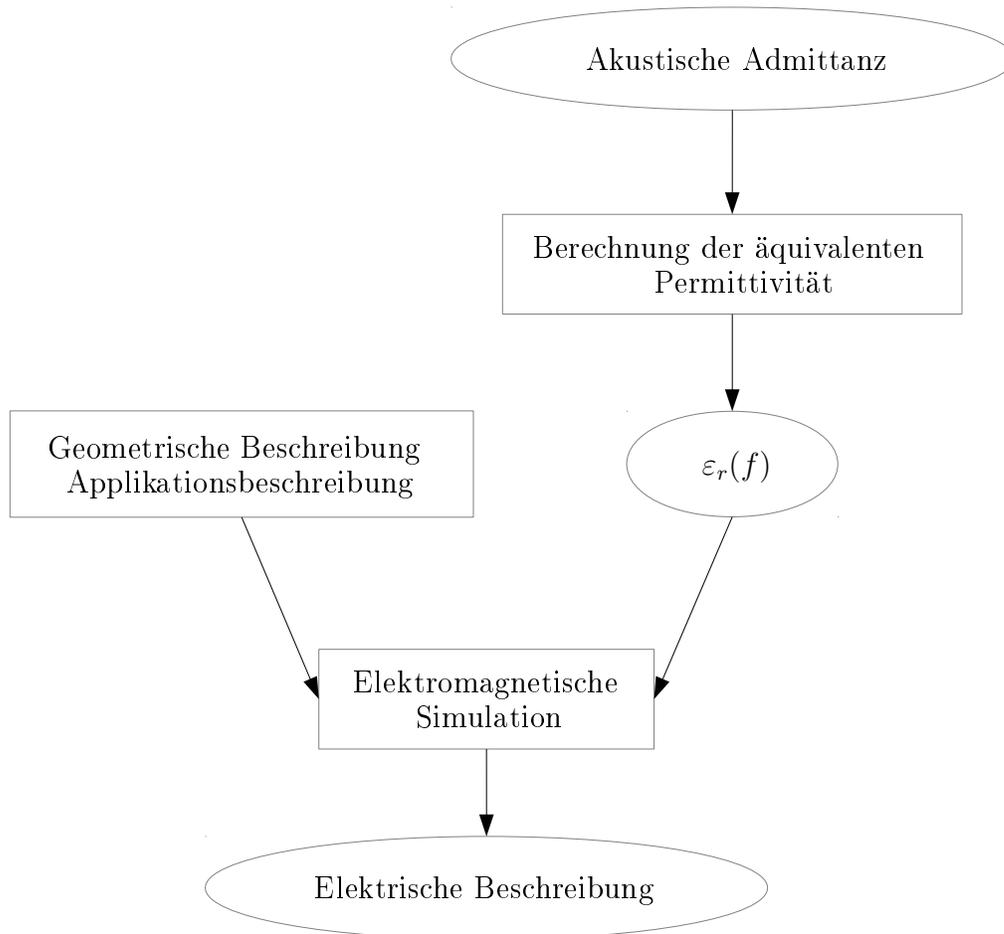


Abbildung 3.36.: Simulationsablauf für die kombinierte Simulation akustischer und elektromagnetischer Effekte. Zunächst wird die äquivalente Permittivität des Piezomaterials aus einer akustischen Resonatoradmittanz berechnet. Die äquivalente Permittivität ist frequenzabhängig, komplexwertig und anisotrop. In der elektromagnetischen Simulation wird dem Piezomaterial die äquivalente Permittivität als Materialeigenschaft zugewiesen. So werden die akustischen Effekte in der elektromagnetischen Simulation mitmodelliert. Die Zusammenschaltung der akustischen und elektromagnetischen Simulationsergebnisse durch einen Schaltungssimulator entfällt bei dieser Methode.

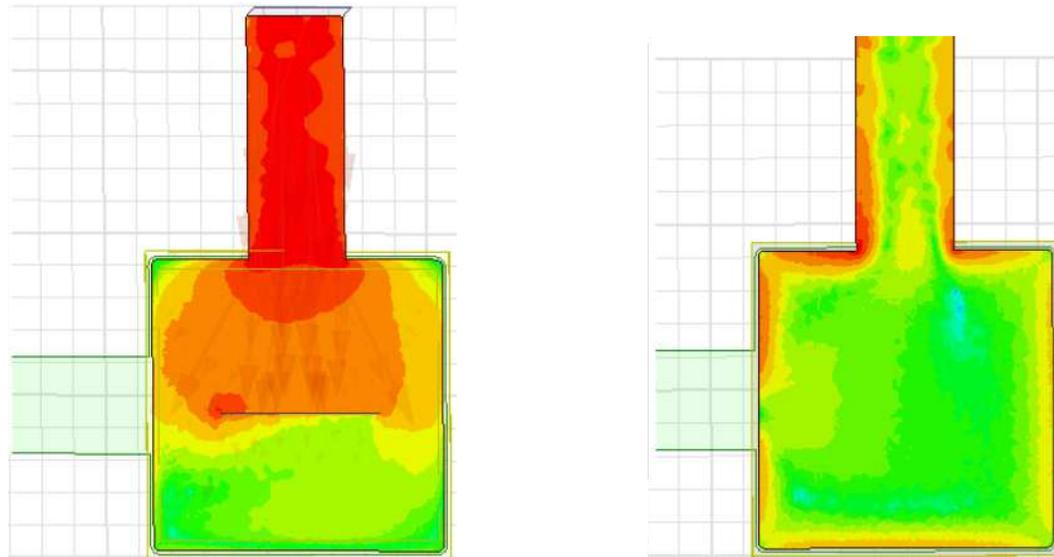
tung der akustischen und elektromagnetischen Simulationsergebnisse, wie bei der separaten Simulationsmethode, entfällt bei dieser Methode.

Die Effekte von ungleichmäßig verteilten Strömen und Feldern, verursacht durch die Ausbreitung und Kopplung, werden mit dieser Methode korrekt beschrieben, da der 1D akustische Effekt nur lokal (über eine infinitesimal kleine Fläche) angenommen wird. Es sei hier angemerkt, dass die hergeleitete äquivalente Permittivität flächenunabhängig ist. Das heißt, dass Resonatoren mit unterschiedlichen Resonatorflächen mit der gleichen äquivalenten Permittivität berechnet werden können, solange es sich um den exakt gleichen Lagenstapel handelt. Filter bestehen aus mehreren Resonatoren mit unterschiedlichen Resonatorflächen, die aber aus typischerweise nur zwei unterschiedlichen Lagenstapeln aufgebaut sind. Da die äquivalente Permittivität flächenunabhängig ist, muss diese für ein Filter nur zweimal berechnet werden. Diese Tatsache ist sehr praktisch, wenn die akustische Admittanz aus Resonatormessungen stammt, da diese dann nur einmal auf einem Resonator mit beliebiger Fläche durchgeführt werden müssen.

Bei der Standardsimulation (separate Simulationsmethode), bei der nur die Elektromagnetik berücksichtigt wird und im (Elektromagnetik) Simulationsergebnis keine scharfen Resonanzen auftreten, ist ein Interpolationsalgorithmus anwendbar. Die Frequenzpunkte können in der Elektromagnetik-Simulationen sehr grob gewählt werden und in der Akustik-Simulation sehr fein. Die Akustik-Simulation erfolgt für sehr feines Abtasten in der Regel sekundenschnell (1D-Fall). Im Vergleich zu der separaten Simulationsmethode braucht die kombinierte Simulationsmethode deutlich mehr Rechenzeit. Das kommt daher, dass jeder einzelne gewünschte Frequenzpunkt (im Elektromagnetik-Simulator) gerechnet werden muss, da die Materialeigenschaft des Piezomaterials frequenzabhängig ist. Der Interpolationsalgorithmus ist daher auf die kombinierte Simulationsmethode nicht anwendbar. Der Vorteil der kombinierten Simulationsmethode ist die Möglichkeit, alle signifikanten akustischen und elektromagnetischen Effekte eines BAW-Bauteils in einer Simulation zu vereinen. Die Zusammenschaltung der elektromagnetischen und akustischen Effekte durch einen Schaltungssimulator entfällt und es werden keine parasitären Effekte durch die internen Ports induziert. Die kombinierte Simulationsmethode wurde erfolgreich auf BAW-Resonatoren und -Duplexer angewandt. Die Simulationsergebnisse werden im weiteren Verlauf anhand von Resonator- und Duplexermessungen verifiziert.

3.3.2. Verifikation der Methode

In Abbildung 3.37 sind die Stromdichten auf der Top-Elektrode für einen simulierten Resonator mit der separaten (interne Ports) und kombinierten (modifizierte



(a) Separate Simulationsmethode mit einem internen Port.

(b) Kombinierte Simulationsmethode mit modifizierter Permittivität.

Abbildung 3.37.: Stromdichte auf der Top-Elektrode für die zwei Simulationsmethoden.

Permittivität) Simulationsmethode gezeigt. Bei der separaten Simulationsmethode, welche mit internen Ports arbeitet, kommt es zu Stromeinschnürungen und der gesamte Strom fließt durch den Port zur Bottom-Elektrode. Bei der kombinierten Simulationsmethode werden keine Ports verwendet, sodass der Strom sich wie in der Realität auf der Elektrodenfläche verteilen kann. Es entstehen auch keine parasitären Induktivitäten durch die internen Ports.

Die simulierten Resonatoradmittanzen (separate und kombinierte Simulationsmethode) werden in Abbildung 3.38 mit der Messung verglichen. Die äquivalente Permittivität (in der kombinierten Simulationsmethode) wurde aus der akustischen Admittanz berechnet, welche in der separaten Simulationsmethode zum Einsatz kam. Das 1D-Transfer-Matrix-Modell wurde bei der Simulation der akustischen Admittanz herangezogen. Im Grunde basieren die akustischen Effekte beider Simulationsmethoden auf der gleichen akustischen Admittanz. In Abbildung 3.38 werden die Anti-Resonanzfrequenzen gezeigt. Der Unterschied in der Lage der Anti-Resonanzfrequenzen hat elektromagnetische Effekte als Ursprung. Unterschiedliche Kapazitäten zwischen den Elektroden haben hier den größten Effekt zur Folge. Für die kombinierte Simulationsmethode wurde in 1-MHz-Schritten abgetastet. Während bei der kombinierten Simulation jeder gewünschte Frequenzpunkt gerechnet werden muss, genügt es bei der separaten Simulationsmethode in der Elektromagnetik-Simulation im Frequenzband zwischen 50 MHz und 6 GHz lediglich ca. 5-15 Frequenzpunkte zu rechnen und dazwischen zu interpolieren. Die Rechenzeit steigt damit für die kombinierte Simulationsmethode, wenn genügend viele

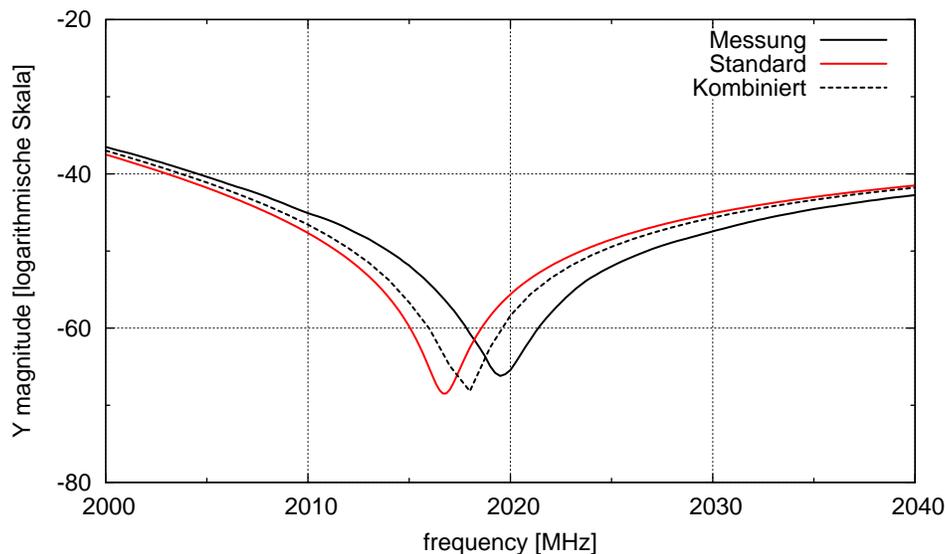


Abbildung 3.38.: Messungs-Rechnungs-Vergleich für einen Resonator. Gezeigt sind die Messung, die separate Simulationsmethode (hier als *Standard* gekennzeichnet) und die kombinierte Simulationsmethode.

Frequenzpunkte gerechnet werden sollen.

Tabelle 3.1 zeigt die Simulationsstatistiken eines Resonators in HFSS für die separate und die kombinierte Simulationsmethoden.

Für die Verifikation der Simulationsmethode wurde ein Band-II-3G-Duplexer analysiert [Pitschi et al., 2004, Schmidhammer et al., 2005]. Der Duplexer wurde auf eine Messplatte aufgelötet und gemessen. Das Simulationsmodell enthält, wie in Kapitel 2.4.2 beschrieben, alle Simulationskomponenten (Chip, Gehäuse und Messplatte). Für jeden einzelnen Resonator wurden mit dem 1D-Transfer-Matrix-Modell die

Tabelle 3.1.: Simulationsstatistiken für die separate und kombinierte Simulationsmethoden in HFSS. Es wurde ein Resonator zwischen 50 MHz und 6 GHz simuliert. Bei der separaten Simulationsmethode wurden 8 Frequenzpunkte und bei der kombinierten Simulationsmethode 110 Frequenzpunkte gerechnet. Gezeigt werden die Anzahl der Meshzellen, der Speicherbedarf und die Rechenzeiten. Die Simulationen wurden auf demselben Rechner durchgeführt.

	separate Methode	kombinierte Methode
Anzahl der Meshzellen	306 200	444 900
Speicherbedarf	1,9 GB	2,3 GB
Anzahl der Frequenzpunkte	8	110
Rechenzeit	16,5 min	7 h 17 min

3.3. Kombinierte Simulation akustischer und elektromagnetischer Effekte

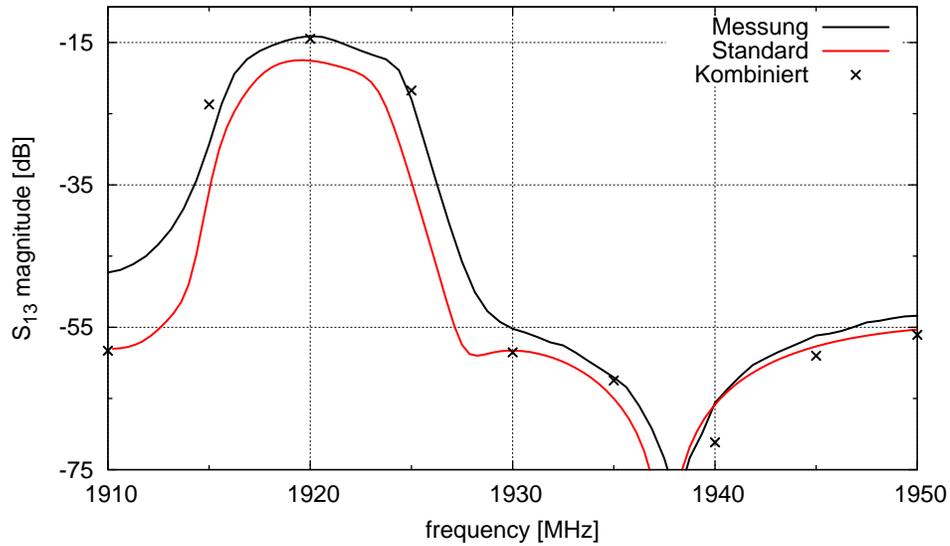


Abbildung 3.39.: Streuparameter für die Isolation zwischen dem TX- und dem RX-Filter.

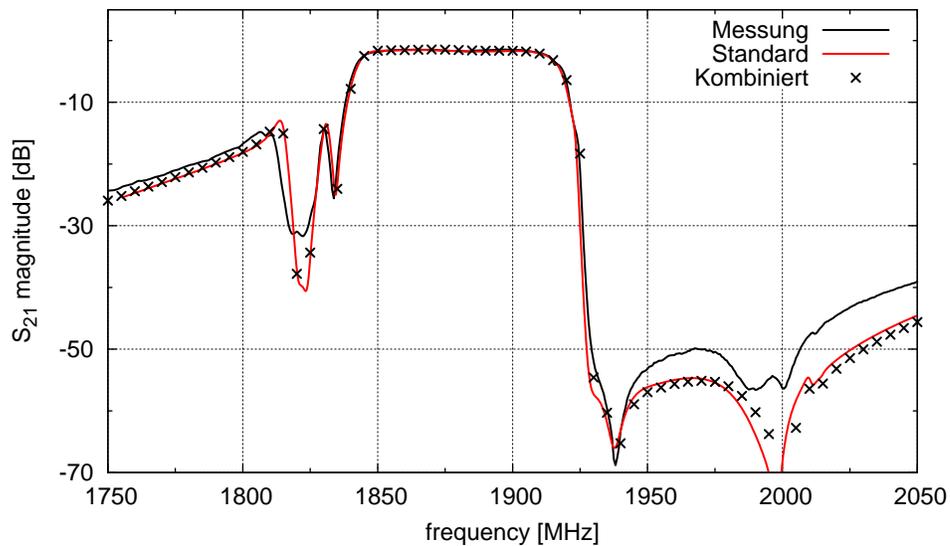


Abbildung 3.40.: Streuparameter für den TX-Pfad.

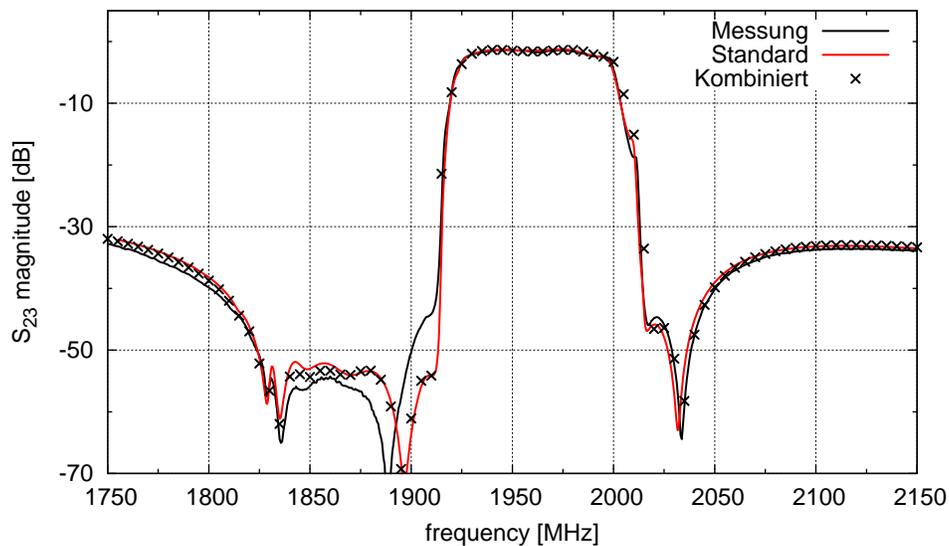


Abbildung 3.41.: Streuparameter für den RX-Pfad.

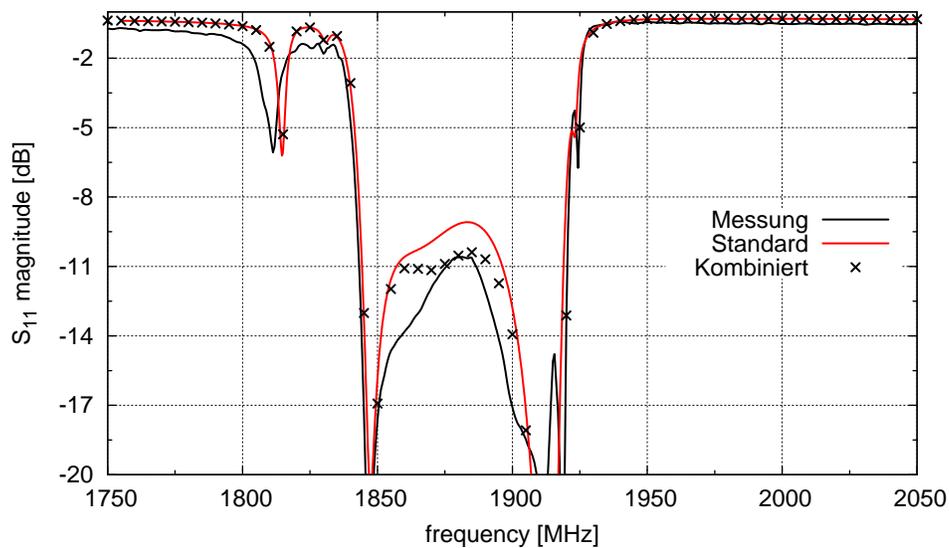


Abbildung 3.42.: Anpassung am TX-Port.

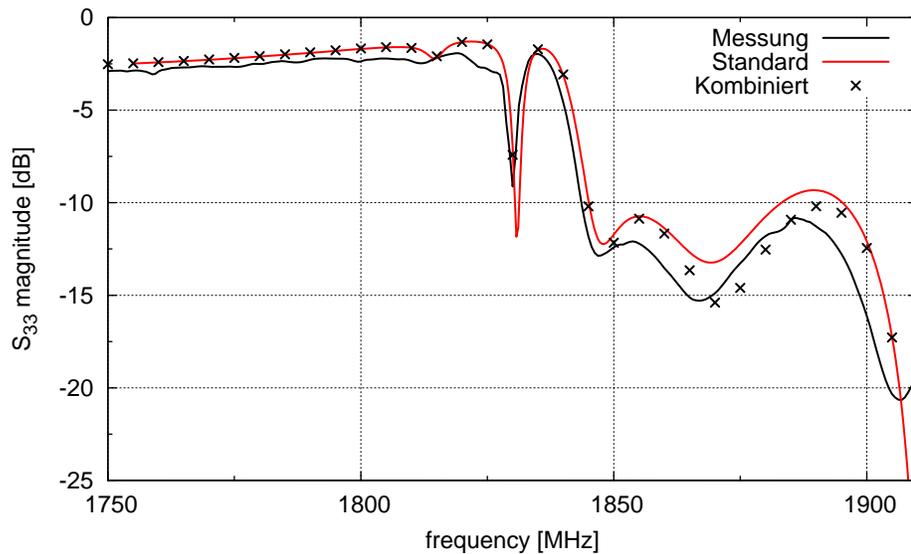


Abbildung 3.43.: Anpassung am Antennen-Port.

Resonatoradmittanzen simuliert und für die separate Simulationemethode herangezogen. Aus diesen Resonatoradmittanzen werden die äquivalenten Permittivitäten für die kombinierte Simulationemethode berechnet. In Abbildungen 3.39-3.43 sind die Simulationsergebnisse der separaten und der kombinierten Simulationemethode, sowie der Messung gezeigt. Bei der kombinierten Simulationemethode wurde mit 5-MHz-Schritten abgetastet. Wie Simulationsergebnisse zeigen, liefert die kombinierte Simulationemethode sehr genaue Ergebnisse. Der Vorteil dieser Methode ist, dass keine Zusammenschaltung (wie bei der separaten Simulationemethode) der akustischen und elektromagnetischen Simulationsergebnisse notwendig ist. Die kombinierte Simulationemethode eignet sich nicht in der Designphase eines Bauteils (wenn Optimierungsläufe erforderlich sind), da die Simulationen zeitintensiver sind als bei der separaten Simulationemethode.

