

Technische Universität München  
Fakultät für Physik



**Abschlussarbeit im Bachelorstudiengang Physik**

# **Supraleitende Mikrowellenstrahlteiler**

Michael Fischer

07. August 2012

Erstgutachter (Themensteller): Prof. Rudolf Gross  
Zweitgutachter: Dr. Christoph Hugenschmidt

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung</b>	1
<b>2</b>	<b>Theoretische Grundlagen der Mikrowellentechnik</b>	3
2.1	Streuparameter	3
2.2	Koplanare Wellenleiter (KPW)	4
2.3	Charakteristische Impedanz von Wellenleitern	5
2.4	Strahlteiler: Der 90° Hybridring	6
2.5	Simulation eines Strahlteilers	6
<b>3</b>	<b>Vorbereitung und Durchführung der Versuche</b>	11
3.1	Probenpräparation	11
3.2	Entwurf der strukturierten Leiterplatten	13
3.3	Messaufbau	15
<b>4</b>	<b>Auswertung der Messungen</b>	17
4.1	Strukturierte Leiterplatten	17
4.2	Messung eines Strahlteilers	18
4.3	Vergleich der Messung mit der Simulation	21
<b>5</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	27
<b>A</b>	<b>Überblick über die verwendeten Masken</b>	29
<b>B</b>	<b>Literaturverzeichnis</b>	33



# Kapitel 1

## Einleitung

Strahlteiler sind wichtige Bauteile im Bereich der klassischen Mikrowellentechnik. [1] Ihr Zweck ist es eine einfallende Welle auf zwei Ausgänge aufzuteilen. Wird nur ein einzelnes Photon in den Strahlteiler gebracht, entsteht ein verschränkter Zustand an seinen Ausgängen. Diese Erzeugung einer Verschränkung führt zu Anwendungsmöglichkeiten im Bereich der Quanteninformationsverarbeitung. Schon seit längerer Zeit besteht in der Quanteninformationsverarbeitung das Ziel einen Quantencomputer zu bauen oder Quantensimulationen von Vielteilchensystemen durchzuführen. Quantencomputer verwenden zur Berechnung von Problemen Quantenbits (Qubits), im Gegensatz zu konventionellen Computern, die klassische Bits verwenden. [2] Diese unterscheiden sich voneinander durch die Tatsache, dass klassische Bits nur zwei Zustände (0 und 1) annehmen können, wohingegen Qubits auch alle Superpositionen der beiden Zustände annehmen können. Der Zustand eines Qubits lässt sich also durch folgende Formel beschreiben:

$$|\Psi_{\text{qubit}}\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle, \quad |\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1, \quad \alpha, \beta \in \mathbb{C}.$$

Qubits können aus supraleitenden Schaltkreisen gebaut werden, die im Mikrowellenregime betrieben werden. [3][4] Ein wichtiger Bestandteil eines solchen supraleitenden Schaltkreises sind Josephson Kontakte. Diese können als Nichtlinearitäten eingesetzt werden, welche ausschlaggebend zur Funktion des Schaltkreises beitragen. In der Quantenoptik wird schon seit längerem in diesem Feld geforscht, jedoch bieten supraleitende Qubits den großen Vorteil, dass Josephson Kontakte eine weitaus bessere Nichtlinearität darstellen als die in der Quantenoptik verwendeten Pendants. Dies ermöglicht insbesondere eine ausgezeichnete *in situ*-Einstellbarkeit der Systemparameter und hohe Kopplungsstärken. Als Qubits dienen bisher stationäre Schaltkreise. Ein interessanter Ansatz, der bisher nur in der Quantenoptik verfolgt wurde, besteht nun darin, Qubits in in Wellenleitern propagierenden Einzelphotonen zu codieren. [5] Die dazu notwendigen Einzelphotonen können auch im Mikrowellenbereich bereits erzeugt werden. [6] Um Berechnungen mit einem Quantencomputer durchführen zu können, benötigt man neben Qubits allerdings auch noch Logikgatter. Dabei sind Strahlteiler elementare Bestandteile sowohl von Ein- als auch von Zweiqubitgattern.