3. *Erweiterte Simulationsmethoden für BAW-Bauteile*

4. Waferprobeksimulation und Koppeleffekte der Messspitzen

In diesem Kapitel werden Waferprobekmessungen und Messspitzen-Kalibrierungen für On-Wafer-Charakterisierungen von BAW-Resonatoren untersucht. Für die On-Wafer-Messungen werden spezielle Messspitzen verwendet, die durch ein Koaxial-Kabel an einem Netzwerkanalysator angeschlossen sind. Dabei sind die Messspitzen-Kalibrierung, präzises und zuverlässiges Messen, sowie die Kenntnis der auftretenden Koppeleffekte für die Messgenauigkeit von entscheidender Bedeutung. Auf die Kalibrierung des Netzwerkanalysators wird hier nicht eingegangen. Der Netzwerkanalysator wird bis zum Koaxial-Stecker, der an die Messspitzen angeschlossen wird, kalibriert. Wie später gezeigt wird, werden die gemessenen Resonanzfrequenzen eines Resonators in Abhängigkeit vom Aufsetzpunkt der Messspitzen auf den Pads beeinflusst. Zusätzlich entstehen elektromagnetische Koppeleffekte zwischen den Messspitzen und der Messstruktur. Um den Einfluss der Messspitzen auf die Messgenauigkeit und die elektromagnetischen Koppeleffekte beim Messen zu analysieren, wurde ein 3D-Modell der Messspitzen für die elektromagnetische Simulation aufgebaut. Hierfür wurden die genauen geometrischen Dimensionen der Messspitzen mit einem Mikroskop gemessen. Die Kalibrierung der simulierten Messspitzen wird analog, wie im tatsächlichen Kalibrierungsprozess durchgeführt. Es wird das ganze Kalibrierverfahren simuliert. Dabei werden alle nötigen Kalibrierungsschritte mit dem 3D-Modell der Messspitzen und den Kalibrierstandards simuliert und es werden Fehlerkoeffizienten berechnet. Die Kalibrierstandards werden für die Berechnung der Fehlerkoeffizienten im elektromagnetischen 3D-Modell mit den Messspitzen modelliert. Um den Einfluss der Messspitzen auf die simulierten Resonanzfrequenzen eines Resonators zu analysieren, wurde ein Messresonator mit und ohne Messspitzen simuliert. Eine systematische Untersuchung der Abhängigkeit des Aufsetzpunkts der Messspitzen auf den Pads wurde durchgeführt. Bei diesen Untersuchungen wird gezeigt, welche Auswirkungen ein Versatz des Aufsetzpunkts der Messspitzen auf die gemessenen Resonator-Admittanzen haben kann. Schließlich werden die Kopplungseffekte näher untersucht und es wird ein Ersatzschaltungsmodell der Messspitzen für eine Resonatormessung vorgestellt. Mit diesem Ersatzschaltungsmodell lassen sich elektromagnetische Kopplungseffekte zwischen den Messspitzen und dem Resonator nachbilden. Diese Ersatzschaltung besteht aus

konzentrierten Schaltungselementen, die an eine Resonator-Simulation ohne Messspitzen geschaltet werden. Für Filter-Simulationen mit Messspitzen ist es deutlich komplexer, ein eindeutiges Ersatzschaltungsmodell zu generieren. Am Ende des Kapitels werden Messfilter mit Messspitzen simuliert, und es werden Messungs-Rechnungs-Vergleiche gezeigt.

4.1. 3D-Modell der Messspitzen

In [Wartenberg, 2002] beschreibt Wartenberg den Messvorgang mit Messspitzen, deren Kalibrierung und die Koppeleffekte, die bei On-Wafer-Messungen auftreten. Es werden Ersatzschaltungsmodelle für Koppeleffekte von den Messspitzen zu unterschiedlichen Messstrukturen diskutiert. Dabei werden Ansätze zum De-Embedding diverser parasitärer Effekte vorgestellt. Ding et al. beschreiben in [Ding et al., 2001] einen Ansatz zur 3D-Simulation von Waferprobes. Für die in dieser Arbeit durchgeführten Messungen standen Messspitzen der Firma Cascade [Cascade Datasheets, 2014] zur Verfügung. Es handelt sich hier um koplanare Messspitzen mit einem Abstand von $450 \mu\text{m}$ zwischen den beiden Messspitzen. Dabei ist eine Messspitze Signal und die andere Masse. Die Messspitzen sind auf einem Koaxial-Leiter montiert. Das 3D-Modell soll auch den Übergangsbereich zwischen den Messspitzen und dem Koaxial-Leiter enthalten. Am Koaxial-Leiter wird das Signal bei einer charakteristischen Impedanz von $Z_0 = 50 \Omega$ eingespeist. Da die Firma Cascade keine Materialparameter für die einzelnen Strukturen der Messspitzen veröffentlicht, wurde hier die Permittivität ϵ_r für das Dielektrikum zwischen Innen- und Außenleiter des Koaxial-Leiters anhand der Formel [Orfanidis, 2013]

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{D}{d}\right) \quad (4.1)$$

berechnet mit $\eta_0 = 377 \Omega$. Der Durchmesser des Innenleiters d und des Außenleiters D , sowie die geometrischen Dimensionen der Messspitzen wurden durch Messungen mit einem Mikroskop ermittelt. Abbildung 4.1 zeigt ein Foto der Seitenansicht einer Messspitze. Das Foto wurde mit einem speziellen Mikroskop aufgenommen. Um alle Dimensionen richtig zu erfassen, wurden die Messspitzen von allen Seiten vermessen. In Abbildung 4.2 ist das 3D-Modell der Messspitzen zu sehen. Mit den ermittelten d und D ergibt sich eine Permittivität von $\epsilon_r = 2,9094$ für das Dielektrikum. Die Innen- und Außenleiter der Koaxial-Leitung wurden als Kupfer und die Messspitzen als Wolfram modelliert. Die elektromagnetischen Simulationen der Messspitzen wurden mit HFSS durchgeführt. Dabei wurde ein Wellen-Port am Koaxial-Leiter verwendet. In den nachfolgenden Simulationen von Kalibrierstandards, Resonatoren und Filtern wurden die Messspitzen in den Modellen so

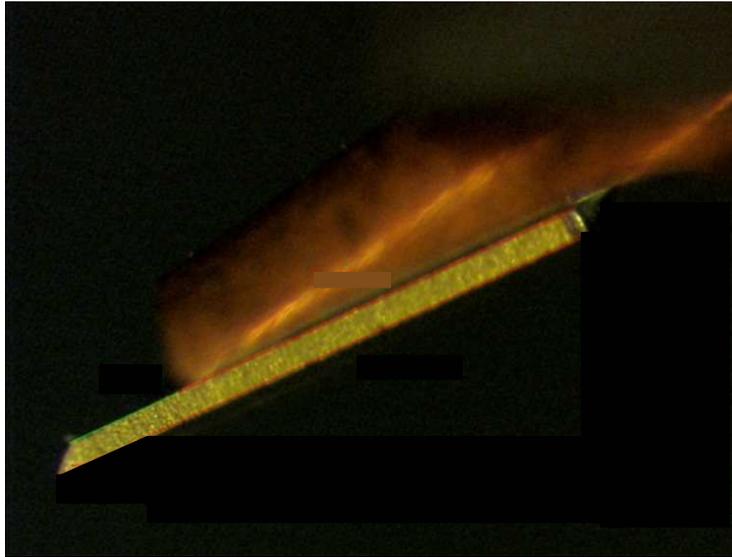


Abbildung 4.1.: Seitenansicht einer Messspitze. Das Foto wurde mit einem speziellen Mikroskop aufgenommen. Es wurden alle geometrischen Abmessungen und Winkel erfasst und daraus in einem 3D-Editor das 3D-Modell der Messspitzen erzeugt.

platziert, dass die Entfernungen und Winkel der Strukturen zu den Messspitzen die realen Messszenarien abbilden.

4.2. Kalibrierung

Ein Messresonator wird als 1-Tor charakterisiert und gemessen. So wird grundsätzlich eine Messspitze für Resonatormessungen gebraucht. Bei Messfiltern werden zwei Waferproben verwendet, da Filter grundsätzlich als ein 2-Tor charakterisiert werden. Für die 1-Tor-Kalibrierungen wurde ein 3-Term OSM-Verfahren (open-short-match) und für die 2-Tor-Kalibrierungen ein 12-Term SOLT-Verfahren eingesetzt (short-open-load-through) [Wartenberg, 2002, Agilent Technologies, 2004]. In [Wojnowski, 2012] werden unterschiedliche Kalibrierverfahren diskutiert. Das hier verwendete Kalibrierverfahren wird von Cascade in [Cascade Application Notes, b] beschrieben. Für die gewählten Kalibrierverfahren lassen sich die Kalibrierstandards relativ einfach für die elektromagnetischen Simulationen modellieren. Die zur Kalibrierung verwendeten Kalibrierstandards wurden auch in 3D modelliert und zusammen mit dem 3D-Modell der Messspitzen simuliert. Es wurden anschließend die Fehlerkoeffizienten für die Kalibrierung aus diesen Simulationen berechnet. So ist es möglich, die elektromagnetischen Effekte der Messspitzen in Simulationen zu de-embedden. Diese Methode der Simulations-Kalibrierung lässt sich für Messresonatoren und -Filter anwenden. Walker et al. stellen in [Walker et al., 2000]

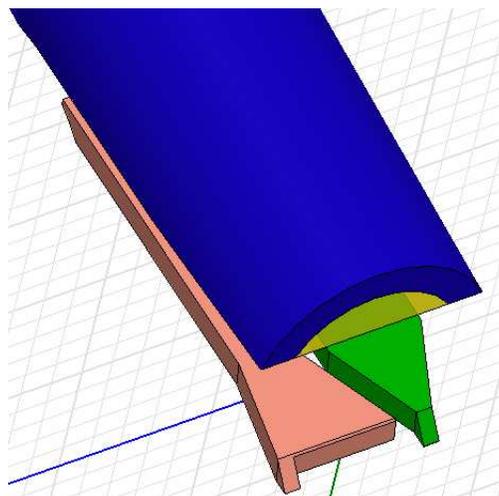


Abbildung 4.2.: 3D-Modell der Messspitzen. Das Modell berücksichtigt alle Materialparameter für eine elektromagnetische Simulation.

eine weitere Methode vor, Kalibrierstandards mit einer Ersatzschaltung darzustellen. Diese Methode hat für die hier durchgeführten Untersuchungen jedoch eine unzureichende Genauigkeit.

Kalibrierstandards

Das offizielle Datenblatt mit den genauen Beschreibungen der Kalibrierstandards und Anweisungen ist zu finden in [Cascade Application Notes, a]. Der Open-Kalibrierstandard ist realisiert, indem die Messspitzen weit weg vom Substrat in der Luft gemessen werden. Die restlichen Kalibrierstandards befinden sich auf einem von Cascade geliefertem Substrat. Der Open-Kalibrierstandard ist durch eine Kapazität von -7 fF und der Short-Kalibrierstandard durch eine Induktivität von $29,4\text{ pH}$ approximiert. Der Match-Kalibrierstandard wird durch einen diskreten Widerstand von $50\ \Omega$ realisiert. Der Through-Kalibrierstandard wird durch perfekte Leitungen realisiert. Dieser wird in dem 2-Tor Kalibrierverfahren mit zwei Waferprobes gebraucht. Die Länge dieser Through-Leitungen muss dem exakten Abstand der beiden Waferprobes im Messaufbau entsprechen. Der beschriebene Kalibriervorgang ist vom Hersteller definiert.

Short-Kalibrierstandard

Der Short-Kalibrierstandard wird in der Simulation als eine perfekt leitende Verbindungsleitung modelliert. Wird die Simulation des Short-Kalibrierstandards mit

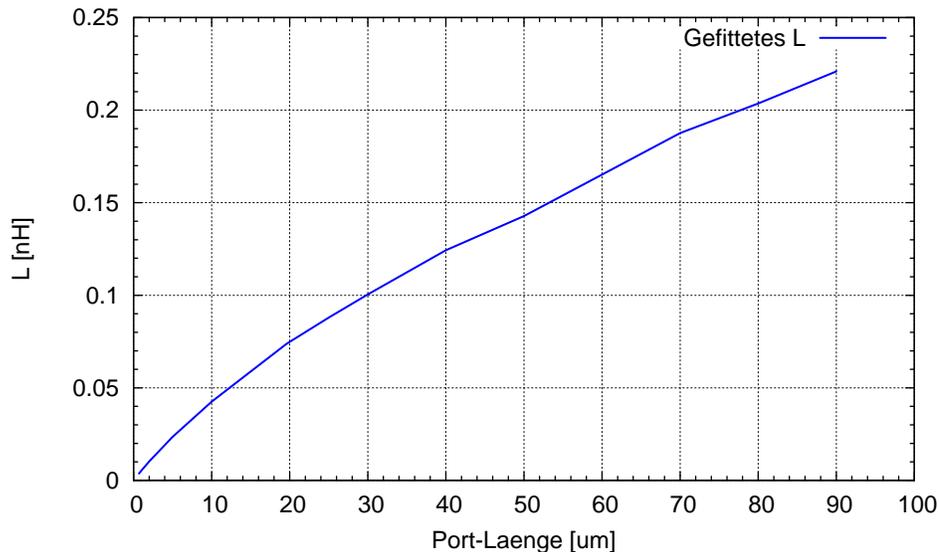


Abbildung 4.3.: Gefittete Induktivitätswerte für Simulationen des Short-Kalibrierstandards mit Lumped-Ports. Es sind Induktivitätswerte für unterschiedliche Lumped-Port-Längen zu sehen. Die gefitteten Induktivitätswerte enthalten die Induktivität des Kalibrierstandards und der Lumped-Ports.

den Messspitzen kalibriert, bleibt nach dem De-embedding eine Induktivität von 29,4 pH. Zum Vergleich wird der Short-Kalibrierstandard auch mit Lumped-Ports simuliert. Die Lumped-Ports werden auf eine Referenzebene bezogen, welche parallel zum Short-Kalibrierstandard liegt. Es werden zwei Ports jeweils am Leitungsende gesetzt. Dabei haben die Lumped-Ports eine finite Länge. Abbildung 4.3 zeigt die gefitteten Induktivitätswerte für Simulationen mit unterschiedlichen Lumped-Port-Längen. Ein *least-squares-fitting* Algorithmus wurde verwendet, um die Induktivität von 50 MHz bis 6 GHz an die simulierten Admittanzen zu fitten. Die gefitteten Induktivitätswerte enthalten die Induktivität des Kalibrierstandards und der Lumped-Ports. Die Abbildung illustriert die Abhängigkeit der Ergebnisse von der Port-Länge. In der hier verwendeten Simulations-Software muss ein Stromrückfluss vorhanden sein. Dieser wird hier durch das Referenzieren der Ports zur Referenzebene modelliert. Die Referenzebene wird als eine Massefläche definiert, welche aber auch Koppeffekte zu der Struktur verursacht. Es muss ein Kompromiss getroffen werden zwischen der Kopplung der Referenzebene zur Struktur und den Effekten der Lumped-Ports. Es sei hier noch zu erwähnen, dass die Lumped-Ports auch zu anderen Lumped-Ports koppeln und so auch Gegeninduktivitäten erzeugen. Dieser Effekt kann bei parallelen und langen Ports die Simulationsergebnisse maßgeblich beeinflussen. Dieser Effekt wird auch berücksichtigt, wenn später Resonator- und Filter-Simulationen mit Lumped-Ports durchgeführt werden.

Open-Kalibrierstandard

Der Open-Kalibrierstandard wird realisiert, indem die Messspitzen einfach unbeschaltet in der Luft gemessen werden. Dabei ist zu beachten, dass die Messspitzen genügend weit weg von anderen Strukturen platziert sein müssen, um Koppeleffekt zu vermeiden. Mit den Messspitzen in der Luft wird der Open-Kalibrierstandard mit einer Kapazität von 7 fF charakterisiert. Um nachzuvollziehen, welchen Effekt die Kalibrierung auf Messungen auf einem Substrat hat, wurden dazu Simulationen der Messspitzen auf Silizium und dem vom Hersteller geliefertem Substrat durchgeführt. Hierzu wurde der Open-Kalibrierstandard simuliert, indem die Messspitzen ein Substrat kontaktiert haben. Zwei Substrate wurden simuliert: Silizium mit $\varepsilon_r = 11,9$ und das vom Hersteller gelieferte Substrat mit $\varepsilon_r = 9,9$ (nachfolgend Substrat 2 genannt). Williams untersucht in [Williams and Marks, 1992, Williams and Marks, 1994a, Williams and Marks, 1994b] die Effekte unterschiedlicher Substrate (unterschiedliche Permittivitäten und Verluste) beim Kalibriervorgang und der Messung. Die Kompensation wird erreicht, indem eine zusätzliche Kapazität zwischen den Messspitzen definiert wird. Abbildung 4.4 zeigt die Kapazität $C = \frac{\text{Im}(Y_{\text{sim}})}{\omega}$ der kalibrierten Simulationen Y_{sim} mit den Messspitzen in Luft, auf Silizium und auf Substrat 2. In Abbildung 4.5 ist der Realteil der kalibrierten Simulationen zu sehen. Die evaluierten Kapazitäten und Verluste auf den Substraten sind frequenzabhängig. Wie aus den Abbildungen zu sehen ist, sind die kalibrierten Messspitzen in Luft durch eine negative Kapazität und ohne Realteil (ohne Verluste) charakterisiert. In [Carchon et al., 2002] untersucht Carchon auch den Unterschied und Effekt von verschiedenen Substraten bei der Kalibrierung und Messung.

4.3. Einfluss der Messspitzen auf die Resonator-Admittanzen

4.3.1. Aufsetzpunkte auf Resonatorpads

Die gemessene Resonator-Performance wird von der Platzierung (Aufsetzpunkte) der Messspitzen auf den Resonator-Pads beeinflusst. In Abbildung 4.6 ist eine schematische Draufsicht auf einen Messresonator mit gekennzeichneten Kontaktpunkten zu sehen. Durch die Änderung der Kontaktpunkte werden die effektiven Elektroden-Induktivitäten verändert. Um den Einfluss der Aufsetzpunkte auf den Resonator-Pads auf die Resonator-Performance zu untersuchen, wurden Messresonatoren mit dem 3D-Modell der Messspitzen simuliert. Es wurden hier zwei Messresonatoren mit unterschiedlichen Flächen untersucht: $180 \mu\text{m} \times 180 \mu\text{m}$ und $230 \mu\text{m} \times 230 \mu\text{m}$. In

4.3. Einfluss der Messspitzen auf die Resonator-Admittanzen

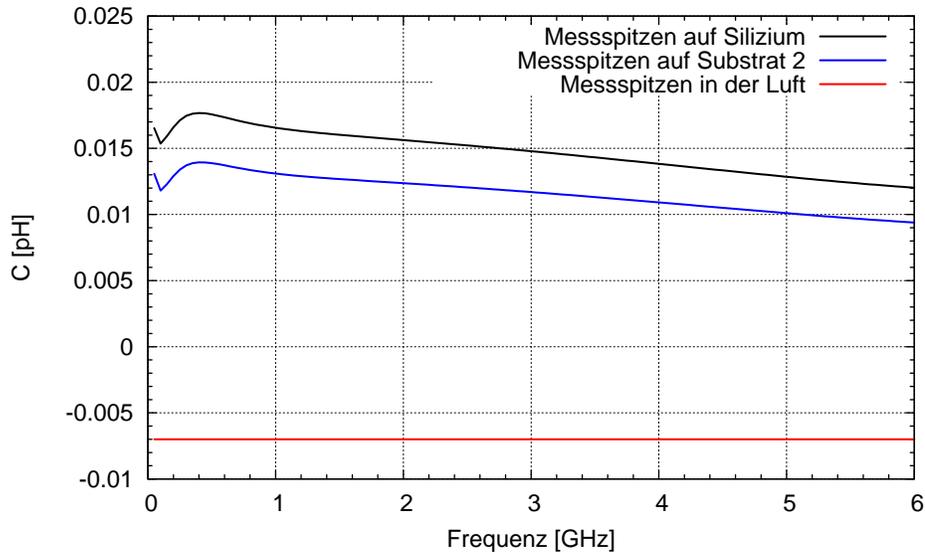


Abbildung 4.4.: Berechnete Kapazität $C = \frac{Im(Y_{sim})}{\omega}$ für unterschiedliche Open-Kalibrierstandard-Simulationen. Die Werte ergeben sich nach der Kalibrierung der Messspitzen. Silizium hat eine Permittivität von $\epsilon_r = 11,9$ und das Substrat 2 ein $\epsilon_r = 9,9$.

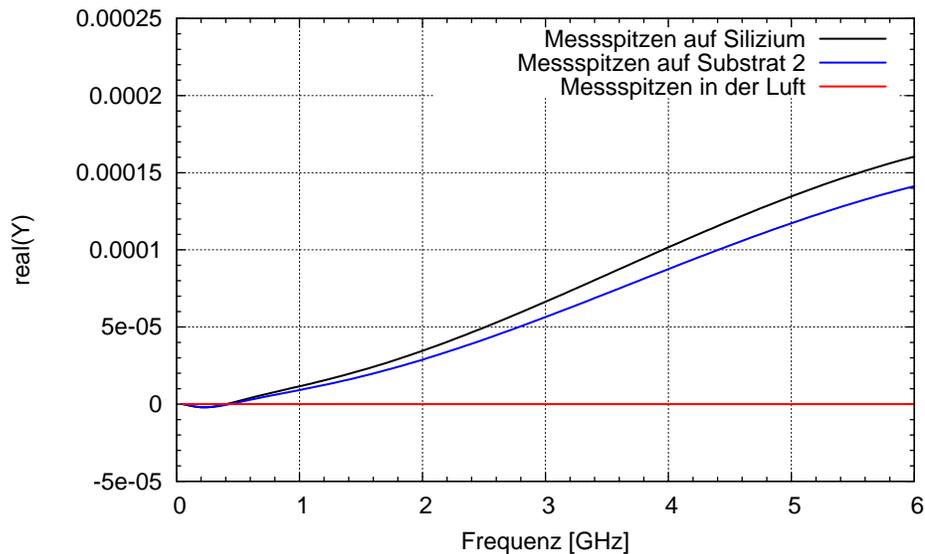


Abbildung 4.5.: Realteil für kalibrierte Open-Kalibrierstandard-Simulationen. Die Verluste werden bei den Messspitzen in der Luft ganz eliminiert. Bei den Simulationen auf Substrat steigen die Verluste mit der Frequenz an.

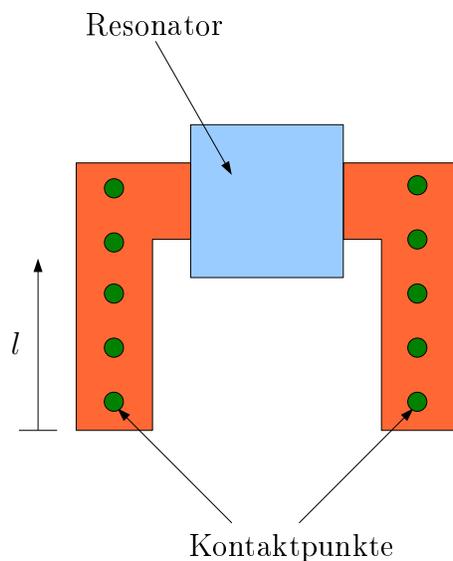


Abbildung 4.6.: Schematische Draufsicht auf einen Resonator mit hervorgehobenen Kontaktpunkten. Die Kontaktpunkte kennzeichnen die Aufsetzpunkte der Messspitzen oder die Position der Lumped-Ports. l ist hier der Abstand von der Kante der Pads. Bei den Simulationen mit $l = 0 \mu\text{m}$ wurden die Lumped-Ports oder die Messspitzen an die Pad-Kanten platziert. Bei $l \approx 200 \mu\text{m}$ liegen die Kontaktpunkte auf der Höhe des Resonator-Mittelpunkts.

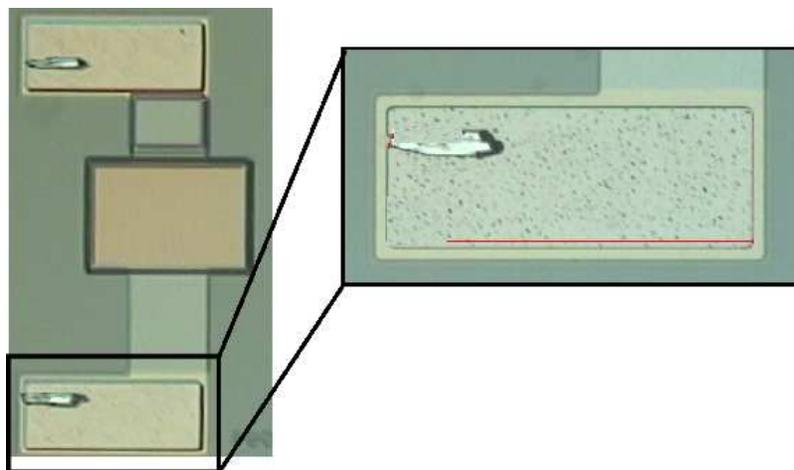


Abbildung 4.7.: Aufnahme eines Messresonators, welche die Aufsetzkratzer der Messspitzen zeigt. Für eine gute Qualität der Messungen ist es sehr wichtig, die Aufsetzpunkte der Messspitzen genau kontrollieren zu können.

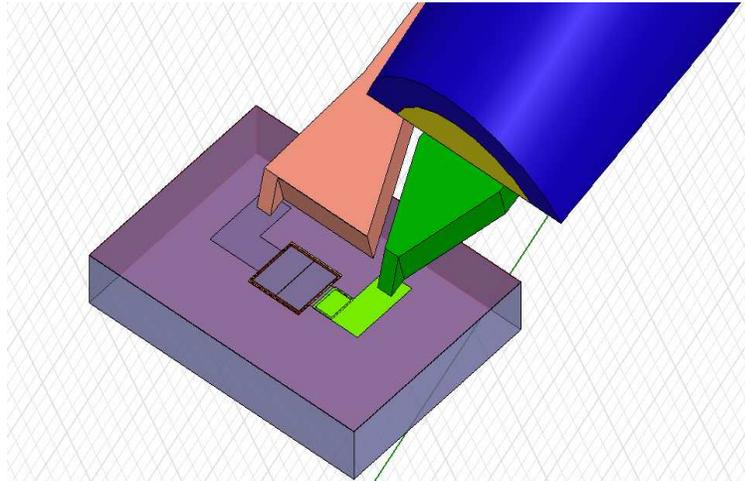


Abbildung 4.8.: Elektromagnetisches 3D-Modell der Messspitzen mit dem Messresonator. Die Messspitzen wurden mit unterschiedlichen Aufsetzpunkten in den Simulationen modelliert. Die Koppeleffekte zwischen den Messspitzen und dem Resonator wurden untersucht.

Abbildung 4.7 ist ein Foto eines Messresonators zu sehen. Die Aufsetzkritzer wurden durch das Verrutschen der Messspitzen verursacht. Das 3D-Modell der Messspitzen und des Messresonators wird in Abbildung 4.8 gezeigt. Für die Resonator-Simulationen wurde die separate Simulationsmethode mit einem internen Port für die Anbindung der akustischen Admittanz verwendet. Es wurden Simulationen mit unterschiedlichen Aufsetzpunkten durchgeführt. Die Simulationen mit Messspitzen werden mit dem 3-Term-Verfahren kalibriert. Wie in Abbildung 4.6 gezeigt, beschreibt l den Abstand von der Pad-Kante. Es wurden Simulationen mit Kontaktpunkten von $l = 0 \text{ } \mu\text{m}$ bis $l = 225 \text{ } \mu\text{m}$ in $25 \text{ } \mu\text{m}$ -Schritten durchgeführt. Bei $l \approx 200 \text{ } \mu\text{m}$ liegen die Kontaktpunkte auf der Höhe des Resonator-Mittelpunkts. Zusätzlich wurde eine Simulation mit Lumped-Ports anstelle der Messspitzen durchgeführt. Es wurde eine Höhe von $50 \text{ } \mu\text{m}$ für die Lumped-Ports gewählt.

Die simulierten Resonanzfrequenzen für Resonatoren mit den Flächen $180 \text{ } \mu\text{m} \times 180 \text{ } \mu\text{m}$ und $230 \text{ } \mu\text{m} \times 230 \text{ } \mu\text{m}$ werden in Abbildungen 4.9 und 4.10 dargestellt. Es wurden Ergebnisse von Simulationen mit Messspitzen und Lumped-Ports in Abhängigkeit vom Kontaktpunkt l analysiert. Die Anti-Resonanzfrequenzen sind in Abbildungen 4.11 und 4.12 gezeigt. Wenn die Elektroden-Induktivität eines Resonators vergrößert wird, verschiebt sich die Resonanzfrequenz f_r zu niedrigeren Frequenzen und umgekehrt. Wird die Kapazität zwischen den Elektroden vergrößert, verschiebt sich die Anti-Resonanzfrequenz f_a zu niedrigeren Frequenzen und umgekehrt. Siehe dazu das BvD-Modell in Abbildung 3.4. Wie aus Abbildungen 4.9 und 4.10 zu sehen ist, verschiebt sich die simulierte Resonanzfrequenz zu höheren Frequenzen mit zunehmendem Abstand der Kontaktpunkte l . Mit zunehmendem Abstand der

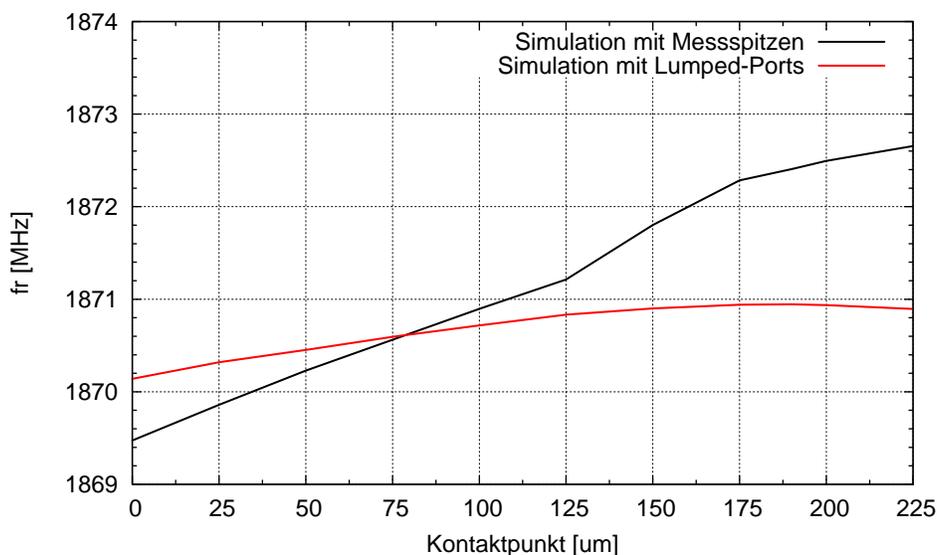


Abbildung 4.9.: Resonanzfrequenzen f_r für einen $180 \mu\text{m} \times 180 \mu\text{m}$ Resonator in Abhängigkeit von den Kontaktpunkten. Es sind Simulationen mit kalibrierten Messspitzen und Lumped-Ports zu sehen. Abhängig von der effektiven Länge der Zuleitungen, ändern sich auch die Induktivitäten der Elektroden und dadurch auch die Resonanzfrequenzen.

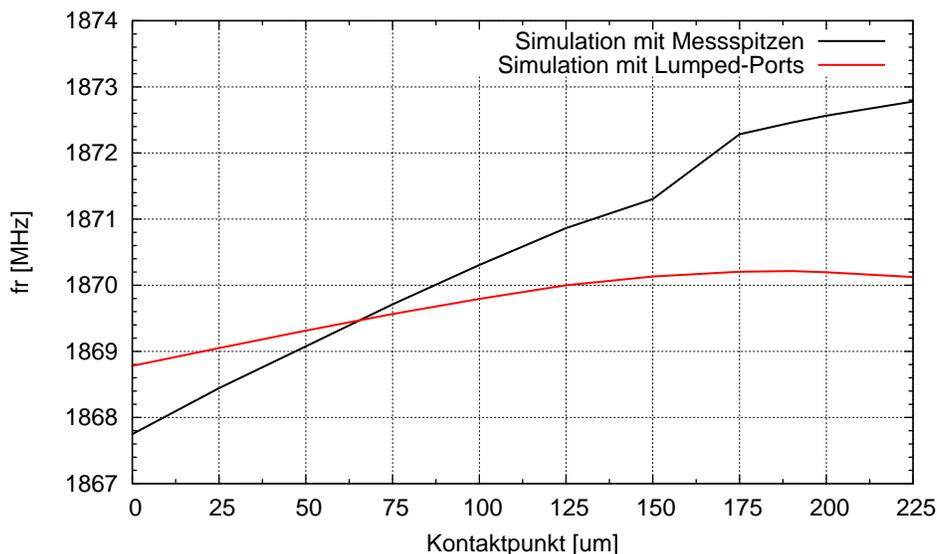


Abbildung 4.10.: Resonanzfrequenzen f_r für einen $230 \mu\text{m} \times 230 \mu\text{m}$ Resonator in Abhängigkeit von den Kontaktpunkten. Es sind Simulationen mit kalibrierten Messspitzen und Lumped-Ports zu sehen. Die Änderung der effektiven Elektroden-Induktivität resultiert in einer Änderung der Resonanzfrequenzen.

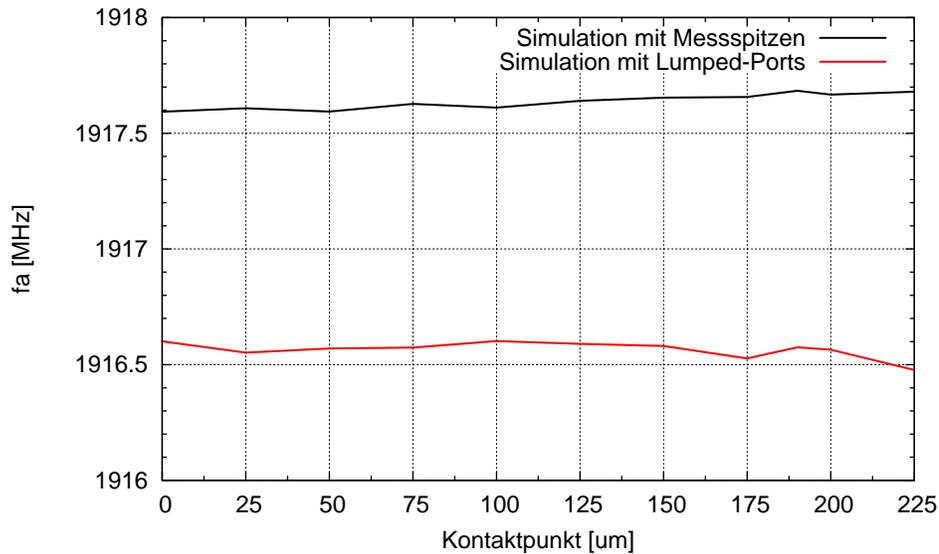


Abbildung 4.11.: Anti-Resonanzfrequenzen f_a für einen $180 \mu\text{m} \times 180 \mu\text{m}$ Resonator in Abhängigkeit von den Kontaktpunkten. Es sind Simulationen mit kalibrierten Messspitzen und Lumped-Ports zu sehen. Die Änderung der effektiven Elektroden-Induktivität hat effektiv keinen Einfluss auf die Anti-Resonanzfrequenzen. Die Koppel-Kapazität zwischen den Messspitzen und dem Resonator hat einen kleinen Effekt.

Kontaktpunkte l verkleinert sich die effektive Elektroden-Induktivität. Wie bereits in Abbildung 4.3 gezeigt, verursachen die hier verwendeten Lumped-Ports mit einer Höhe von $50 \mu\text{m}$ zusätzliche Induktivitäten. Dieser Effekt ist ersichtlich aus Abbildungen 4.9 und 4.10. Mit zunehmendem l werden die Elektroden-Induktivitäten kleiner und der Einfluss der Lumped-Ports ist sichtbar in der Lage der Resonanzfrequenz. Dieser Effekt ist besonders bei kleinen Elektroden-Induktivitäten ausgeprägt. Die Kapazität zwischen den Elektroden ist unabhängig vom Kontaktpunkt für Simulationen mit Lumped-Ports. Die Simulationen mit Messspitzen zeigen eine sehr kleine Veränderung bei der Kapazität, da sich auch die Anti-Resonanzfrequenz mit zunehmendem l ändert. Die Messspitzen koppeln demnach kapazitiv zu den Elektroden. Die simulierten Anti-Resonanzfrequenzen für die zwei untersuchten Resonatoren sind in Abbildungen 4.11 und 4.12 zu sehen. Die kapazitiven Kopplungseffekte der Messspitzen sind von der Größe der Messstruktur und der relativen Lage der Messspitzen zur Messstruktur abhängig. Koppeleffekte werden nachfolgend näher analysiert und es wird eine Ersatzschaltung für die Effekte der Messspitzen definiert.

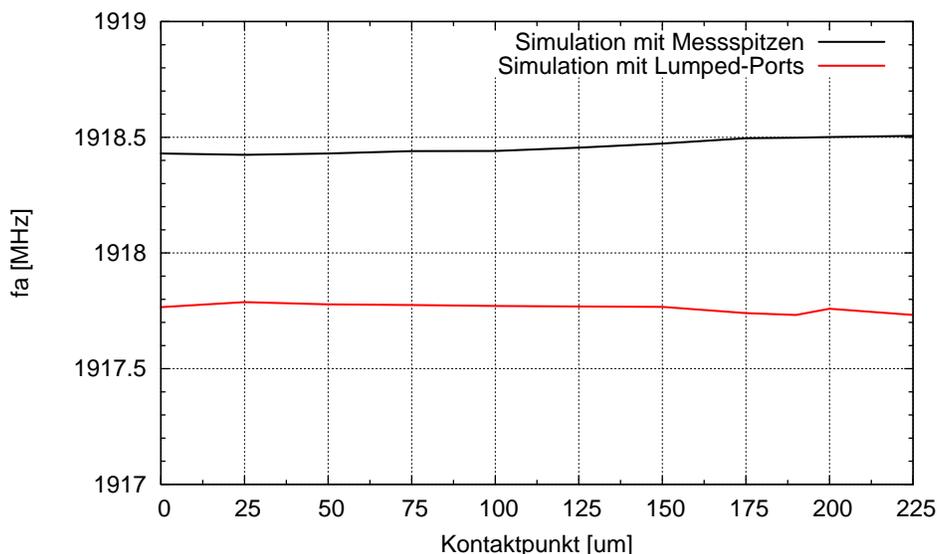


Abbildung 4.12.: Anti-Resonanzfrequenzen f_a für einen $230 \mu\text{m} \times 230 \mu\text{m}$ Resonator in Abhängigkeit von den Kontaktpunkten. Es sind Simulationen mit kalibrierten Messspitzen und Lumped-Ports zu sehen.

4.3.2. Kopplungseffekte und Ersatzschaltungsmodell der Messspitzen

Die Simulationen mit Messspitzen sind im Gegensatz zu den Simulationen mit Lumped-Ports rechenintensiver, brauchen mehr Speicher und das Simulations-Setup ist aufwendiger. Es wäre von Vorteil, die Einflüsse der Messspitzen durch eine Ersatzschaltung zu approximieren und diese an die Simulationsergebnisse mit Lumped-Port zu verschalten. Dadurch wäre es möglich, die Effekte der Messspitzen bei Simulationen mit Lumped-Ports zu emulieren. Godshalk und Sundberg untersuchen in [Godshalk and Sundberg, 2002] die Koppeleffekt von Messspitzen auf die Güte einer Spule und stellen eine Ersatzschaltung für die Effekte der Messspitzen vor. In [Godshalk, 1992] werden mögliche Probleme beim Messen diskutiert. Um eine Ersatzschaltung für die Effekte der Messspitzen zu extrahieren, wird aus den elektromagnetischen Simulationen (ohne akustische Effekte) mit Messspitzen und Lumped-Ports eine Ersatzschaltung gefittet. Simulationen mit Messspitzen wurden, wie beschrieben, kalibriert. Die Simulationsergebnisse werden, wie im vorherigen Kapitel, an die Ersatzschaltung aus Abbildung 3.2 gefittet. Diese Ersatzschaltung besteht aus einer Serienschaltung von Widerstand R , Induktivität L und Kapazität C . Tabelle 4.1 listet die gefitteten Ersatzschaltelementewerte für einen $180 \mu\text{m} \times 180 \mu\text{m}$ Resonator, welcher mit Lumped-Ports und mit Messspitzen simuliert wurde. Für die Simulation mit Lumped-Ports wurde eine Höhe von $50 \mu\text{m}$ für die Lumped-Ports gewählt. Die Differenz Δ_{corr} der einzelnen Ersatzschaltele-

4.3. Einfluss der Messspitzen auf die Resonator-Admittanzen

	R [Ω]	C [pF]	L [nH]
Lumped-Ports	1,087	1,8798	0,1652
Messspitzen	0,6873	1,8878	0,1462
Δ_{corr}	-0,3997	0,008	-0,019
Δ in %	-36,77	0,43	-11,51

Tabelle 4.1.: Gefittete Ersatzschaltelemente für einen $180 \mu\text{m} \times 180 \mu\text{m}$ Resonator ohne akustische Effekte (siehe Ersatzschaltung in Abbildung 3.2). Die Werte werden für Simulationen eines Resonators mit Lumped-Ports und für Messspitzen angegeben. Δ_{corr} ist die Differenz zwischen den Ersatzschaltelementewerten, die in % berechnet ist. In diesem Fall ergeben sich $R_{\text{corr}} = -0,3997 \Omega$, $C_{\text{corr}} = 0,008 \text{ pF}$ und $L_{\text{corr}} = -0,019 \text{ nH}$.

mentewerte der Simulationen mit Lumped-Ports und mit Messspitzen liefert die Werte für die Ersatzschaltung. Die Ersatzschaltung würde in diesem Fall an die Simulation mit Lumped-Ports so angeschlossen, dass die Kapazität C_{corr} parallel zur statischen Kapazität C an den internen Ports geschaltet wird. Der Widerstand R_{corr} und die Induktivität L_{corr} sind in Serie mit dem Lumped-Port anzuschließen. Die Emulations-Schaltung hängt von der Messstruktur und der relativen Position der Messspitzen zur Struktur ab.

Abbildung 4.13 zeigt schematisch den Einfluss der Messspitzen auf einen Resonator. Der Resonator wird durch eine Ersatzschaltung mit R , L und C dargestellt, wobei R_{corr} , L_{corr} und C_{corr} die Ersatzschaltelemente der Emulations-Schaltung sind. R_{corr} korrigiert den Kontaktwiderstand der Messspitzen zum Resonator-Pad, mit L_{corr} wird die Induktivität der Lumped-Ports de-embedded und mit C_{corr} wird die Koppelkapazität der Messspitzen zum Resonator wiedergegeben. Mit dieser Ersatzschaltung können die Effekte der Messspitzen bei Simulationen mit Lumped-Port emuliert werden. Wird diese Emulations-Schaltung an die Simulationsergebnisse mit Lumped-Ports geschaltet, kann mit R_{corr} der Kontaktwiderstand der Messspitzen korrigiert werden, mit L_{corr} wird die Port-Induktivität der Lumped-Ports berücksichtigt, und mit C_{corr} wird die Koppelkapazität der Messspitzen zum Resonator wiedergegeben. Diese Emulations-Schaltung gilt nur für diesen Resonator und nur für die unveränderte Höhe der Lumped-Ports. Eine Möglichkeit, die Emulations-Schaltung an die Simulationsergebnisse mit Lumped-Ports zu verschalten, ist die Kapazität C_{corr} parallel zur akustischen Admittanz an den internen Ports zu schalten und den Widerstand R_{corr} und die Induktivität L_{corr} in Serie mit dem Lumped-Port zu verbinden

Abbildung 4.14 zeigt die Wirkung einer angeschlossenen Emulations-Schaltung. Es sind Differenzen der simulierten Resonator-Admittanzen mit Messspitzen zu Simulationen mit Lumped-Ports (mit und ohne Emulations-Schaltung) dargestellt. Die relativ einfache Emulations-Schaltung erlaubt, die Simulation mit Lumped-Ports nachträglich zu prozessieren und ein Messszenario zu simulieren.

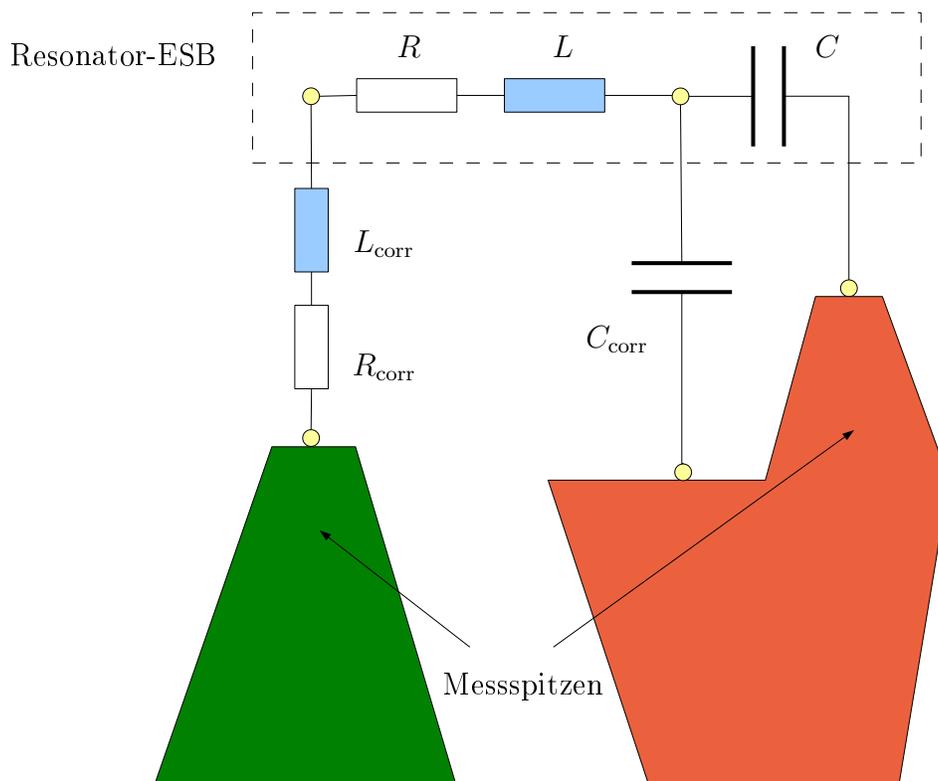


Abbildung 4.13.: Schematische Darstellung der Einflüsse der Messspitzen auf einen Resonator. R , L und C sind die Ersatzschaltelemente der elektromagnetischen Effekte des Resonators. R_{corr} , L_{corr} und C_{corr} beschreiben die Effekte, die bei Simulationen mit Messspitzen auftreten. .

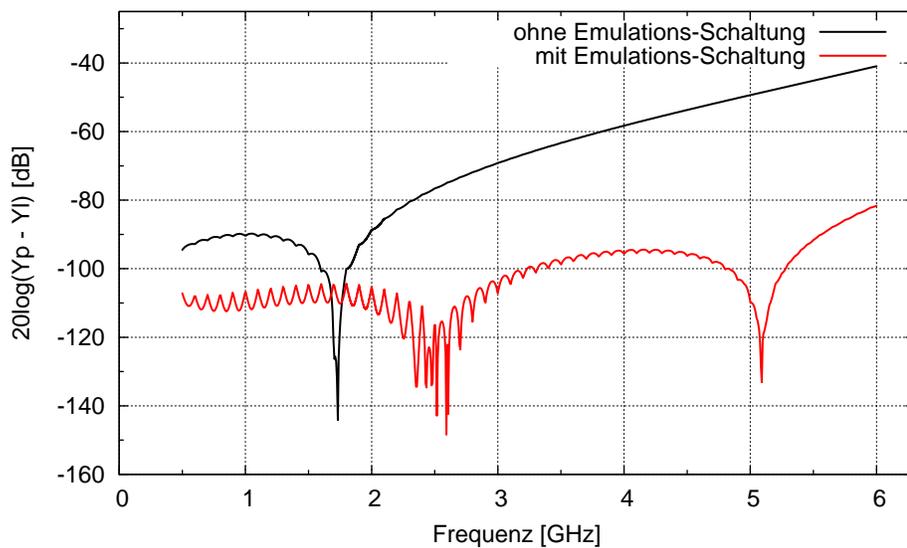


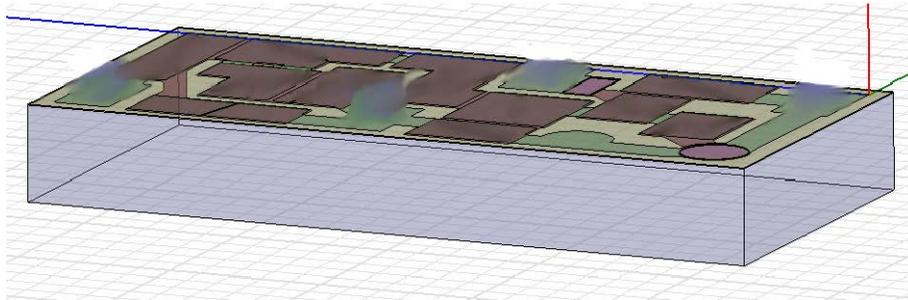
Abbildung 4.14.: Differenz der simulierten Resonator-Admittanzen (Messspitzen und Lumped-Ports) $20\log(|Y_{\text{probes}}| - |Y_{\text{lumped ports}}|)$. Es sind Differenzen für Lumped-Port-Simulation mit und ohne Emulations-Schaltung zu sehen.