[5] Das Ziel dieser Arbeit ist es einen Strahlteiler zu bauen und zu vermessen, der in einem Gatter angewendet werden kann.

Hierzu werden zunächst in Kapitel 2 die theoretischen Grundlagen der Mikrowellentechnik, der verwendeten Leiterbahnen und des Strahlteilers vorgestellt. Außerdem wird eine Simulation eines Strahlteilers gezeigt. Kapitel 3 beschreibt das Herstellungsverfahren des Strahlteilers, den Entwurf der zur Messung notwendigen strukturierten Leiterplatten und gibt einen Überblick über den Messaufbau. In Kapitel 4 wird eine Auswertung der gemessenen Daten durchgeführt, und die Messungen des Strahlteilers mit der Simulation verglichen. In Kapitel 5 werden schließlich noch die Ergebnisse zusammengefasst und ein Ausblick auf mögliche nächste Schritte gegeben.

# Kapitel 2

## Theoretische Grundlagen der Mikrowellentechnik

Um die Physik des Strahlteilers zu verstehen, braucht man Wissen über die Grundlagen der Mikrowellentechnik. Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel einige wichtige theoretische Aspekte angesprochen. Zunächst wird die Beschreibung eines Bauteils durch die Streumatrix erklärt, der verwendete Wellenleiter vorgestellt und dessen wichtige physikalische Größen erläutert. Im Anschluss daran wird noch das Konzept des Strahlteilers behandelt und die Simulation eines Solchen gezeigt.

### 2.1 Streuparameter

Um das Verhalten von Mikrowellenbauteilen zu beschreiben, verwendet man in der Mikrowellentechnik sogenannte Streuparameter. In Abbildung 2.1 ist ein Bauteil mit vier Ports dargestellt. Um die Skizze übersichtlicher zu halten und da im Rahmen dieser Arbeit nur Messungen mit Port eins als Eingang durchgeführt werden, ist nur ein Port als Eingang markiert. Aufgrund der Symmetrie des Bauteils kann es

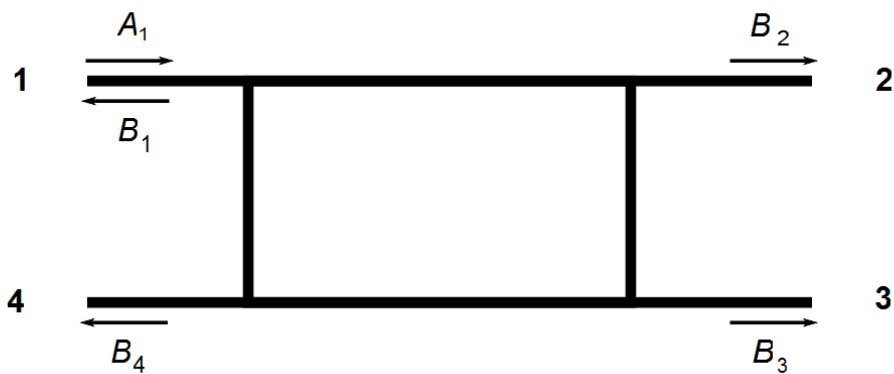


Abbildung 2.1: Bauelement mit vier Ports.

außerdem durch die Messung eines Eingangs vollständig charakterisiert werden. Die Streuparameter beschreiben bei einem solchen System mit mehreren Ein- und Ausgängen die ausgehenden Wellen in Abhängigkeit von der Eingehenden. Mathematisch ist der Streuparameter  $S_{ij}$  definiert als

$$S_{ij} = \frac{B_i \exp(i\varphi_A)}{A_j \exp(i\varphi_B)} \Big|_{A_k=0 \ \forall k \neq j}. \quad (2.1)$$