4.4. Filter-Simulation mit Messspitzen

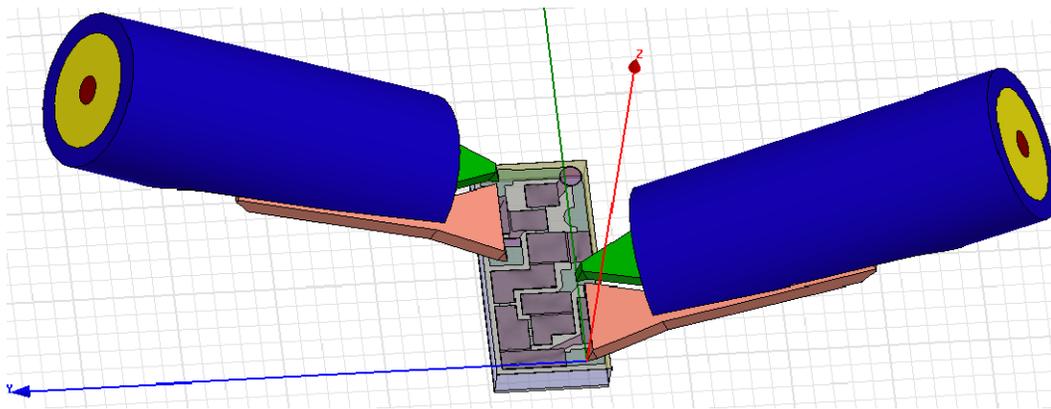
In diesem Abschnitt werden Simulationen eines 3G-RX-Messfilters mit Messspitzen analysiert. Das Messfilter wird, wie auch in der Messung, mit zwei Waferproben charakterisiert und mit einem 12-Term SOLT-Verfahren kalibriert. Die Simulation des Messfilters mit Messspitzen wird der Messung und einer Simulation mit Lumped-Ports gegenübergestellt. In Abbildungen 4.15 sind die Simulationsmodelle mit Lumped-Ports und Messspitzen, sowie der Messaufbau zu sehen. Die Lumped-Ports haben eine Höhe von $50\ \mu\text{m}$ und werden zu einer Massefläche referenziert. Die Lumped-Ports werden an exakt den gleichen Stellen positioniert wie die Messspitzen. Bei beiden Simulationsmodellen wurden für jeden Resonator interne Ports für die Anbindung der akustischen Effekte definiert. Die akustische Admittanz wurde für jeden Resonator mit der 1D-Transfer-Matrix-Methode berechnet.

Abbildungen 4.16 und 4.17 zeigen die Messungs-Rechnungs-Vergleiche für die Filterkurve und das Passband des Messfilters. In Abbildungen 4.18 und 4.19 sind die Anpassungen an Port 1 und Port 2 dargestellt. Die im vorherigen Abschnitt beschriebene Emulations-Schaltung für einen Resonator kann in diesem Fall nicht angewendet werden. Die Emulations-Schaltung für ein Messfilter mit zwei Waferproben hat eine andere Topologie und ist für jedes Messfilter erneut zu definieren, da die Kopplungseffekte zum Messfilter strukturabhängig sind.

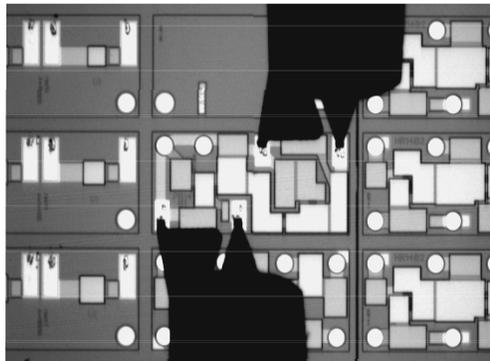
4. Waferprobesimulation und Koppeleffekte der Messspitzen



(a) Simulation mit Lumped-Ports.



(b) Simulation mit Messspitzen. Es werden zwei Waferprobes simuliert



(c) Aufnahme des Messfilters mit Messspitzen.

Abbildung 4.15.: Simulation und Messung eines 3G-RX-Messfilters. Das Messfilter wird als 2-Tor mit zwei Waferprobes gemessen und simuliert. Die Messspitzen wurden auch für die Simulationen kalibriert.

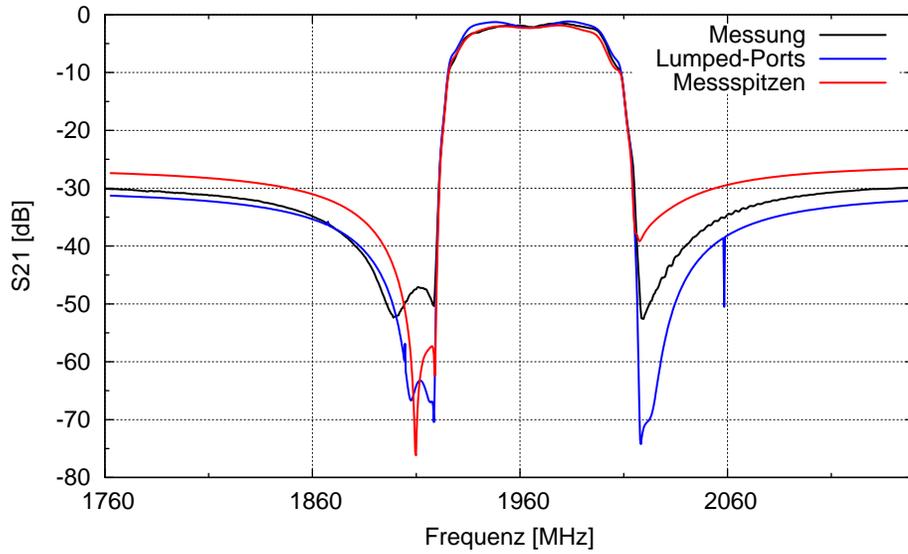


Abbildung 4.16.: Streuparameter für das RX-Filter.

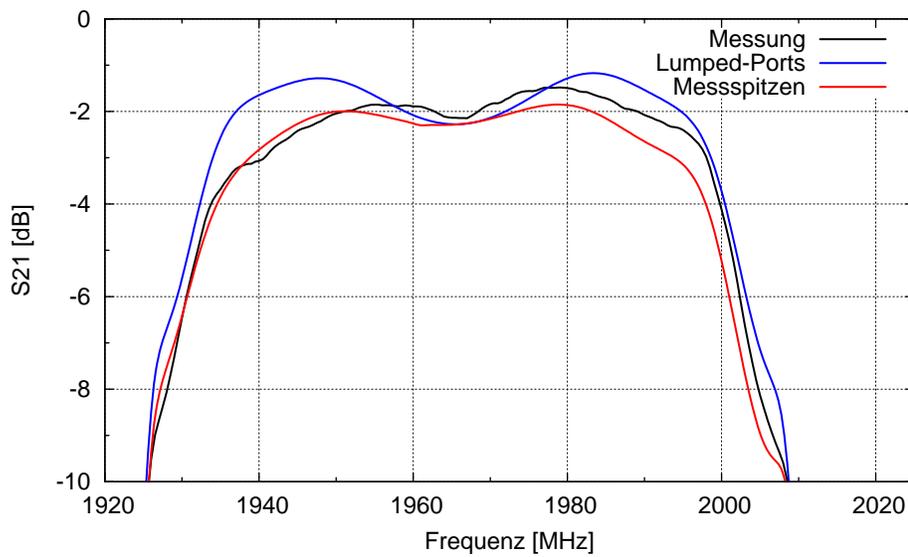


Abbildung 4.17.: RX-Passband vergrößert.

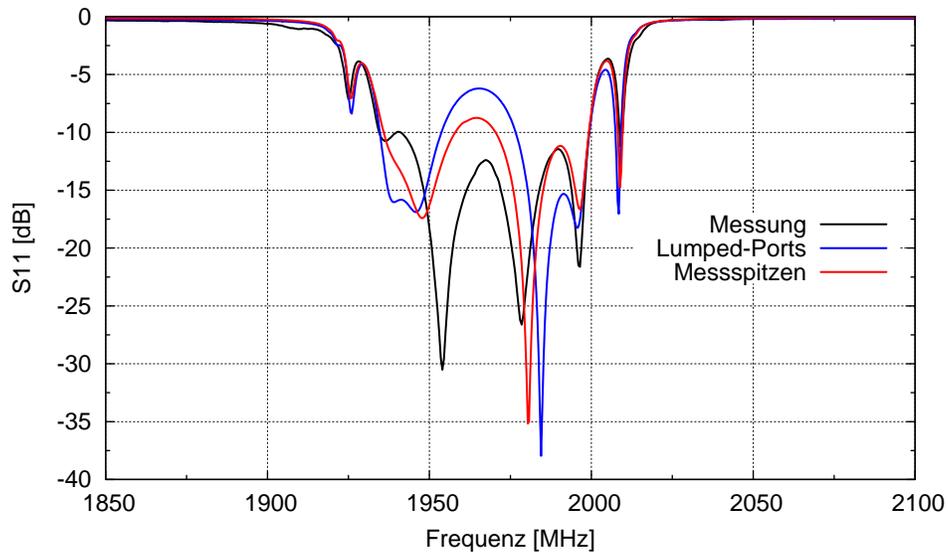


Abbildung 4.18.: Anpassung bei Port 1.

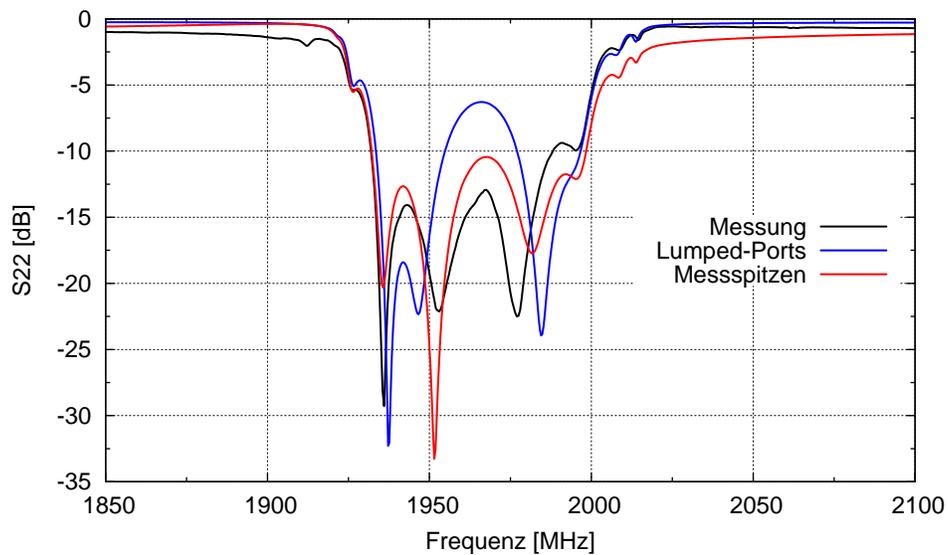


Abbildung 4.19.: Anpassung bei Port 2.

5. Extraktion von akustischen Effekten aus Resonatormessungen

Die akustischen Effekte wurden in dieser Arbeit bislang mit der 1D-Transfer-Matrix-Methode berechnet. Diese Methode berücksichtigt die akustischen Effekte in der longitudinalen Richtung und liefert eine Hauptresonanz in der berechneten Admittanz. Der große Vorteil dieser 1D-Methode ist die Möglichkeit der Optimierung des Lagenstapels, welche auch einen schnelleren Entwurf von Filtern ermöglicht. Die lateralen Effekte werden hier aber vernachlässigt. Um alle auftretenden akustischen Effekte zu berücksichtigen, wurde ein Ansatz aufgegriffen, um die akustischen Effekte aus Resonatormessungen zu extrahieren [Marksteiner et al., 2010]. Die Grundidee dabei ist, die elektromagnetischen Effekte von einer Resonatormessung, zu de-embedden. Das Resultat wäre eine reine akustische Admittanz ohne elektromagnetische Effekte, welche für weitere Resonatorsimulationen verwendet werden kann. Nachfolgend wird die Methode des De-embeddings elektromagnetischer Effekte näher vorgestellt. Dabei kommen auch die Messspitzen bei den elektromagnetischen Simulationen zum Einsatz. Es werden Messungs-Rechnungs-Vergleiche gezeigt, die auch Resonatorsimulationen mit der extrahierten akustischen Admittanz enthalten. Im Anschluss wird eine Methode vorgestellt, die es erlaubt, die extrahierten akustischen Admittanzen für beliebige Resonatorflächen zu modifizieren. Die Berechnung akustischer Admittanzen für unterschiedliche Resonatorflächen erlaubt es, ganze Filter mit extrahierten akustischen Effekten zu simulieren. Grundsätzlich gilt die extrahierte akustische Admittanz nur für Resonatoren mit identischem Lagenstapel. Der hier untersuchte Duplexer hat in jedem Filter drei unterschiedliche Lagenstapel. Das bedeutet, dass für eine Duplexersimulation mit extrahierten akustischen Admittanzen sechs Resonatormessungen notwendig sind. Die Methode wird anschließend anhand von Messungs-Rechnungs-Vergleichen verifiziert.

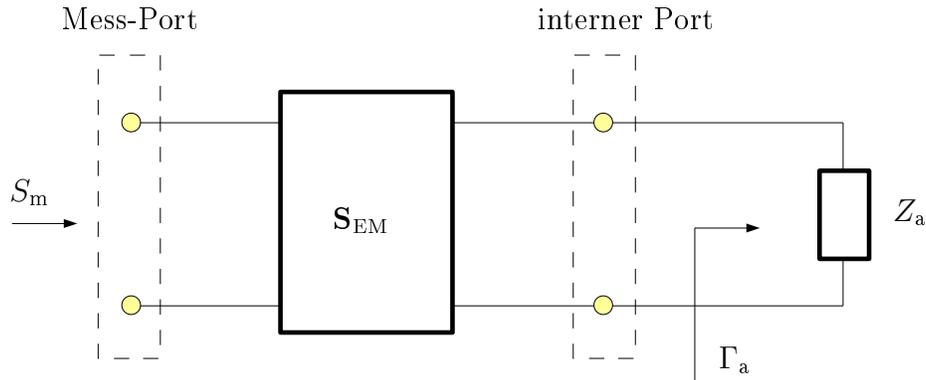


Abbildung 5.1.: Die Ergebnisse der elektromagnetischen Simulationen \mathbf{S}_{EM} werden am internen Port mit der akustischen Impedanz Z_a abgeschlossen. S_m ist hier der Reflektionsfaktor, welcher sich durch die Verschaltung der akustischen Impedanz Z_a ergibt. Der Reflektionsfaktor S_m muss im Idealfall der Messung entsprechen. Γ_a ist der Reflektionsfaktor an der akustischen Impedanz Z_a . Das Ziel des De-embeddings ist es, die akustische Impedanz zu extrahieren.

5.1. De-embedding elektromagnetischer Effekte

Um alle elektromagnetischen Effekte aus einer Resonatormessung zu de-embedden, muss die elektromagnetische Simulation die Messung sehr gut nachbilden. Wie in Kapitel 4 beschrieben, wird hier in der elektromagnetischen Simulation das 3D-Modell der Messspitzen hinzugefügt. Dabei ist es auch wichtig, identische Aufsetzpunkte der Messspitzen auf den Resonator-Pads in der Simulation und der Messung zu gewährleisten, da ansonsten ein Versatz in der Resonanzfrequenz auftritt. Der Resonator wird mit einem internen Port simuliert. Dieser erlaubt, dass die nachfolgend beschriebenen Methoden verwendet werden können.

5.1.1. Analytische Methode

Das Ergebnis der elektromagnetischen Simulation ist eine 2-Port-Streumatrix (Prober-Port und der interne Port). In Abbildung 5.1 ist die Verschaltung der elektromagnetischen Simulationsergebnisse \mathbf{S}_{EM} mit der gesuchten akustischen Impedanz Z_a abgebildet. Die akustische Impedanz Z_a wird an den internen Port geschaltet. Der Reflektionsfaktor an der akustischen Impedanz ist gegeben durch

$$\Gamma_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (5.1)$$

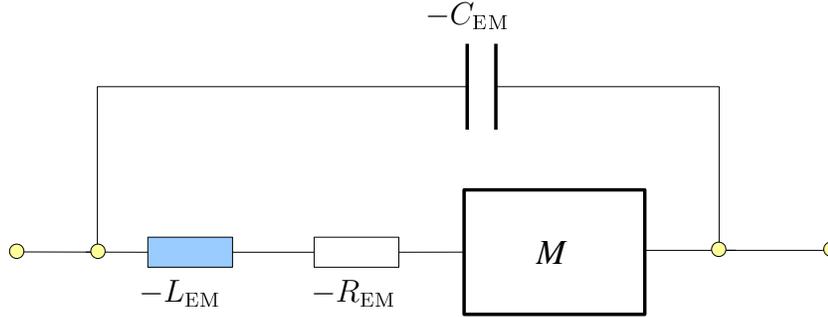


Abbildung 5.2.: Um die reine akustische Impedanz zu extrahieren, wird die Messung M mit negativen Werten der gefitteten Ersatzschaltelemente des Resonators beschaltet. Das modifizierte Butterworth-Van-Dyke-Modell aus Abbildung 3.4 veranschaulicht die Methode der Extraktion der akustischen Effekte. Die Ersatzschaltelemente C_{EM} , L_{EM} und R_{EM} entsprechen den gefitteten Werten der simulierten elektromagnetischen Admittanz. $-L_{EM}$ und $-R_{EM}$ de-embedden die Elektroden-Induktivität und -Verluste. Durch $-C_{EM}$ wird die statische Kapazität zwischen den Elektroden abgezogen. Das Resultat ist die reine akustische Impedanz.

mit $Z_0 = 50 \Omega$. S_m ist der Reflektionsfaktor am Mess-Port beim beschalteten internen Port und ergibt sich gemäß [Orfanidis, 2013]

$$S_m = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_a}{1 - S_{22} \Gamma_a}. \quad (5.2)$$

S_m entspricht hier der Messung. S_{11} , S_{21} , S_{12} und S_{22} sind die einzelnen Matrixelemente aus \mathbf{S}_{EM} . Damit ergibt sich die gesuchte Größe zu

$$\Gamma_a = \frac{S_m - S_{11}}{(S_m - S_{11}) S_{22} + S_{12} S_{21}}. \quad (5.3)$$

Γ_a ist der de-embeddete akustische Reflektionsfaktor, welcher einfach in eine akustische Impedanz oder Admittanz umgewandelt werden kann.

5.1.2. Numerische Methode

Eine weitere Methode, die elektromagnetischen Effekte aus Resonatormessungen zu de-embedden wird in Abbildung 5.2 veranschaulicht. Die Ergebnisse der elektromagnetischen Simulationen werden an die Ersatzschaltung aus Abbildung 3.2 gefittet. Die Ersatzschaltung besteht aus einer Serienschaltung aus dem Widerstand R_{EM} , der Induktivität L_{EM} und der Kapazität C_{EM} . Durch das Verschalten der negativen Werte der gefitteten Ersatzschaltelemente an die Messung M werden die statische Kapazität, die Elektroden-Induktivität und -Verluste abgezogen (siehe das modifizierte Butterworth-Van-Dyke-Modell aus Abbildung 3.4). Durch dieses Verschalten

der gefitteten Ersatzschaltelemente werden die akustischen Effekte extrahiert. Bei hoher Fitting-Genauigkeit der Ersatzschaltungselemente liefern die analytische und die numerische Methode vergleichbare Ergebnisse. In bestimmten Fällen kann es von Vorteil sein, die numerische Methode zu verwenden, da die Ersatzschaltelemente manuell modifiziert werden können. Dadurch könnten die De-embedding-Parameter manuell eingestellt und optimiert werden.

5.2. Resonatorsimulationen mit extrahierten akustischen Effekten

Abbildung 5.3 zeigt einen Messungs-Rechnungs-Vergleich für einen Resonator. Bei der ersten Resonatorsimulation wurde für die Berechnung der akustischen Admittanz die 1D-Transfer-Matrix-Methode verwendet. Bei der zweiten Resonatorsimulation wurde die akustische Admittanz aus einer Messung extrahiert. Zur Extraktion wurden die analytische Methode und Gl. (5.3) hergenommen. Beide Resonatorsimulationen enthalten das 3D-Modell der Messspitzen in der elektromagnetischen Simulation. Die extrahierte akustische Admittanz stammt nicht von der hier gezeigten Messung. Die Messung stammt von einem Resonator mit gleicher Spezifikation, aber an einer anderen Stelle auf dem Wafer. Dieser Messungs-Rechnungs-Vergleich verifiziert die Methode der Extraktion von akustischen Effekten aus Resonatormessungen. Es sei hier zu erwähnen, dass diese Methode nur korrekt funktioniert wenn die Messung und die elektromagnetische Simulation alle Effekte identisch abbilden. So ist es sehr wichtig, die Kalibrierung bei der Messung sowie bei der Simulation korrekt und einheitlich durchzuführen. Wie in Kapitel 4 gezeigt, ist es auch wichtig, dass die Messspitzen in der Simulation und der Messung identische Aufsetzpunkte auf den Resonator-Pads haben. Dazu kommen Fertigungsschwankungen beim Lagenstapel, welche die Ergebnisse der Extraktion der akustischen Effekte maßgeblich beeinflussen können. Bei zu großen Schwankungen in der Fertigung würde das heißen, dass die extrahierten akustischen Admittanzen nicht für Resonatoren auf anderen Wafern (oder beim gleichen Wafer mit großen Fertigungsschwankungen) gelten.

5.3. Berechnung akustischer Admittanzen für unterschiedliche Resonatorflächen

In diesem Abschnitt wird das Vorgehen bei der Berechnung akustischer Admittanzen für unterschiedliche Resonatorflächen vorgestellt. Dabei werden die extra-

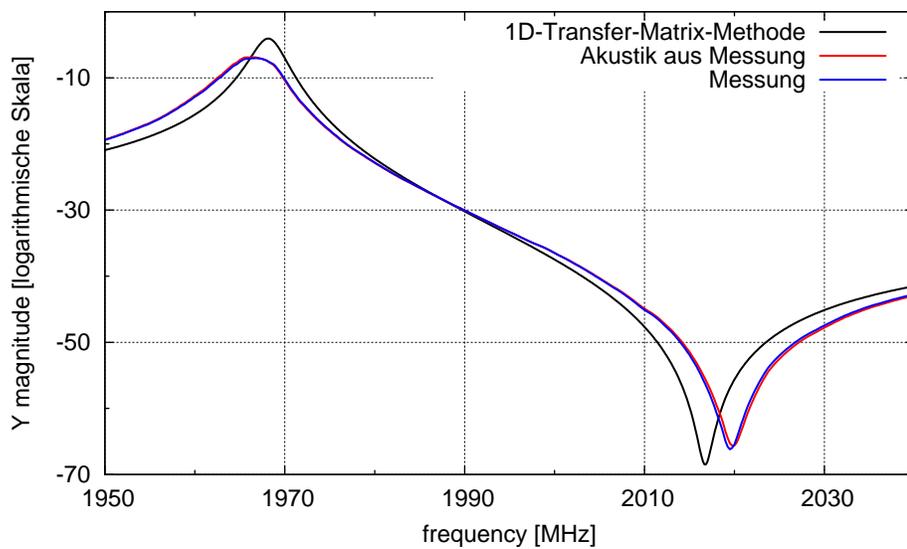


Abbildung 5.3.: Messungs-Rechnungs-Vergleiche. Verglichen werden die Resonatormessung, die Simulationen mit der akustischen Admittanz berechnet mit der 1D-Transfer-Matrix-Methode und der Simulation mit der aus einer Messung extrahierten akustischen Admittanz. Die extrahierte akustische Admittanz stammt von einem Resonator mit gleicher Spezifikation (wie der gezeigte Messresonator), der aber an einer anderen Stelle auf dem Wafer liegt. Die elektromagnetischen Simulationen enthalten, wie im vorherigen Kapitel diskutiert, das kalibrierte 3D-Modell der Messspitzen.

hierten akustischen Admittanzen modifiziert, um Resonatoradmittanzen mit der gewünschten Resonatorfläche abzubilden. Es ist wichtig hier zu erwähnen, dass nur die Resonatorfläche als Parameter modifiziert werden kann. Diese Methode ist nur gültig für Resonatoren bei denen die statische Kapazität zwischen den Elektroden analytisch ausgedrückt werden kann. Die hier untersuchten Resonatoren und Filter haben rechteckige Resonator-Elektroden. Änderungen im Lagenstapel können so nicht berücksichtigt werden. Durch die Änderungen der Schichtdicken im Lagenstapel kann die Lage der Resonanzfrequenz verändert werden. Die Änderungen in der Lage der Resonanzfrequenz können mit dieser Methode nicht berücksichtigt werden. Für jeden Lagenstapel muss eine gesonderte Messung durchgeführt werden.

Ausgehend von der in Kapitel 3.3 beschriebenen Methode kann aus jeder akustischen Admittanz eine frequenzabhängige äquivalente Permittivität berechnet werden. Diese äquivalente Permittivität ist flächenunabhängig. Mit Gl. (3.1), kann aus der extrahierten akustischen Admittanz Y_a eine äquivalente Permittivität $\varepsilon_a(f)$ berechnet werden

$$\varepsilon_a(f) = -j Y_a \frac{d_a}{\omega \varepsilon_0 A_a}. \quad (5.4)$$

d_a ist hier die Piezoschichtdicke und A_a die Resonatorfläche des gemessenen Resonators. Wird $\varepsilon_a(f)$ in Gl. (3.1) eingesetzt, ergibt sich die Admittanz eines Resonators mit der Piezoschichtdicke d_a und einer Resonatorfläche A_{mod} zu

$$Y_{\text{mod}} = Y_a \frac{A_{\text{mod}}}{A_a}. \quad (5.5)$$

Die modifizierte akustische Admittanz Y_{mod} wird berechnet, indem die extrahierte akustische Admittanz Y_a mit dem Flächenverhältnis der gewünschten Resonatorfläche A_{mod} zur Resonatorfläche des gemessenen Resonators A_a gewichtet wird. Eine ähnliche Berechnung der akustischen Admittanzen findet auch bei der 1D-Transfer-Matrix-Methode statt. Im nächsten Abschnitt wird die beschriebene Methode für eine Duplexer-Simulation verwendet. Dafür werden aus Messungen akustische Admittanzen extrahiert. Anschließend werden modifizierte akustische Admittanzen für unterschiedliche Resonatorflächen berechnet und in die Duplexer-Simulation eingesetzt.

5.4. Duplexer-Simulationen mit extrahierten akustischen Effekten

Ein 3G-Duplexer mit Gehäuse und Messplatine soll mit extrahierten akustischen Effekten simuliert werden. Der gesamte Duplexer wurde im elektromagnetischen

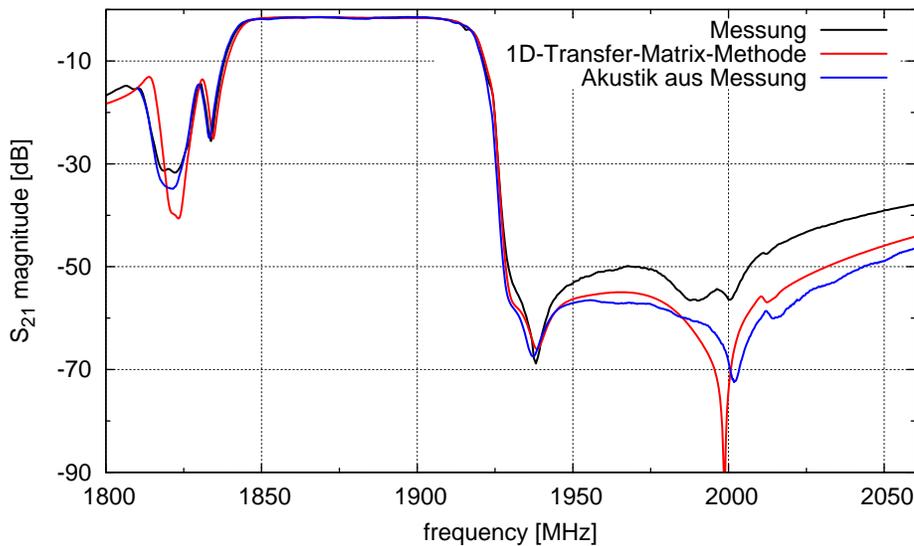


Abbildung 5.4.: Streuparameter für das TX-Filter.

Simulator modelliert. Als Schnittstelle für die akustischen Effekte werden interne Ports verwendet. Beim TX- und RX-Filter kommen jeweils für jedes Filter drei unterschiedliche Resonatortypen zum Einsatz. Diese Resonatortypen unterscheiden sich im Aufbau des Lagenstapels. Zusätzlich besitzen die Resonatoren unterschiedliche Resonatorflächen. Um den Duplexer mit extrahierten akustischen Effekten simulieren zu können, werden für diesen Duplexer insgesamt sechs Resonatormessungen und Simulationen durchgeführt (für jedes Filter drei Messresonatoren). Aus diesen Messungen werden akustische Admittanzen extrahiert, welche anschließend für unterschiedliche Resonatorflächen modifiziert werden. Somit wurde für jeden Resonator die akustische Admittanz generiert. Dieses Vorgehen wird anhand von Messungs-Rechnungs-Vergleichen verifiziert. Simulationen mit extrahierten akustischen Admittanzen und mit der 1D-Transfer-Matrix-Methode simulierte akustische Admittanzen werden Messungen gegenübergestellt. In Abbildungen 5.4 und 5.5 sind die Streuparameter für das TX-Filter und das TX-Passband zu sehen. Streuparameter für das RX-Filter und das RX-Passband sind in Abbildungen 5.4 und 5.5 dargestellt. Die Isolation zwischen TX- und RX-Filter wird in Abbildung 5.8 gezeigt. Die Anpassungen am TX-, RX- und Antennen-Port sind abgebildet in Abbildungen 5.9-5.11. Wie besonders aus den Passband-Kurven hervorgeht, können Simulationen mit extrahierten akustischen Admittanzen das Verhalten der Filter sehr gut beschreiben.

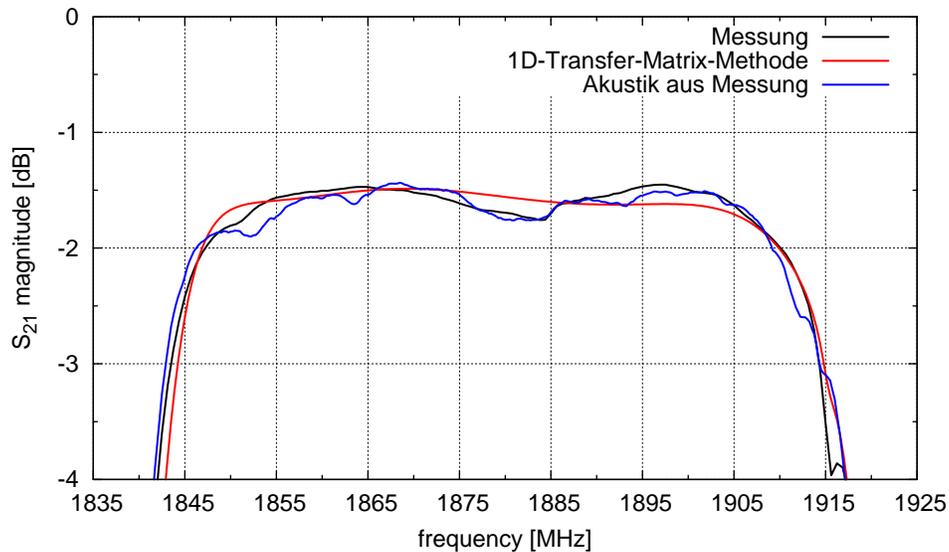


Abbildung 5.5.: TX-Passband vergrößert.

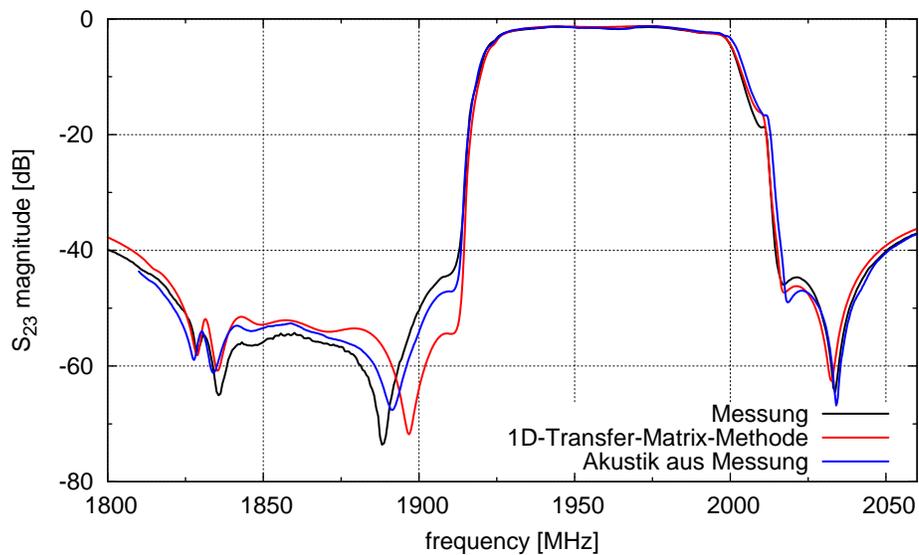


Abbildung 5.6.: Streuparameter für das RX-Filter.

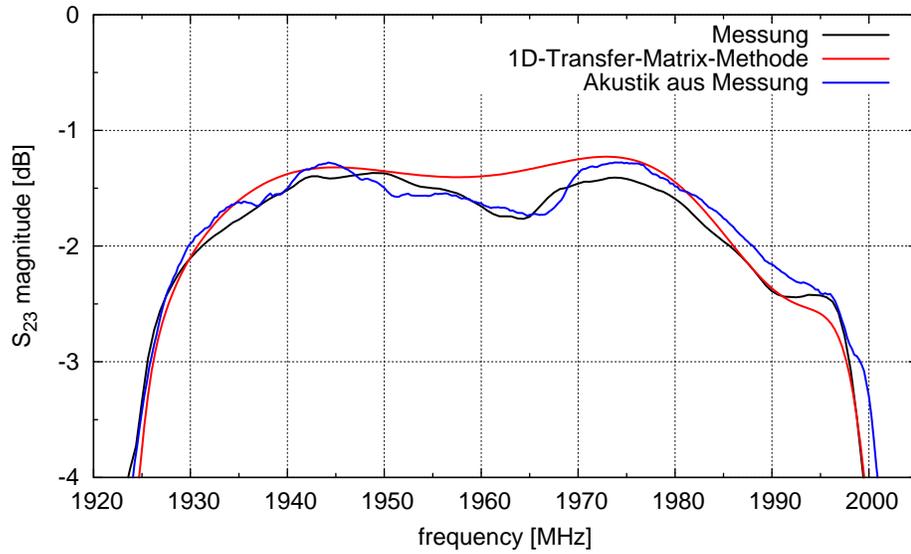


Abbildung 5.7.: RX-Passband vergrößert.

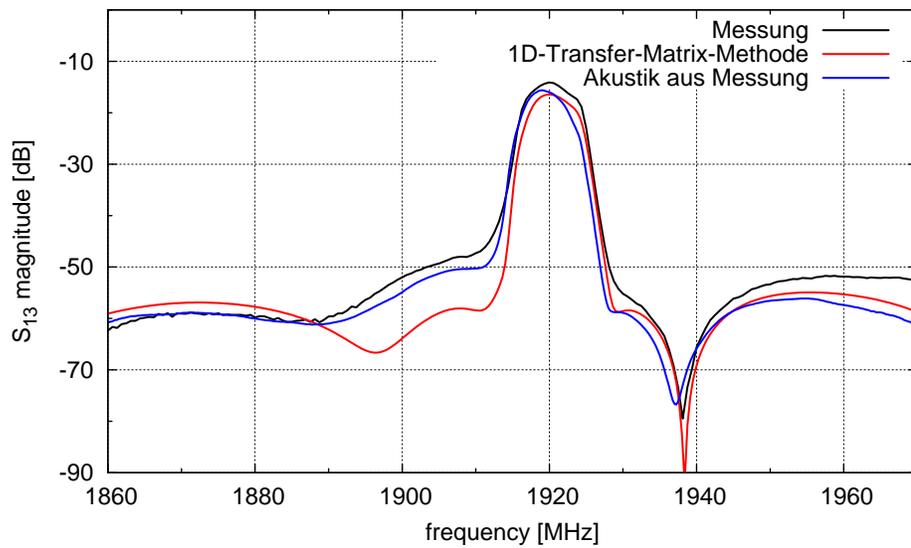


Abbildung 5.8.: Isolation zwischen TX- und RX-Filter.

5. Extraktion von akustischen Effekten aus Resonanzmessungen

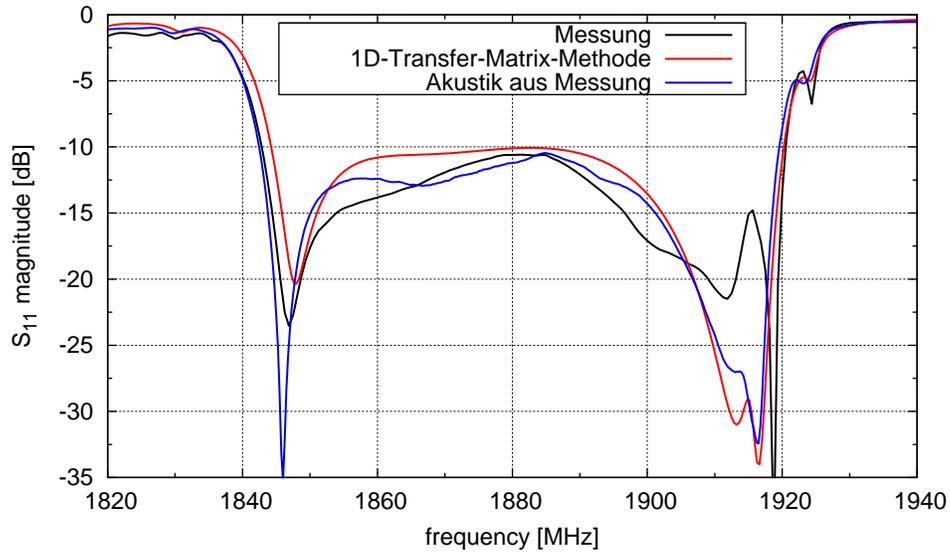


Abbildung 5.9.: Anpassung am TX-Port.

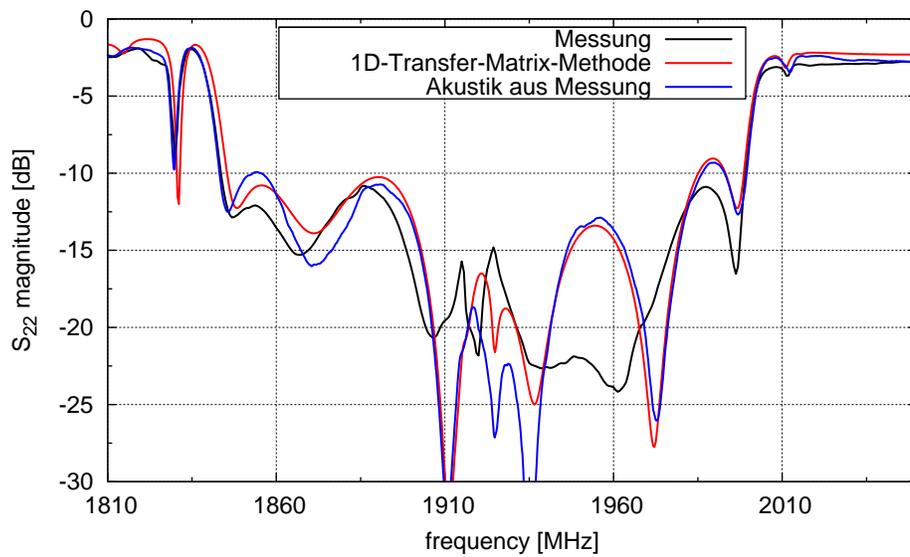


Abbildung 5.10.: Anpassung am RX-Port.

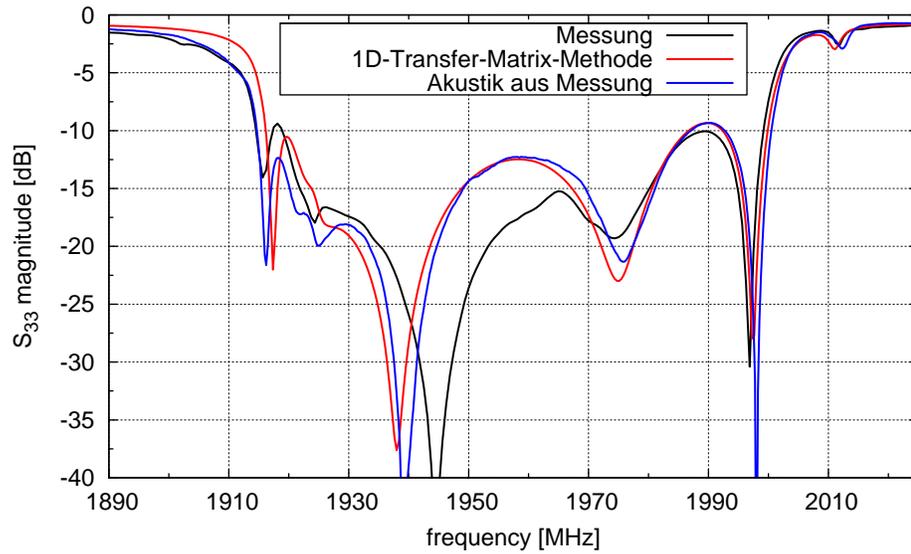


Abbildung 5.11.: Anpassung am Antennen-Port.

5. *Extraktion von akustischen Effekten aus Resonatormessungen*

6. Elektromagnetische Effekte im Lagenstapel von BAW-Bauteilen

Das *Standardsimulationsmodell* für die elektromagnetische Simulation eines Resonators, das in den vorherigen Kapiteln verwendet wurde, besteht aus den Elektroden, der Piezoschicht und dem Substrat. Auf die Modellierung der dünnen Spiegelschichten wurde bei diesen Simulationsmodellen verzichtet. In diesem Kapitel werden die elektromagnetischen Effekte in den dünnen Schichten des Lagenstapels analysiert. Dabei werden insbesondere die Effekte der Spiegellagen und der Piezoschicht untersucht. Es werden zwei Spiegelmodelle präsentiert und anhand einer Ersatzschaltung mit anderen Simulationsmodellen verglichen. Des Weiteren werden die Seeding-Effekte in den Spiegellagen sowie der Piezoschicht untersucht. Der Rechenaufwand der unterschiedlichen Simulationsmodelle wird anhand der Rechenzeit, des Speicherbedarfs und der Anzahl der Meshzellen verglichen. Es werden anschließend Messungs-Rechnungsvergleiche für Resonatoren und einen Duplexer durchgeführt. Um alle relevanten Effekte eines Lagenstapels mit hoher Genauigkeit erfassen zu können, ist ein tiefgründiges Verständnis der Funktionsweise der verwendeten Simulationssoftware, sowie deren Grenzen und Stärken notwendig. Abhängig von dem zu simulierenden Bauteil, dessen Komplexität, der gewünschten Genauigkeit und den verfügbaren Rechenressourcen können verschiedene elektromagnetische Resonatormodelle herangezogen werden. In diesem Kapitel werden die Bauteile grundsätzlich mit der separaten Simulationsmethode berechnet (siehe Kapitel 3.2).

6.1. Akustische Spiegellagen

6.1.1. Elektromagnetische Modelle

Die elektromagnetische 3D-Simulation von großen Strukturen, die aus relativ kleinen dünnen Schichten bestehen, benötigt auch ein komplexes Mesh, da die dünnen

Schichten fein diskretisiert werden müssen. Das hat zur Folge, dass eine große Anzahl an Meshzellen generiert werden muss, was dann auch die Rechenintensität steigert. In den vorherigen Kapiteln wurde ein einfaches Resonatormodell für die Elektromagnetik-Simulation herangezogen, bei dem auf die relativ dünnen Spiegellagen verzichtet wurde. Dieses *Simple*-Modell hat den Vorteil, dass es aus wenigen Schichten besteht und der Modellaufbau vereinfacht ist. Um alle elektromagnetischen Effekte, die im Lagenstapel auftreten, zu erfassen, müssen alle Schichten im Lagenstapel berücksichtigt werden [Selimovic et al., 2011b]. In diesem Abschnitt werden die elektromagnetischen Effekte der Spiegellagen näher untersucht. Grundsätzlich unterscheiden sich die elektromagnetischen Resonatormodelle durch den Grad der enthaltenen Details.

Abbildung 6.1 zeigt Querschnitte der drei elektromagnetischen Simulationsmodelle, die untersucht wurden. In Abbildung 6.1(a) ist das *Simple*-Modell gezeigt, welches aus der Piezoschicht, den Elektroden und dem Substrat besteht. Dieses Modell wurde in den Untersuchungen der vorherigen Kapitel herangezogen. Das Spiegelmodell A ist in Abbildung 6.1(b) gezeigt, welches zusätzlich noch eine Spiegellage zwischen der Piezoschicht und dem Substrat besitzt. Eine Spiegellage besteht im Prinzip aus einer dielektrischen Schicht, hier SiO_2 , und aus dünnen Metallisierungen. Jede Metallisierung kann aus mehreren unterschiedlichen Metalllagen bestehen. Die Metallisierungen werden in der elektromagnetischen Simulation als unendlich dünne Lagen mit einer äquivalenten Oberflächenleitfähigkeit modelliert. In Abbildung 6.1(c) ist das Spiegelmodell B gezeigt, in dem der Spiegel aus zwei Spiegellagen und einer zusätzlichen dielektrischen Schicht aufgebaut ist. Das Spiegelmodell B beschreibt den Realfall am besten, da es alle Schichten enthält, die auch in der akustischen Simulation verwendet werden. Die SiO_2 Schichtdicke im Spiegelmodell A entspricht der Summe der SiO_2 -Schichtdicken im Spiegelmodell B.

Analytische Betrachtung der Reflektion

Die Reflektionen an den Übergängen mit unterschiedlichen Impedanzen lassen sich analytisch ausdrücken. In Abbildung 6.2 werden zwei Übergänge dargestellt. Der erste Übergang ist zwischen den Impedanzen Z_1 und Z_2 mit dem Reflektionsfaktor ρ_1 . Am zweiten Übergang, zwischen den Impedanzen Z_2 und Z_3 , gilt der Reflektionsfaktor ρ_2 . Für die Reflektionsfaktoren an den Übergängen gilt

$$\rho_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad \text{und} \quad \rho_2 = \frac{Z_3 - Z_2}{Z_3 + Z_2}. \quad (6.1)$$

Die Impedanz von dielektrischen Lagen ist gegeben durch

$$Z_i = \sqrt{\frac{\mu_i}{\varepsilon_i}}. \quad (6.2)$$

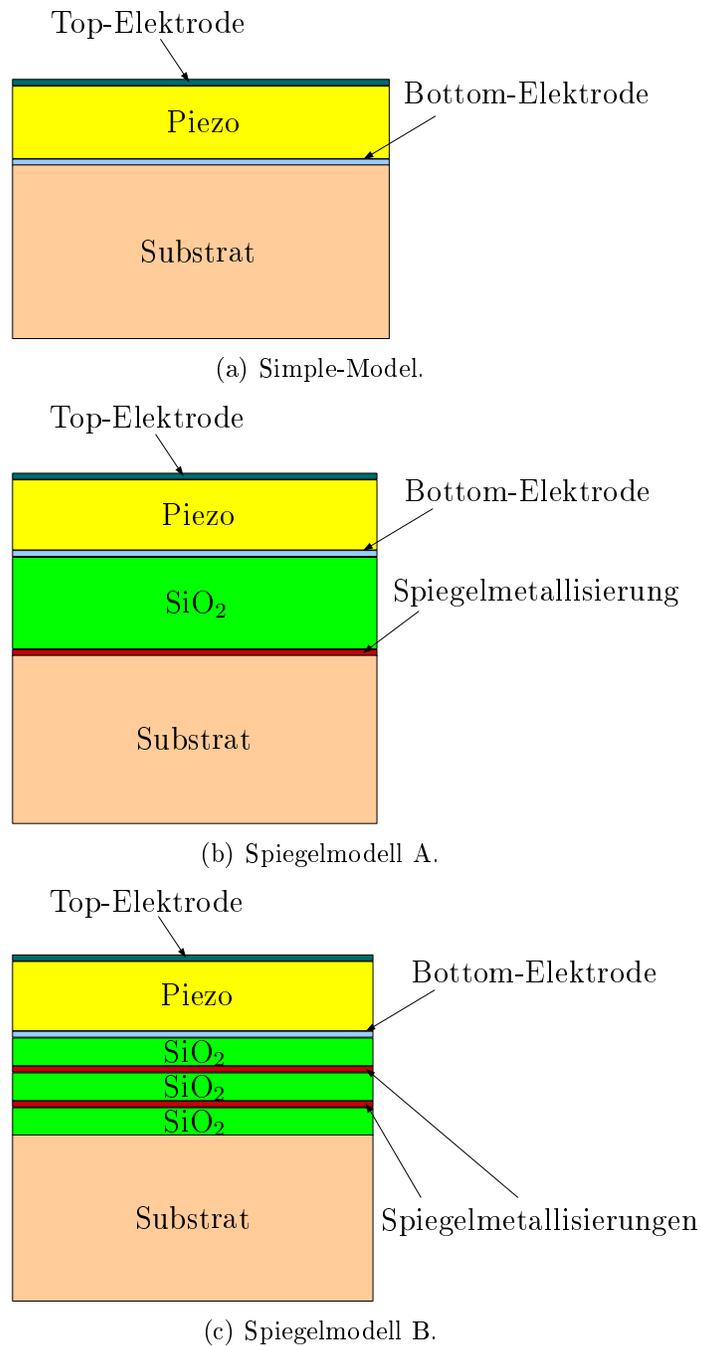


Abbildung 6.1.: Skizzen der Querschnitte der Simulationsmodelle. Gezeigt ist das *Simple*-Modell, welches in den Kapiteln zuvor zum Einsatz gekommen ist. Die beiden Spiegelmodelle A und B werden hier untersucht.