Wobei  $A_j$  die Amplitude des in Eingang  $j$  einfallenden Signals ist und  $B_i$  die Amplitude des Ausgangssignal bei Port  $i$ .  $\varphi_A$  und  $\varphi_B$  sind die Phasen der beiden Wellen. [7] Somit ist  $S_{ij}$  der Anteil des in Eingang  $j$  einfallenden Signals, der an Ausgang  $i$  messbar ist. Die einzelnen Streuparameter werden in der Streumatrix zusammengefasst. Für ein System wie es in Abbildung 2.1 dargestellt ist erhält man eine  $4 \times 4$  Matrix. Mit Hilfe dieser Matrix lassen sich nun die Ausgangsamplituden aus dem eingehenden Signal berechnen. [7]

$$\begin{pmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \\ B_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

In dieser Arbeit werden die Streuparamter alle in der Einheit Dezibel angegeben. Dies trägt zur besseren Darstellung der Daten bei, da so exponentielle Abhängigkeiten, die hier sehr häufig sind, besser zu sehen sind. Die Formel zur Umrechnung in die dB-Skala sieht wie folgt aus:

$$S_{ij}[\text{dB}] = 10 \times \log(|S_{ij}|^2) \quad (2.3)$$

## 2.2 Koplanare Wellenleiter (KPW)

In der Mikrowellentechnologie gibt es verschieden Bauarten für Mikrowellenleiter. Die in dieser Arbeit behandelten Strukturen sind sogenannte koplanare Wellenleiter (KPW). In Abbildung 2.2 ist eine KPW-Struktur dargestellt. Sie besteht aus einem Innenleiter und zwei Außenleitern auf einem isolierenden Substrat. Als leitendes Material wird in dieser Arbeit der Supraleiter Niob verwendet. Durch die Verwendung eines Supraleiters werden resistive Verluste minimiert. Ein wesentlicher Vorteil des KPW besteht in der hohen Felddichte in den Spalten zwischen Innen- und Außenleiter. Dies erleichtert eine Kopplung an supraleitende Qubitschaltkreise. [3][4] Zur Veranschaulichung ist in Abbildung 2.3 der Feldverlauf der Mikrowelle eines KPWs dargestellt.



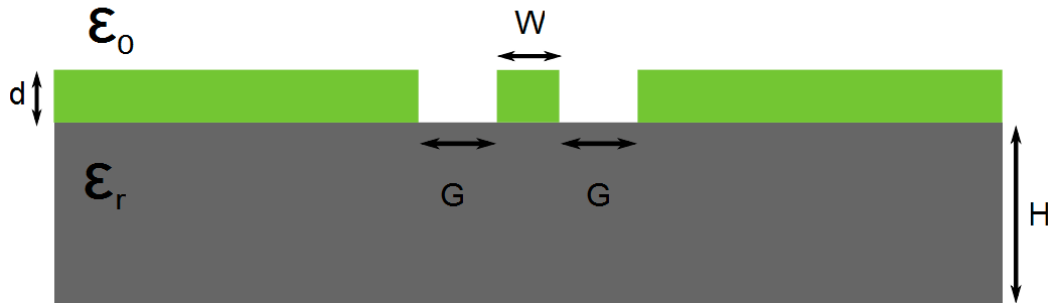


Abbildung 2.2: Die Struktur eines koplanaren Wellenleiters.  $G$  ist hier die Breite der Lücke,  $W$  die Breite des Innenleiters.  $d$  ist die Niobschichtdicke und  $H$  die des Siliziumchips.

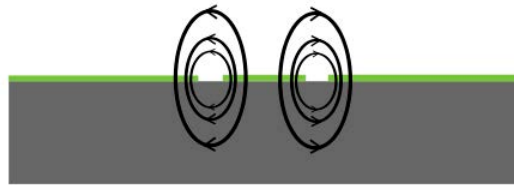


Abbildung 2.3: Der Feldverlauf in einem KPW nach [1].