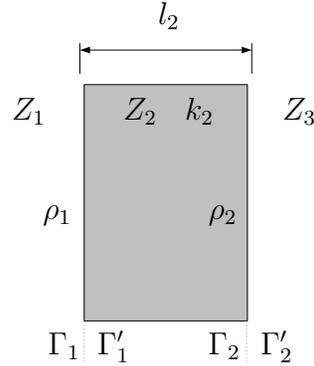


Abbildung 6.2.: Reflexion an einer dielektrischen Lage.

Bei leitfähigen Materialien ist die Impedanz

$$Z_m = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma_m}} \quad (6.3)$$

abhängig von der Leitfähigkeit σ_m und der Frequenz ω . Γ_1 ist der resultierende Reflektionsfaktor am ersten Übergang auf der linken Seite und Γ'_1 auf der rechten Seite. Γ_2 und Γ'_2 sind die resultierende Reflektionsfaktoren am zweiten Übergang. Mit der Annahme einer einfallenden ebenen Welle von der linken Seite am ersten Übergang und $\Gamma'_2 = 0$ (keine einfallende Welle am zweiten Übergang von der rechten Seite), können die resultierenden Reflektionsfaktoren angegeben werden durch [Orfanidis, 2013]

$$\Gamma_1 = \frac{\rho_1 + \Gamma'_1}{1 + \rho_1 \Gamma'_1} = \frac{\rho_1 + \Gamma_2 e^{-2jk_2 l_2}}{1 + \rho_1 \Gamma_2 e^{-2jk_2 l_2}} \quad (6.4)$$

und

$$\Gamma_2 = \frac{\rho_2 + \Gamma'_2}{1 + \rho_2 \Gamma'_2} = \rho_2. \quad (6.5)$$

l_2 ist die Schichtdicke und $k_i = \omega \sqrt{\mu_i \varepsilon_i}$.

So kann beispielsweise der Reflektionsfaktor einer Spiegellage analytisch angegeben werden. Der erste Übergang ist vom Piezomaterial zur SiO_2 -Schicht und der zweite Übergang ist von der SiO_2 -Schicht zur Spiegelmetallisierung. Für Kupfer bei 1 GHz ist die Impedanz $Z_m = 8,139(1 + j) \text{ m}\Omega$. Damit ergibt sich ein Reflektionsfaktor für eine SiO_2 -Schicht mit Kupfer als Spiegelmetallisierung zu $\Gamma_1 = -0,99973 + 4,2883 \cdot 10^{-4}$ bei 1 GHz. Da die Impedanz Z_m von Metallen klein im Vergleich zur SiO_2 -Impedanz ist, ergibt sich ein Reflektionsfaktor von fast -1 am Übergang von der SiO_2 -Schicht zur Spiegelmetallisierung.

In Abbildung 6.3 ist die Anordnung mit zwei dielektrischen Lagen gezeigt. Für zwei

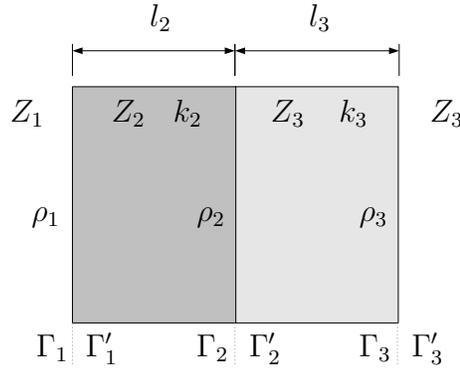


Abbildung 6.3.: Reflektion an zwei dielektrischen Lagen.

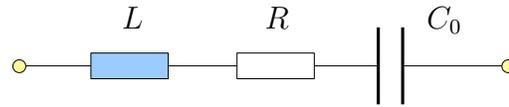


Abbildung 6.4.: Ersatzschaltung für das Elektromagnetik-Modell eines Resonators. Die Verluste werden durch R , die Elektrodeninduktivität durch L und die Kapazität zwischen den Elektroden durch C_0 beschrieben.

dielektrische Lagen ergibt sich der Reflektionsfaktor zu

$$\Gamma_1 = \frac{\rho_1 + \rho_2 z_2^{-1} + \rho_1 \rho_2 \rho_3 z_3^{-1} + \rho_3 z_2^{-1} z_3^{-1}}{1 + \rho_1 \rho_2 z_2^{-1} + \rho_2 \rho_3 z_3^{-1} + \rho_1 \rho_3 z_2^{-1} z_3^{-1}} \quad (6.6)$$

mit $z_i = e^{2jk_i l_i}$. Mehr Informationen zur Herleitung und weiterführenden Betrachtungen finden sich in [Orfanidis, 2013].

6.1.2. Vergleich der elektromagnetischen Modelle

Um den elektromagnetischen Einfluss der Spiegellagen detailliert zu untersuchen, wurden die Resonatoren ohne akustische Effekte simuliert, d.h. die analysierten Admittanzen enthalten nur elektromagnetische Effekte. Die elektromagnetischen Effekte der drei Simulationsmodelle wurden anhand einer Ersatzschaltung untersucht. Die Ersatzschaltelemente der Schaltung wurden an die Admittanzen gefittet. Die Ersatzschaltung besteht aus einer Serienschaltung mit Widerstand R , Induktivität L und Kapazität C_0 . R beschreibt die ohmschen und dielektrischen Verluste, L die Elektrodeninduktivität und C_0 die Kapazität zwischen den Elektroden. Abbildung 6.4 zeigt die Ersatzschaltung, die zum Fitten an die Admittanzen verwendet wurde. Für das Fitten der Schaltelemente wurde ein Algorithmus verwendet, der auf einer nichtlinearen Optimierung beruht.

Tabelle 6.1.: Relative Änderung (in %) der gefitteten Ersatzschaltelemente zum *Simple*-Modell. Das *Simple*-Modell dient als Referenz mit gefitteten Ersatzschaltelementen $R = 1,12 \Omega$, $C_0 = 1,89 \text{ pF}$ und $L = 0,17 \text{ nH}$.

	ΔR [%]	ΔC_0 [%]	ΔL [%]
Spiegelmodell A	-1,95	-1,59	0,25
Spiegelmodell B	-2,49	-1,69	0,55

Tabelle 6.2.: Simulationsstatistik für die Spiegelmodelle. Gezeigt wird die Anzahl der Meshzellen in SiO_2 , der Speicherbedarf und die Rechenzeiten. Die Simulationen wurden auf demselben Rechner durchgeführt. Zum Vergleich, das *Simple*-Modell benötigt 0,6 GB Speicher und ca. 1 min Rechenzeit.

	Spiegelmodell A	Spiegelmodell B
Anzahl der Meshzellen in SiO_2	44 000	52 000
Speicherbedarf	1,96 GB	1,7 GB
Rechenzeit	14 min	12 min

Für die Untersuchungen wurde ein typischer Resonator, der im RX-Filter eines Band-II-Duplexers zum Einsatz kommt, herangezogen. Die Resonatorfläche beträgt $180 \mu\text{m} \times 180 \mu\text{m}$. Das Simulationsmodell beinhaltet alle relevanten Strukturen, die auch in einer On-Wafer-Messung von Bedeutung sind. Die Resonatormodelle wurden wie in Kapitel 4 mit Messspitzen simuliert und anschließend softwaremäßig kalibriert. Des Weiteren wurde die Messung so durchgeführt, dass die Aufsetzpunkte der Messspitze mit den im elektromagnetischen Modell definierten Aufsetzpunkten übereinstimmen. Somit wird auch die richtige Elektrodeninduktivität berücksichtigt. So ist ein Messungs-Rechnungsvergleich mit Berücksichtigung aller Effekte gegeben. Tabelle 6.1 zeigt die relativen Änderungen der gefitteten Ersatzschaltelemente für die zwei Spiegelmodelle A und B. Als Referenz dient hier das *Simple*-Modell. Durch die Mitberücksichtigung der Spiegellagen im Simulationsmodell werden die simulierten effektiven Verluste und die Kapazität verringert, während die Induktivität steigt.

In Tabelle 6.2 sind die Simulationsstatistiken für die Spiegelmodelle zusammengefasst. Simulationen wurden auf demselben Rechner durchgeführt, der 48 GB Arbeitsspeicher und 4 Rechenkerne mit 2,4 GHz Taktfrequenz besitzt. Berücksichtigt man die akustischen Effekte für die Simulationsmodelle aus Abbildung 6.1, sind die elektromagnetischen Effekte deutlich an den Resonanzfrequenzen sichtbar, da diese direkt beeinflusst werden (siehe dazu Abschnitt 2.2.1). Abbildung 6.5 zeigt die simulierten Admittanzen der drei Simulationsmodelle mit Berücksichtigung der akustischen Effekte und die dazugehörige Messung vom gefertigten Bauteil. Gezeigt wird die Antiresonanzfrequenz. Die Modellierung der Spiegellagen wirkt sich am stärksten auf die Antiresonanzfrequenz aus. Beispielsweise bewirkt die Spiegel-

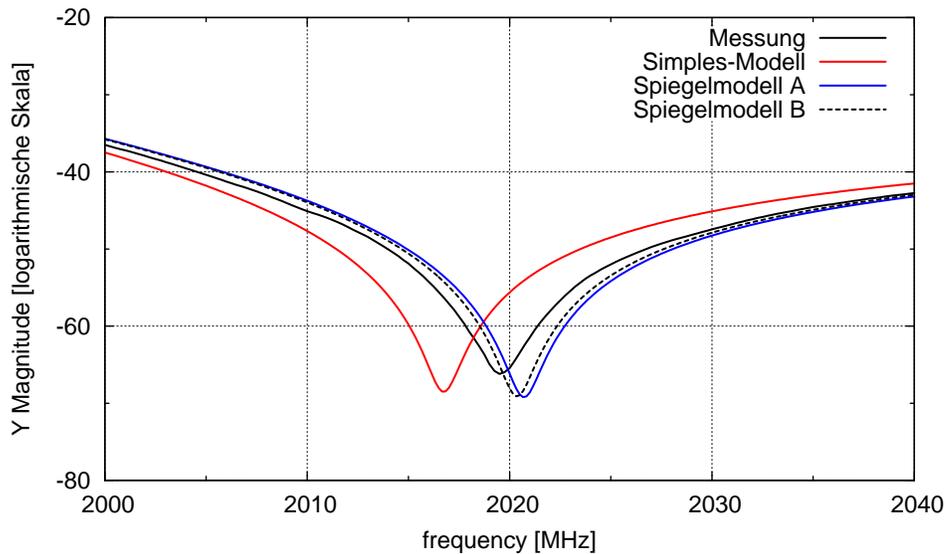


Abbildung 6.5.: Messungs-Rechnungsvergleich. Gezeigt sind Admittanzen der Messung, des *Simple*-Modells und der Spiegelmodelle A und B.

lage im Spiegelmodell A eine Verschiebung der Antiresonanzfrequenz zu höherer Frequenz, wodurch sich auch die Bandbreite ändert. In diesem konkreten Fall ändert sich die Bandbreite um 0,62 % oder 0,33 MHz. Die Änderung der Bandbreite wird hauptsächlich durch die Verschiebung der Antiresonanzfrequenz verursacht, d.h. die Änderung der effektiven statischen Kapazität C_0 ist dominanter als die Änderung der effektiven Induktivität L .

6.2. Seeding der Piezoschicht

Unter *Seeding* versteht man das gezielte manuelle Erzwingen einer Meshdichte (Anzahl der Meshzellen) in bestimmten Bereichen des Simulationsgebietes. Da das Mesh in einem adaptiven Algorithmus generiert wird, kann es vorkommen, dass bestimmte Simulationsbereiche lokal ungenügend viele Meshzellen für eine hohe Genauigkeit besitzen, aber das Konvergenzkriterium global schon erreicht wurde. Es wäre hier von Vorteil, die Meshdichte in diesen Bereichen lokal zu erhöhen. Andererseits kann es vorkommen, dass bestimmte Bereiche zu viele Meshzellen besitzen, hier wäre eine Begrenzung der Anzahl der Meshzellen sinnvoll. Ziel des Seeding ist eine höhere Simulationsgenauigkeit und Effizienz. In bestimmten Fällen ist auch eine Beschleunigung der Simulation möglich (da weniger adaptive Läufe nötig wären). Es gibt einige Möglichkeiten, das Seeding zu definieren. Beispielsweise lässt sich das Seeding für ein Linien- (1D), Flächen- (2D) und Volumenelement (3D) defi-

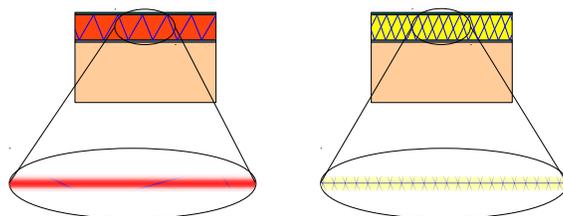


Abbildung 6.6.: Schematische Vergrößerung der Piezoschicht. Die Meshzellen an den Piezokanten sind gezeigt. Links ist das *Simple*-Modell und rechts das *Simple*-Modell mit Piezo-Seeding zu sehen. Das Piezo-Seeding ist so gewählt, dass im Volumenbereich zwischen den Elektroden die Piezoschicht eine höhere Meshdichte aufweist.

nieren. Das Linien-Seeding kommt z.B. an Grenzflächen zwischen zwei Materialien zum Einsatz. Bei Metallen, bei denen der Skin-Effekt vernachlässigt wird, kommt ein Flächen-Seeding in Frage. Bei dielektrischen Materialien wird das Volumen-Seeding herangezogen. Das Seeding kann auf das gesamte Objekt angewandt werden, oder durch Definition eines Seeding-Bereichs räumlich begrenzt werden. Es ist wichtig, dass der Seeding-Bereich die gleichen Materialeigenschaften wie das zu seedende Objekt besitzt, da sonst die Simulation verfälscht würde. Swanson untersucht in [Swanson and Hofer, 2003] die Seeding Effekte an einer koaxialen Übertragungsleitung. Da es für die Impedanz einer koaxialen Übertragungsleitung einen analytischen Ausdruck gibt, wurde diese mit Simulationen mit verschiedene Seedings und Seeding-Bereichen verglichen.

Für große Simulationsmodelle, die relativ kleine Strukturen enthalten, kommt es vor, dass der adaptive Algorithmus die kleineren Strukturen relativ grob diskretisiert, sodass die elektromagnetischen Effekte dieser kleinen *Features* mit geringer Genauigkeit oder gar nicht beschrieben werden. In BAW-Bauteilen ist solch eine Struktur die Piezoschicht. Bei einem üblichen Simulationsaufbau für einen Resonator, ist die Piezoschichtdicke zwei bis drei Größenordnungen kleiner als das Gesamtmodell. In diesem Kapitel wird der Seeding-Effekt der Piezoschicht untersucht. Mit Volumen-Seedings in der Piezoschicht wird die Anzahl der Meshzellen manuell erhöht. Es wird hier wieder die Ersatzschaltung aus Abbildung 6.4 für einen Fit der Ersatzschaltungselemente an die simulierten Admittanzen herangezogen. Der Simulationsaufwand, der durch das Seeding entstanden ist, wird kurz angesprochen. Anhand von Messungs-Rechnungsvergleichen wird die Simulation mit Seeding mit dem *Simple*-Modell und der Messung verglichen. Im nächsten Unterkapitel werden die Seeding-Modelle auf einem Duplexer übertragen und Vergleiche mit Messungen gezeigt.

In Abbildung 6.6 sind die schematischen Querschnitte zweier Resonatormodelle dargestellt. Außerdem ist die Detailansicht der Piezoschicht mit Meshzellen zu sehen. Links ist das *Simple*-Modell abgebildet, welches kein Seeding enthält, d.h. die Meshzellen wurden mit dem adaptiven Algorithmus generiert. Rechts ist das *Sim-*

Tabelle 6.3.: Relative Änderung (in %) der gefitteten Ersatzschaltelemente zum *Simple*-Modell. Das *Simple*-Modell dient als Referenz mit gefitteten Ersatzschaltelementen $R = 1,12 \Omega$, $C_0 = 1,89 \text{ pF}$ und $L = 0,17 \text{ nH}$.

	ΔR [%]	ΔC_0 [%]	ΔL [%]
Piezo-Seeding	-1,29	-1,44	0,67

Tabelle 6.4.: Simulationsstatistik für das *Simple*-Modell mit und ohne Piezo-Seeding. Gezeigt werden die Anzahl der Meshzellen in der Piezoschicht, der Speicherbedarf und die Rechenzeiten. Die Simulationen wurden auf demselben Rechner durchgeführt.

	<i>Simple</i> -Modell	Piezo-Seeding
Anzahl der Meshzellen im Piezo	5 000	180 000
Speicherbedarf	0,6 GB	2,1 GB
Rechenzeit	1 min	9 min

ple-Modell mit Piezo-Seeding abgebildet. In diesem Modell wurde die Meshdichte manuell erhöht, sodass mindestens eine Meshzelle in der Richtung der Piezoschichtdicke generiert wird. Es wurde dabei ein Volumen-Seeding verwendet. Die Seeding Effekte der Spiegelschichten eines BAW-Resonators wurden in [Selimovic et al., 2011a, Selimovic et al., 2011b] untersucht.

Einfluss des Seedings auf die Resonatoradmittanz

Für die Analyse der elektromagnetischen Effekte des Piezo-Seedings wurde der gleiche Resonator, wie im vorherigen Unterkapitel beschrieben, verwendet. Wie beim Spiegelmodell, enthält auch dieses Simulationsmodell die Messspitzen. Zunächst wurde nur die elektromagnetische Admittanz betrachtet. Die Ersatzschaltelemente wurden an diese Admittanz gefittet. Tabelle 6.3 zeigt die relative Änderung der gefitteten Ersatzschaltelemente für das *Simple*-Modell mit Piezo-Seeding. Das Piezo-Seeding verursacht eine Verringerung der simulierten Verluste und der Kapazität, und eine Erhöhung der Induktivität.

In Tabelle 6.4 sind die Simulationsstatistiken für das *Simple*-Modell mit und ohne Piezo-Seeding zusammengefasst. Wenn die akustischen Effekte mitberücksichtigt werden, verursacht das Piezo-Seeding die Verschiebung der Resonanzfrequenzen. In diesem Fall, relativ zum *Simple*-Modell ohne Piezo-Seeding, wird die Resonanzfrequenz zur niedrigeren Frequenz verschoben (Erhöhung der Induktivität) und die Antiresonanzfrequenz zur höheren Frequenz verschoben (Verringerung der Kapazität). Abbildung 6.7 zeigt simulierte und gemessene Admittanzen. Es wird die Antiresonanzfrequenz gezeigt.

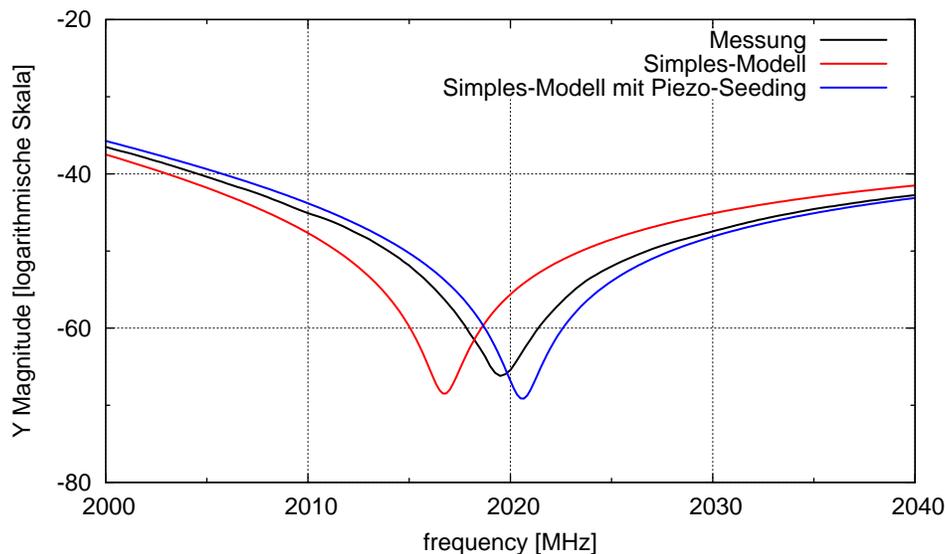


Abbildung 6.7.: Resonatoradmittanz bei der Antiresonanzfrequenz.

6.3. Duplexer Simulation

6.3.1. Seeding

Um die Seeding-Effekte auf die Simulationsergebnisse eines Duplexers zu untersuchen, wurde ein Simulationsmodell eines Band-II-3G Duplexers aufgebaut [Pitschi et al., 2004, Schmidhammer et al., 2005]. Das Simulationsmodell besteht aus den beiden RX- und TX-Filtern, dem Gehäuse und der Messplatine. Es wurde eine Gesamtsimulation durchgeführt, d.h. alle diese Komponenten sind in einem Modell enthalten, um auch alle Koppeleffekte zu berücksichtigen. Die Schnittstelle zwischen akustischen und elektromagnetischen Effekten wurde durch die separate Simulationemethode erreicht.

Die Simulation eines kompletten Duplexers mit einem vollen Lagenstapel ist sehr rechen- und speicherintensiv. Für die Untersuchung der Seeding-Effekte wurde das *Simple*-Modell für jeden Resonator verwendet. Es wurden zwei Duplexermodelle simuliert: das als *Standard*-Modell gekennzeichnete, das auf dem *Simple*-Modell beruht, und das *Simple*-Modell mit Piezo-Seeding. Das Seeding wird so definiert, dass in der Richtung der Piezoschicht mit mindestens einer Meshzelle diskretisiert wird. Da das TX- und RX-Filter unterschiedliche Piezoschichtdicken haben, müssen auch unterschiedliche Seedings definiert werden. Um den Speicherbedarf im Rahmen zu halten, ist es außerdem möglich, eine Obergrenze für die Anzahl der Meshzellen im Seeding-Bereich zu definieren. Dadurch kann der adaptive Algo-

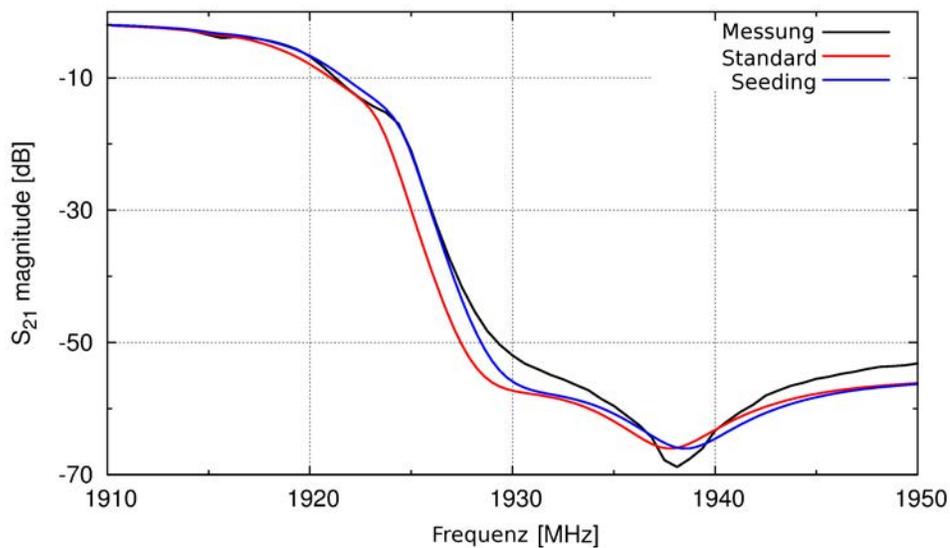


Abbildung 6.8.: Streuparameter für das TX-Filter.

rithmus so eingestellt werden, dass keine zusätzlichen Meshelemente hinzuzufügen werden. Dieser Schritt erfordert aber Erfahrung mit Simulationen dieses Bauteils und den Eigenschaften des Meshers. Zu hohe oder zu niedrige Simulationsparameter können die Simulation verfälschen und sehr ineffizient werden lassen. Bei der Duplexer-Simulation mit dem Piezo-Seeding wurden die Parameter so eingestellt, dass der verfügbare Speicher (48 GB) voll ausgenutzt wird.

6.3.2. Messungs-Rechnungsvergleiche

In Abbildungen 6.8-6.12 sind die gemessenen und simulierten Streuparameter des Duplexers gezeigt. Dargestellt sind die beiden Filterkurven, die Isolation und die Anpassung. Wie schon in Tabelle 6.3 und in Abbildung 6.7 illustriert, bewirkt das Piezo-Seeding, dass sich die simulierte Kapazität zwischen den Elektroden erhöht. Das hat den Effekt, dass die Antiresonanzfrequenz zur höheren Frequenz verschoben wird. Die Änderung der Kapazität bewirkt, dass die rechte Filterflanke verschoben wird. Das hat auch den Effekt, dass sich die Passbänder der beiden Filter sowie die Anpassung bei bestimmten Frequenzen verändert. Dieser Effekt ist ersichtlich aus Abbildungen 6.8-6.10, in der die rechte Flanke der Simulation mit Piezo-Seeding, im Gegensatz zur *standard* Simulation, zur höheren Frequenz verschoben wird. Dieser Effekt ist auch zu beobachten, wenn die Permittivität ϵ_r des Piezomaterials verändert wird. Im Anhang B sind Untersuchungen zur Schwankung der Permittivität vom Piezomaterial zu finden.

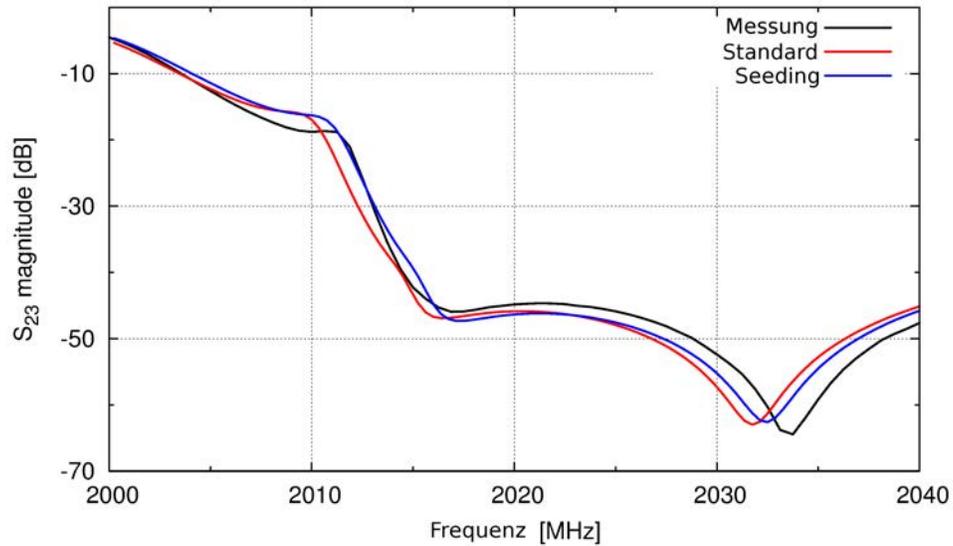


Abbildung 6.9.: Streuparameter für das RX-Filter.

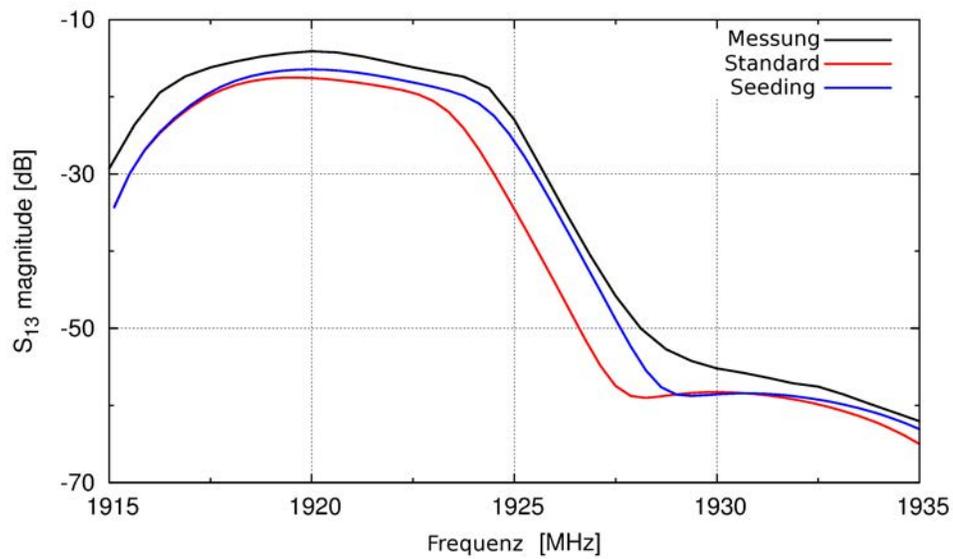


Abbildung 6.10.: Streuparameter für die Isolation zwischen dem TX- und RX-Pfad.

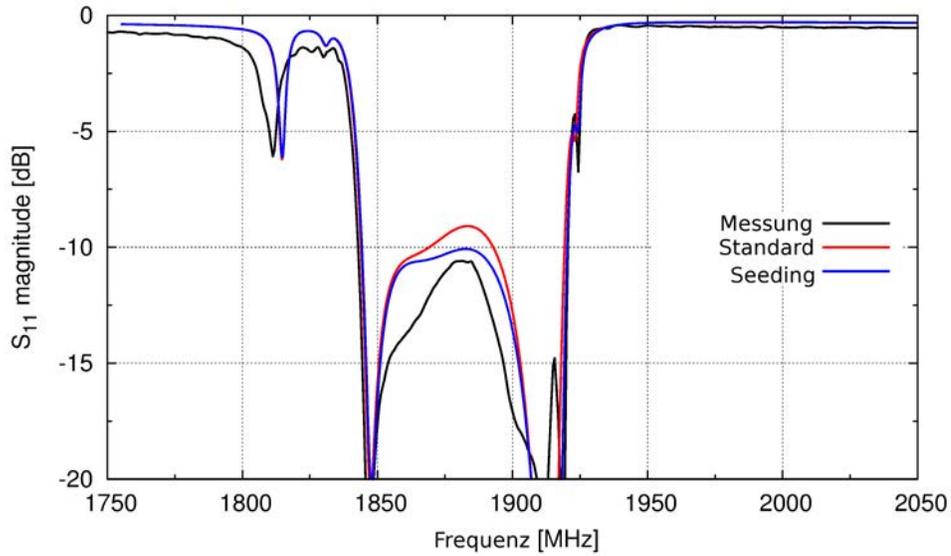


Abbildung 6.11.: Anpassung am TX-Port des Duplexers.

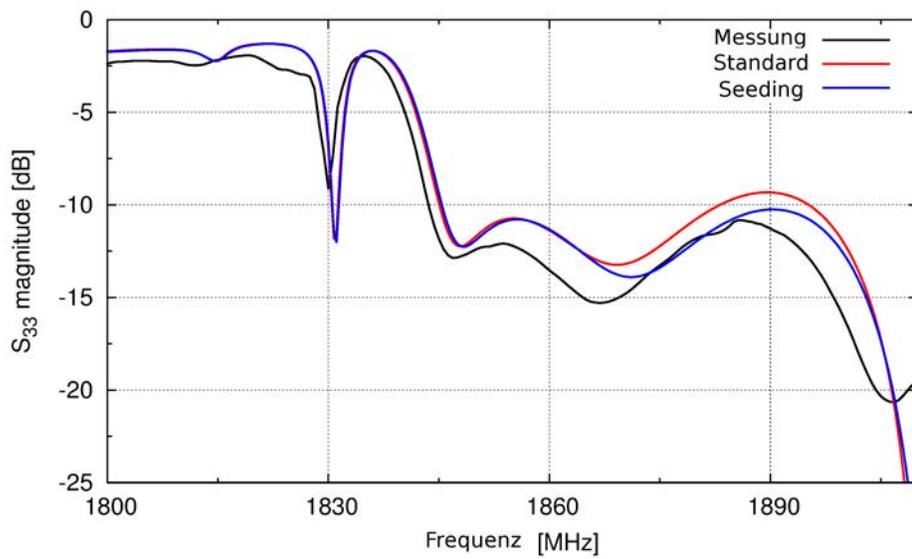


Abbildung 6.12.: Anpassung am Antennen-Port des Duplexers.

6.4. Bewertung

In diesem Kapitel wurden erweiterte elektromagnetische Modelle für BAW-Resonatoren vorgestellt. Die Effekte der Spiegellagen wurden anhand von zwei Spiegelmodellen untersucht und mit dem *Standard*-Modell verglichen. Die Auswirkung von verschiedenen Seeding-Parametern auf die Simulationsergebnisse wurde anhand eines Resonator- und eines Duplexer-Modells untersucht. Bei den hier angestellten Untersuchungen handelt es sich um Effekte elektromagnetischer Natur, die entkoppelt von den akustischen Effekten auftreten. Die Spiegeleffekte sind physikalische Effekte, während die Seeding Effekte einen numerischen Ursprung haben. Der Simulationsaufwand der Spiegelmodelle und des Seeding wurde diskutiert. Es wurde gezeigt, dass mit adäquater elektromagnetischen Modellierung die Duplexer-Simulation verbessert werden kann. Dabei ist ein tiefgründiges Wissen über das Bauteil, Erfahrung und Verständnis der Simulationssoftware besonders wichtig. Mit noch leistungsfähigeren Rechnern wird es in Zukunft möglich sein, auch Duplexer mit Spiegellagen und Seeding (Piezoschicht, Spiegellagen und weitere Bereiche) noch detailgetreuer zu modellieren zu simulieren.

A. Verteilte interne Ports

Die optimale Länge und Orientierung der internen Ports wurde in Kapitel 3.2 untersucht. Als Ergebnis der Untersuchungen ist herausgekommen, dass die internen Ports so breit wie möglich sein sollten und dass der Vektor der Oberflächenströme auf den Elektroden orthogonal zu der Port-Kante liegen sollte. Simulationen mit mehreren internen Ports wurden wegen der hohen Rechenintensität für Filter- und Duplexer-Simulationen nicht durchgeführt.

Es wird hier der Einfluss von mehreren verteilten internen Ports auf Resonator-Simulationen untersucht. Die verteilten internen Ports wurden so platziert, dass ein Raster aus äquidistanten akustischen Resonatoren entsteht, welche in einer Parallelschaltung die gesamte akustische Admittanz ergeben. Somit ist die Elektrodenfläche in gleich große Flächenstücke unterteilt. Jedem Flächenstücke wird ein interner Port zugeteilt.

Abbildungen A.1 und A.2 zeigen die gefitteten Widerstands- und Induktivitätswerte für eine Resonator-Simulation in Abhängigkeit von der Anzahl der internen Ports. Es handelt sich, analog zu den Untersuchungen in Kapitel 3.2, um reine elektromagnetische Simulationen. Das Fitting wurde wie beschrieben durchgeführt. Die Abbildungen zeigen gefittete Werte für parallele (siehe Abbildung 3.5) und senkrechte (siehe Abbildung 3.8) Zuleitungen. Es sind gefittete Werte für Resonator-Admittanzen im Leerlauf (open) und für den Kurzschluss (short) gezeigt. Bei den Werten für den Leerlauf bedeutet die Anzahl der Ports 0, dass die elektromagnetische Simulation ohne interne Ports durchgeführt wurde. Beim Kurzschluss wurden die Elektroden durch interne Ports kurzgeschlossen. Die Untersuchungen zeigen, dass der effektive Widerstand für den Kurzschluss mit der Anzahl der internen Ports verringert werden kann. Gleichzeitig wird die gefittete Induktivität mit der Anzahl der internen Ports für den Leerlauf etwas erhöht. Abbildung A.3 zeigt die Oberflächenströme auf der Bottom-Elektrode für einen Resonator mit parallelen Zuleitungen. Der Rechenaufwand für Resonator-Simulationen mit unterschiedlicher Anzahl an internen Ports ist in Abbildung A.4 zu sehen.

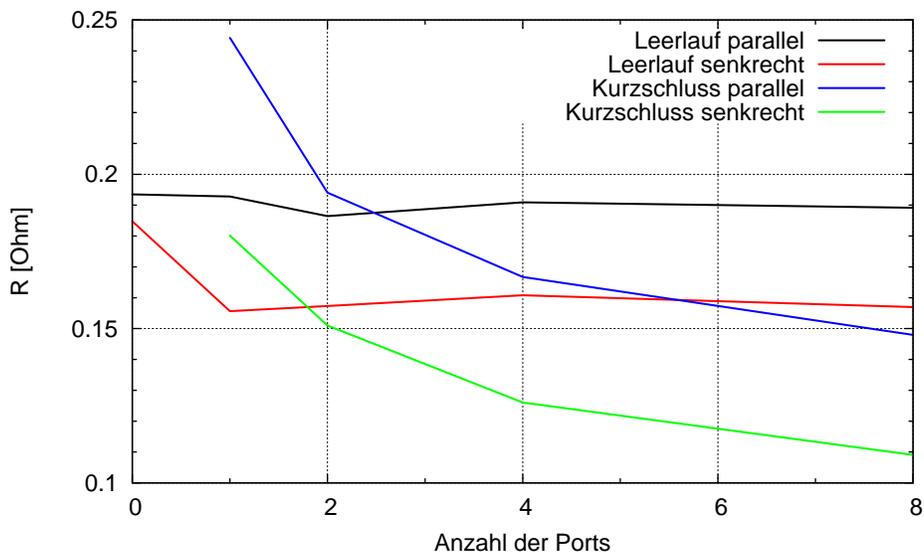


Abbildung A.1.: Getittete Widerstandswerte für Resonator-Simulationen mit unterschiedlicher Anzahl an internen Ports.

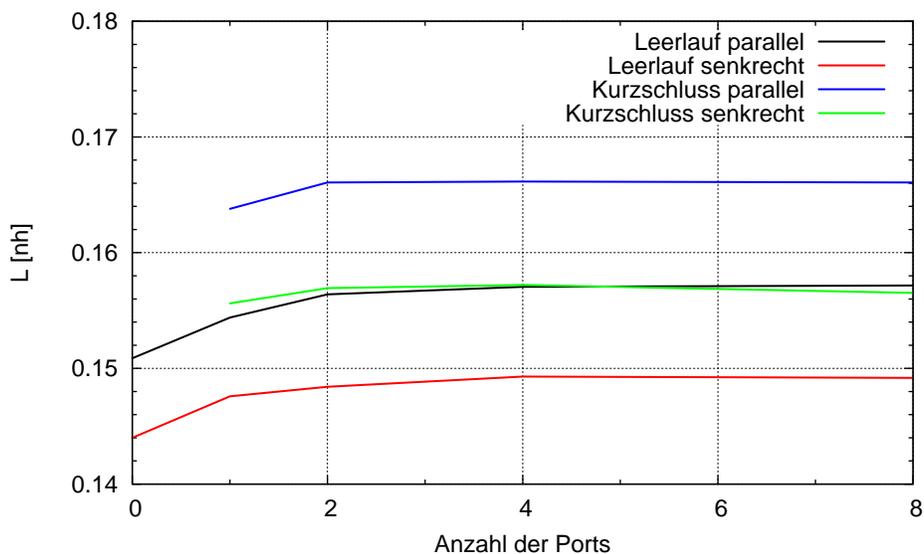


Abbildung A.2.: Getittete Induktivitätswerte für Resonator-Simulationen mit unterschiedlicher Anzahl an internen Ports.

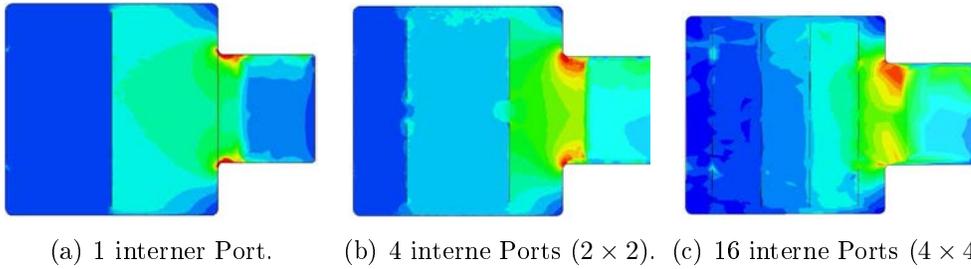


Abbildung A.3.: Oberflächenströme auf der Bottom-Elektrode für einen Resonator mit parallelen Zuleitungen.

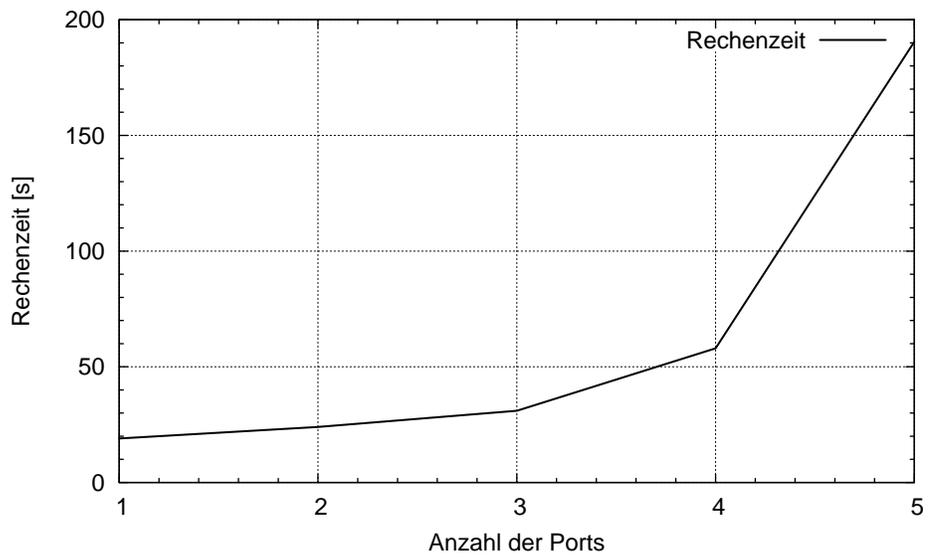


Abbildung A.4.: Rechenzeit für Resonator-Simulationen mit unterschiedlicher Anzahl an internen Ports.

B. Permittivität vom Piezomaterial

Wie bereits in Kapitel 5 diskutiert, beeinflussen die in der Simulation verwendeten Materialparameter maßgeblich die Simulationsergebnisse. Die Permittivität vom Piezomaterial kann fertigungsbedingt schwanken. Die Auswirkung der Variation der Permittivität vom Piezomaterial auf Duplexer-Simulationen wird hier gezeigt. Dazu wurde der Duplexer aus Kapitel 5 mit unterschiedlichen Permittivitäten für das Piezomaterial simuliert. Der Änderung der Permittivität wurde im EM-Simulator durchgeführt. In Abbildungen B.1-B.5 sind simulierte Streuparameter für die Isolation zwischen TX- und RX-Filter, das TX-Filter, die Reflektion am TX-Filter, das RX-Filter und die Reflektion am RX-Filter für unterschiedliche Permittivitäten vom Piezomaterial zu sehen. Durch das Vergrößern der Permittivität wird die statische Kapazität zwischen den Elektroden erhöht. Das hat zur Folge, dass die Anti-Resonanzfrequenz in der Frequenz verschoben wird. Dieser Effekt wurde in Kapitel 6 diskutiert.

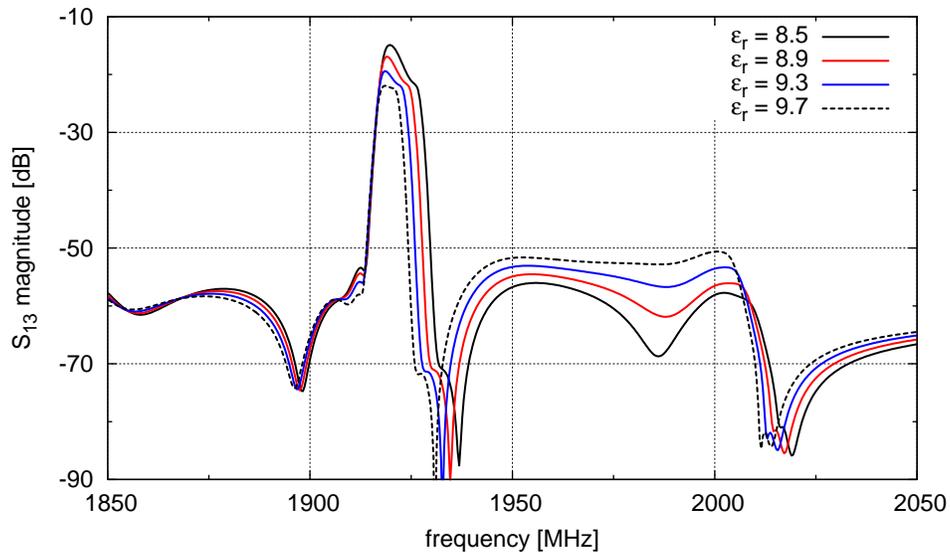


Abbildung B.1.: Isolation zwischen TX- und RX-Filter.

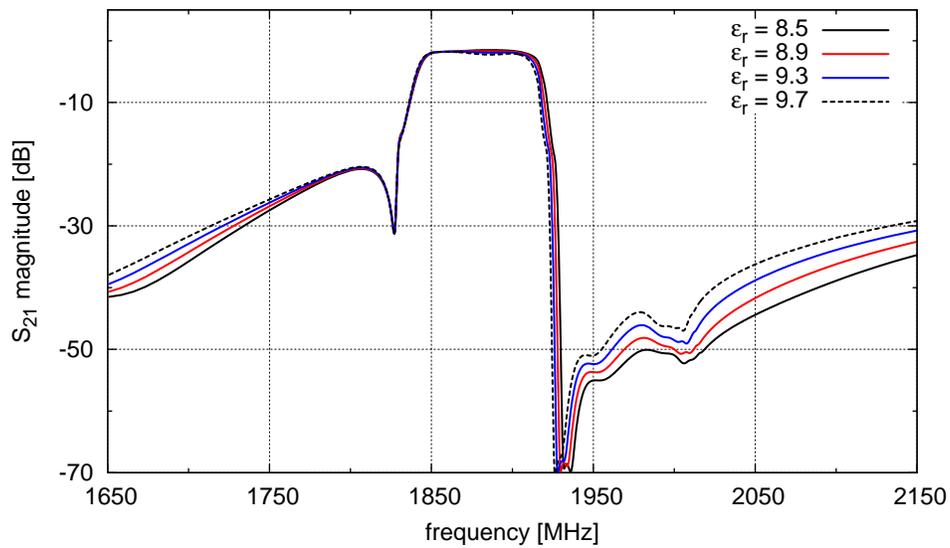


Abbildung B.2.: Streuparameter für das TX-Filter.

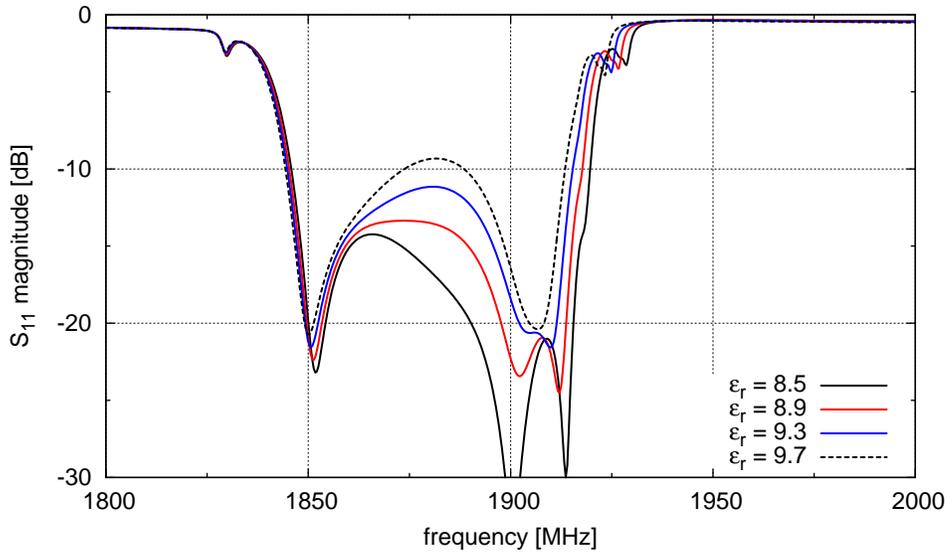


Abbildung B.3.: Reflektion am TX-Filter.

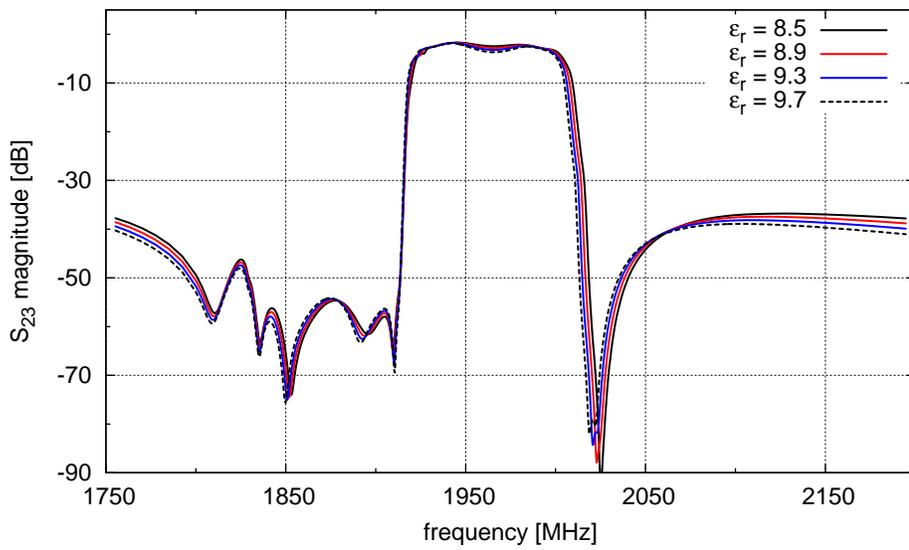


Abbildung B.4.: Streuparameter für das RX-Filter.

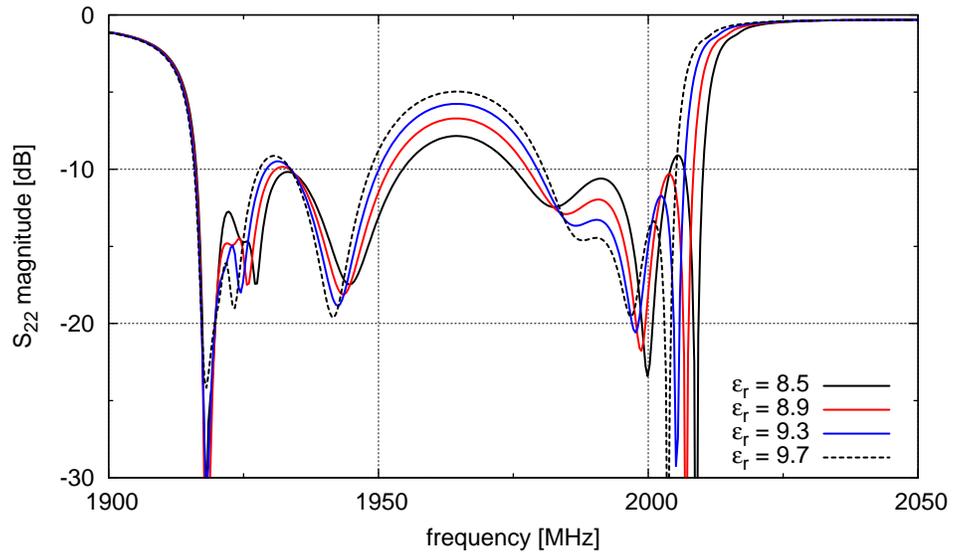


Abbildung B.5.: Reflektion am RX-Filter.

Symbolliste

A	Resonatorfläche
A_i	komplexe Amplitude in der Lage i
A_{mod}	modifizierte Resonatorfläche
B_i	komplexe Amplitude in der Lage i
C	Kapazität
C_0	statische Kapazität
C_a	BvD-Kapazität
L	Induktivität
L_s	Port-Induktivität
L_a	BvD-Induktivität
Q_t	Güte bei der Resonanzfrequenz
R	Widerstand
R_a	BvD-Widerstand
R_p	Widerstandswert bei der Anti-Resonanzfrequenz
R_s	Widerstandswert bei der Anti-Resonanzfrequenz
S_m	Reflektionsfaktor am Mess-Port
V	elektrische Spannung
X_0	Reaktanz beim Parallelschwingkreis
X_a	Reaktanz beim Serienschwingkreis
Y_{acoustic}	akustische Admittanz
Y_{BvD}	BvD-Admittanz
Y_a	extrahierte akustischen Admittanz
Y_{mod}	modifizierte akustische Admittanz
Z	Impedanz
Z_0	charakteristischen Impedanz
Z_a	akustische Impedanz
$[T]$	mechanische Spannungsmatrix
$[\tau]$	Transfermatrix
$[\varepsilon^S]$	elektrische Permittivität bei konstanter Dehnung
S	
$[c^E]$	Steifigkeitsmatrix
$[e]$	piezoelektrische Spannungsmatrix
Γ_i	Reflektionsfaktor

Γ_a	Reflektionsfaktor an der akustischen Impedanz
Ω_j	Lösungsgebiet
α	Winkel
β	Ortsfrequenz
η_0	Wellenwiderstand des Vakuums
\mathcal{R}	vektorielles Residuum
μ	Permeabilität
ω	Kreisfrequenz
ϕ	elektrisches Potential
ρ	Dichte
ρ_i	Reflektionsfaktor am Übergang i
σ	elektrische Ladung
σ_m	elektrische Leitfähigkeit
D	elektrische Verschiebungsdichte
J	Stromdichte
\mathbf{M}_i	Lagen-Transfermatrix der Lage i
S	mechanische Dehnung (vektor)
T	Kurzschreibweise der Spannungsmatrix in Vektorform
s	Anregungsvektor
u	mechanische Auslenkung (vektor)
w	vektorielle Gewichtungsfunktion
v_L	Ausbreitungsgeschwindigkeit der akustischen Welle in z -Richtung
ε	Permittivität
ε_0	elektrische Feldkonstante
$\varepsilon_r(f)$	äquivalente Permittivität
$\varepsilon_a(f)$	äquivalente Permittivität berechnet aus der extrahierten akustischen Admittanz Y_a
\vec{E}	elektrisches Feld
\vec{H}	magnetisches Feld
c_n	Approximationskoeffizienten
d_a	Piezoschichtdicke
$f(x)$	Approximation einer Funktion
f_a	Antiresonanzfrequenz eines BAW-Resonators
f_r	Resonanzfrequenz eines BAW-Resonators
$g_n(x)$	Basisfunktionen
h_i	Proportionalitätskonstante der piezoelektrischen Kopplung in der Lage i
l_{port}	Port-Länge
t	Zeit

Literaturverzeichnis

- [Adler, 1990] Adler, E. (1990). Matrix methods applied to acoustic waves in multilayers. *IEEE Transactions Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 37:485–490.
- [Agilent Technologies, 2004] Agilent Technologies (2004). De-embedding and Embedding S-parameters Using a Vector Network Analyzer. <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5980-2784EN.pdf>. Abruf: 2014-03-17.
- [Aigner, 2003] Aigner, R. (2003). High performance RF-filters suitable for above IC integration: film bulk-acoustic-resonators (FBAR) on silicon. In *IEEE Proceedings Custom Integrated Circuits Conference*, pages 141–146.
- [Aigner, 2007] Aigner, R. (2007). Bringing BAW Technology into Volume Production: The Ten Commandments and the Seven Deadly Sins. *www.tqs.com*.
- [Aigner, 2008] Aigner, R. (2008). SAW and BAW technologies for RF filter applications: A review of the relative strengths and weaknesses. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, pages 582–589.
- [Ansys, 2015] Ansys (2015). <http://www.ansys.com/Products/Simulation+Technology/Electronics/Signal+Integrity/ANSYS+HFSS>. Abruf: 2015-02-15.
- [Bader, 2003] Bader, B. (2003). *Thin Film Thickness Mode Resonators Physics and Algorithms*. EPCOS internal report.
- [Bilzer, 2005] Bilzer, H. (2005). *Optimierung von komplexen Gehäusen und Platinen für Mikrowellenschaltungen*. Dissertation, Universität Ulm.
- [Carchon et al., 2002] Carchon, G., De Raedt, W., and Beyne, E. (2002). Compensating differences between measurement and calibration wafer in probe-tip calibrations. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 3, pages 1837–1840.
- [Cascade Application Notes, a] Cascade Application Notes. Impedance Standard Substrate, P/N: 103-726. http://www.cmicro.com/files/iss_map_103-726.pdf. Abruf: 2014-03-17.

- [Cascade Application Notes, b] Cascade Application Notes. On-wafer vector network analyzer calibration and measurements. http://www.home.agilent.com/upload/cmc_upload/All/ONWAFER.pdf. Abruf: 2014-03-17.
- [Cascade Datasheets, 2014] Cascade Datasheets (2014). Cascade Infinity Probe. http://www.cmico.com/files/INFAM_DS.pdf. Abruf: 2014-03-17.
- [Chao et al., 2002] Chao, M.-C., Huang, Z.-N., Pao, S.-Y., Wang, Z., and Lam, C. (2002). Modified BVD-Equivalent Circuit of FBAR by Taking Electrodes Into Account. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 1, pages 973–976.
- [Ding et al., 2001] Ding, H., Wolf, R., and Ferrario, J. (2001). 3D EM Characterization of Wafer Probes. In *Proceedings 31st European Microwave Conference*, pages 1–4.
- [Dubois et al., 1999] Dubois, M.-A., Muralt, P., and Plessky, V. (1999). BAW resonators based on aluminum nitride thin films. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 2, pages 907–910.
- [el Hassan et al., 2006] el Hassan, M., Moreira, C. P., Shirakawa, A. A., Kerherve, E., Deval, Y., Belot, D., and Cathelin, A. (2006). A Multistandard RF Receiver Front-End Using a Reconfigurable FBAR Filter. In *IEEE Proceedings North-East Workshop on Circuits and Systems*, pages 173–176.
- [Fan et al., 2006] Fan, J., Chatras, M., and Cros, D. (2006). Synthesis Method for BAW Filters Computation. In *IEEE Proceedings 13th International Conference on Electronics, Circuits and Systems ICECS*, pages 391–394.
- [Farina and Rozzi, 2004] Farina, M. and Rozzi, T. (2004). Electromagnetic modeling of thin-film bulk acoustic resonators. In *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, volume 1, pages 383–386.
- [Fattinger et al., 2008] Fattinger, G., Volatier, A., Aigner, R., and Dumont, F. (2008). BAW PCS-Duplexer chipset and Duplexer applications. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, pages 602–606.
- [Finger et al., 2003] Finger, N., Kovacs, G., Schoberl, J., and Langer, U. (2003). Accurate FEM/BEM-simulation of surface acoustic wave filters. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 2, pages 1680–1685.
- [Fleckenstein, 2009] Fleckenstein, A. (2009). *Feldtheoretische Modellierung und Entwurf komplexer Gehäuse für Hochfrequenzkomponenten*. Dissertation, Universität Ulm.
- [Gibson, 2008] Gibson, W. (2008). *The method of moments in electromagnetics*. Chapman & Hall/CRC.

- [Godshalk and Sundberg, 2002] Godshalk, E. and Sundberg, G. (2002). Modeling ground signal probe invasiveness and its effect on extracted inductor Q. In *59th ARFTG Conference Digest*, page 9.
- [Godshalk, 1992] Godshalk, E. M. (1992). Wafer Probing Issues at Millimeter Wave Frequencies. In *Proceedings 22nd European Microwave Conference*, volume 2, pages 925–930.
- [Henke, 2004] Henke, H. (2004). *Elektromagnetische Felder: Theorie und Anwendung*. Springer-Lehrbuch. Springer.
- [HFSS-Dokumentation, 2015] HFSS-Dokumentation (2015). Technical tool documentation on lumped ports.
- [Ivira et al., 2006] Ivira, B., Fillit, R. Y., Benech, P., Ndagijimana, F., Parat, G., and Ancy, P. (2006). BAW resonators reliability in the GHz range. In *IEEE Proceedings 32nd Annual Conference on Industrial Electronics*, pages 3133–3138.
- [Jamneala et al., 2008] Jamneala, T., Bradley, P., Koelle, U., and Chien, A. (2008). Modified Mason model for bulk acoustic wave resonators. *IEEE Transactions Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 55:2025–2029.
- [Jin et al., 2011] Jin, H., Dong, S., Luo, J., and Milne, W. (2011). Generalised Butterworth-Van Dyke equivalent circuit for thin-film bulk acoustic resonator. *Electronics Letters*, pages 424–426.
- [Kerherve et al., 2006] Kerherve, E., Ancy, P., Aid, M., and Kaiser, A. (2006). 4D-5 BAW Technologies: Development and Applications within MARTINA, MIMOSA and MOBILIS IST European Projects (Invited). In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, pages 341–350.
- [Koch, 2010] Koch, R. (2010). *Mikroakustische Duplexer für Multiband- und Multimode-Frontend-Module*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg.
- [Lakin, 2003] Lakin, K. (2003). Thin film resonator technology. In *IEEE Proceedings International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition Jointly with the 17th European Frequency and Time Forum*, pages 765–778.
- [Lakin, 2005] Lakin, K. (2005). Thin film resonator technology. *IEEE Transactions Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 52:707–716.
- [Lakin et al., 1989] Lakin, K., Kline, G., Ketcham, R., Martin, J., and McCarron, K. (1989). Stacked crystal filters implemented with thin films. In *Proceedings 43rd Annual Symposium, Frequency Control*, pages 536–543.
- [Lakin et al., 1995] Lakin, K., McCarron, K., and Rose, R. (1995). Solidly mounted resonators and filters. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 2, pages 905–908.

- [Larson et al., 2000] Larson, J.D., I., Bradley, P., Wartenberg, S., and Ruby, R. (2000). Modified Butterworth-Van Dyke circuit for FBAR resonators and automated measurement system. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 1, pages 863–868.
- [Link, 2007] Link, A. (2007). *Unterdrückung von parasitären Moden in FBAR-Resonatoren*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen.
- [Link et al., 2006] Link, A., Schmidhammer, E., Heinze, H., Mayer, M., Bader, B., and Weigel, R. (2006). Appropriate Methods to Suppress Spurious FBAR Modes in Volume Production. In *IEEE Proceedings MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 394–397.
- [Lowe, 1995] Lowe, M. (1995). Matrix techniques for modeling ultrasonic waves in multilayered media. *IEEE Transactions Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 42:525–542.
- [Makkonen, 2005] Makkonen, T. (2005). *Numerical Simulations of Microacoustic Resonators and Filters*. Dissertation, Espoo. VTT.
- [Marksteiner et al., 2010] Marksteiner, S., Link, A., Hagelauer, A., Selimovic, N., and Bader, B. (March 2010). Numerical Modelling of BAW Filters and Duplexers. In *Fourth International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems. Chiba, Japan*.
- [Meier et al., 2001] Meier, H., Baier, T., and Riha, G. (2001). Miniaturization and advanced functionalities of SAW devices. *IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques*, 49:743–748.
- [Milsom et al., 2005] Milsom, R., Lobl, H., Vanhelimont, F., Jansman, A., Lobeek, J.-W., and Tuinhout, A. (2005). Comparison of mode-conversion, energy-trapping and lateral acoustic coupling in FBAR and SBAR. In *IEEE Proceedings MTT-S International Microwave Symposium Digest*, page 4.
- [Milsom et al., 2002] Milsom, R., Lobl, H.-P., Peligrad, D., Lobeek, J.-W., Tuinhout, A., and ten Dolle, R. (2002). Combined acoustic-electromagnetic simulation of thin-film bulk acoustic wave filters. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 1, pages 989–994.
- [Nishihara et al., 2008] Nishihara, T., Iwaki, M., Endo, G., Mi, X., Taniguchi, S., Ueda, M., and Satoh, Y. (2008). BAW/SAW/IPD hybrid type duplexer with RX balanced output for WCDMA Band I. In *IEEE Proceedings MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 831–834.

- [Nishihara et al., 2002] Nishihara, T., Yokoyama, T., Miyashita, T., and Satoh, Y. (2002). High performance and miniature thin film bulk acoustic wave filters for 5 GHz. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 1, pages 969–972.
- [Nowotny et al., 1991] Nowotny, H., Benes, E., and Schmid, M. (1991). Layered Piezoelectric Resonators with an Arbitrary Number of Electrodes (General One-Dimensional Treatment). *JASA*, 90:1238–1245.
- [Orfanidis, 2013] Orfanidis, S. J. (2013). *Electromagnetic Waves and Antennas*. ECE Department, Rutgers University.
- [Pensala, 2011] Pensala, T. (2011). *Thin Film Bulk Acoustic Wave Devices. Performance Optimization and Modeling*. Dissertation, Espoo. VTT.
- [Pitschi et al., 2004] Pitschi, F. M., Kiwitt, J. E., Bader, B., and Wagner, K. C. (2004). On the Design of an FBAR PCS Duplexer in LTCC Chip-Sized Package. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, pages 1525–1528.
- [Razavi, 1998] Razavi, B. (1998). *RF Microelectronics*. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, USA.
- [Reinhardt et al., 2002] Reinhardt, A., Laude, V., Pastureaud, T., and Ballandras, S. (2002). Numerical simulation and comparison of membrane and solidly mounted FBAR's. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 1, pages 497–500.
- [Rhyne, 1978] Rhyne, T. L. (1978). An improved interpretation of Mason's model for piezoelectric plate transducers. *IEEE Transactions Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 25:98–103.
- [Ruby, 2007] Ruby, R. (2007). Review and Comparison of Bulk Acoustic Wave FBAR, SMR Technology. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, pages 1029–1040.
- [Ruby et al., 1999] Ruby, R., Bradley, P., Larson, J., and Oshmyansky, Y. (1999). PCS 1900 MHz duplexer using thin film bulk acoustic resonators (FBARs). *Electronics Letters*, 35:794–795.
- [Sayfullah et al., 2005] Sayfullah, M., Huynh, N.-H., and Aigner, R. (2005). 3D electromagnetic simulation of BAW PCS duplexer. In *Proceedings European Microwave Conference*, volume 2.
- [Schmidhammer et al., 2005] Schmidhammer, E., Bader, B., Sauer, W., Schmiedgen, M., Heinze, H., Eggs, C., and Metzger, T. (2005). Design flow and methodology on the design of BAW components. In *IEEE Proceedings MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 233–236.

- [Schuh, 2003] Schuh, P. (2003). *Untersuchungen zur Modellierung komplexer Anordnungen aus Platinen, Gehäusen und integrierten Schaltungen*. Dissertation, Universität Ulm.
- [Selimovic, 2008] Selimovic, N. (2008). Approaches for Hybridization of the Transmission-Line-Matrix Method and the Transverse Wave Formulation. Diplomarbeit, Technische Universität München.
- [Selimovic et al., 2011a] Selimovic, N., Bader, B., Kiwitt, J., Pitschi, M., and Eibert, T. (2011a). Comparison of different electromagnetic models of bulk acoustic wave resonators and filters. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, pages 1708–1711.
- [Selimovic et al., 2011b] Selimovic, N., Bader, B., Kiwitt, J., Pitschi, M., and Eibert, T. (2011b). Enhanced electromagnetic modeling of bulk acoustic wave resonators and filters. In *IEEE Proceedings MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1–4.
- [Selmeier et al., 2001] Selmeier, P., Grunwald, R., Przadka, A., Kruger, H., Feiertag, G., and Ruppel, C. (2001). Recent advances in SAW packaging. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 1, pages 283–292.
- [Shockley et al., 1963] Shockley, W., Curran, D., and Koneval, D. (1963). Energy Trapping and Related Studies of Multiple Electrode Filter Crystals. In *17th Annual Symposium on Frequency Control*, pages 88–126.
- [Stewart and Yong, 1993] Stewart, J. and Yong, Y.-K. (1993). Exact analysis of the propagation of acoustic waves in multilayered anisotropic piezoelectric plates. In *IEEE Proceedings 47th International Frequency Control Symposium*, pages 476–501.
- [Swanson and Hofer, 2003] Swanson, D. and Hofer, W. (2003). *Microwave circuit modeling using electromagnetic field simulation*. Artech House microwave library. Artech House.
- [Tirado, 2010] Tirado, J. V. (2010). *Bulk Acoustic Wave Resonators and their Application to Microwave Devices*. Dissertation, Universitat Autònoma de Barcelona.
- [U. Bauernschmitt, 2006] U. Bauernschmitt, C. Ruppel, B. (2006). OFW-Filter für Multibandtelefone Kompakte HF-Frontend-Module. *Elektronik-Munich*, pages 52–55.
- [Walker et al., 2000] Walker, D., Kaiser, R., Williams, D., and Coakley, K. (2000). Lumped-Element Models for On-Wafer Calibration. In *56th ARFTG Conference Digest*, volume 38, pages 1–4.

- [Wartenberg, 2002] Wartenberg, S. A. (2002). *RF measurements of die and packages*. Artech House.
- [Williams and Marks, 1992] Williams, D. and Marks, R. B. (1992). Calibrating On-Wafer Probes to the Probe Tips. In *40th ARFTG Conference Digest*, volume 22, pages 136–143.
- [Williams and Marks, 1994a] Williams, D. and Marks, R. B. (1994a). Compensation for Substrate Permittivity in Probe-Tip Calibration. In *44th ARFTG Conference Digest*, volume 26, pages 20–30.
- [Williams and Marks, 1994b] Williams, D. and Marks, R. B. (1994b). On-wafer impedance measurement on lossy substrates. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 4:175–176.
- [Wojnowski, 2012] Wojnowski, M. (2012). *Package Characterization Techniques for High-frequency Applications*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg.
- [Ylilammi, 2001] Ylilammi, M. (2001). *Handbook of thin film bulk acoustic wave resonators and filters*. VTT Microelectronics.
- [Ylilammi et al., 2002] Ylilammi, M., Ella, J., Partanen, M., and Kaitila, J. (2002). Thin film bulk acoustic wave filter. *IEEE Transactions Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 49:535–539.
- [Zhgoon et al., 2004] Zhgoon, S., Bhattacharjee, K., and Loseu, A. (2004). Modeling of electromagnetic and acoustical properties of RF SAW filters from on-chip layout including all electrodes and comparison with experimental data. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, volume 3, pages 1914–1917.

Veröffentlichungen im Rahmen dieser Arbeit

- [Selimovic 2010] S. Marksteiner, A. Link, A. Hagelauer, N. Selimovic and B. Bader. (2010). Numerical Modelling of BAW Filters and Duplexers. In *Fourth International Symposium on Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*. Chiba, Japan.
- [Selimovic 2011a] Selimovic, N. and Bader, B. and Kiwitt, J. and Pitschi, M. and Eibert, T. (2011). Enhanced electromagnetic modeling of bulk acoustic wave resonators and filters. In *IEEE Proceedings MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pages 1-4.
- [Selimovic 2011b] Selimovic, N. and Bader, B. and Kiwitt, J. and Pitschi, M. and Eibert, T. (2011). Comparison of different electromagnetic models of bulk acoustic wave resonators and filters. In *IEEE Proceedings International Ultrasonics Symposium IUS*, pages 1708-1711.