## 2.3 Charakteristische Impedanz von Wellenleitern

Eine wichtige Größe eines Leiters ist seine charakteristische Impedanz. Sie ist definiert als

$$Z_0 = \sqrt{\frac{l_0}{c_0}} \quad (2.4)$$

$l_0$  ist hier die Induktivität pro Längeneinheit und  $c_0$  die Kapazität pro Längeneinheit. Die Impedanz ist von vielen verschiedenen Größen abhängig. Sowohl die Dicke und die dielektrische Leitfähigkeit des Substrats, als auch das Verhältnis zwischen der Breite der Lücke  $G$  und der Breite des Innenleiters  $W$  und die Schichtdicke des Leiters tragen zur Impedanz eines KPWs bei. Bei vorgegebenen Materialien und Dicken des Chips und des Leiters lässt sich die Impedanz also allein durch das Verhältnis zwischen  $G$  und  $W$  einstellen.

Eine weitere wichtige Größe bei der Betrachtung von Mikrowellenbauteilen ist die

effektive Wellenlänge der Welle im Leiter. Sie hängt von der effektive dielektrischen Leitfähigkeit  $\epsilon_{\text{eff}}$  und der Frequenz  $\nu$  der eingehenden Welle ab. Berechnen lässt sie sich durch folgende Formel:

$$\lambda_{\text{eff}} = \frac{c}{\nu \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \quad (2.5)$$

$c$  ist hierbei die Lichtgeschwindigkeit.

## 2.4 Strahlteiler: Der $90^\circ$ Hybridring

Bei dem in dieser Arbeit behandelte Mikrowellenbauteil handelt es sich um einen Strahlteiler, spezifischer um einen  $90^\circ$  Hybridring. Der Zweck dieses Bauteils ist es eine einfallende Welle auf zwei Ausgänge aufzuteilen, so dass an beiden Ausgängen 50 Prozent der Leistung austreten. Die Phase der Wellen an diesen beiden Ausgängen ist dabei um  $90^\circ$  phasenverschoben. An allen anderen Ausgängen soll kein Signal austreten. Die Streumatrix eines perfekten  $90^\circ$  Hybridring sieht wie folgt aus:

$$S = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & i & 1 & 0 \\ i & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & i \\ 0 & 1 & i & 0 \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Die Theorie sagt vorher, dass ein solches Verhalten durch den in Abbildung 2.4 gezeigten Aufbau zu erreichen ist. [7] Der große Teil der Leiterbahnen muss hierzu auf eine Impedanz  $Z_0$  geeicht werden. Um welche explizite Impedanz es sich handelt, ist dabei unwichtig, allerdings wird normalerweise  $Z_0 = 50 \Omega$  gesetzt, da z.B. technische Geräte oder Kabel oft diese Impedanz besitzen. Ausgenommen davon sind nur die beiden Leiterbahnen zwischen Port eins und zwei und Port drei und vier, wie in der Skizze gezeigt. Diese beiden Stücke müssen eine Impedanz von  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$  aufweisen. Um die gewünschte Interferenz der Wellen, die durch die verschiedenen Arme des Aufbaus fließen, zu erreichen, müssen außerdem die Seitenlängen des Quadrats in der Mitte des Bauteils gleich einem Viertel der effektiven Wellenlänge der einfallenden Welle sein. Der Strahlteiler funktioniert somit nur bei einer festgelegten Frequenz und nicht über einen großen Frequenzbereich.

## 2.5 Simulation eines Strahlteilers

Um die experimentell bestimmten Daten einschätzen zu können, wird eine Finite-Elemente-Berechnung der vermessenen Struktur durchgeführt. Um eine solche Simulation zu ermöglichen müssen allerdings einige Näherungen angesetzt werden. Der

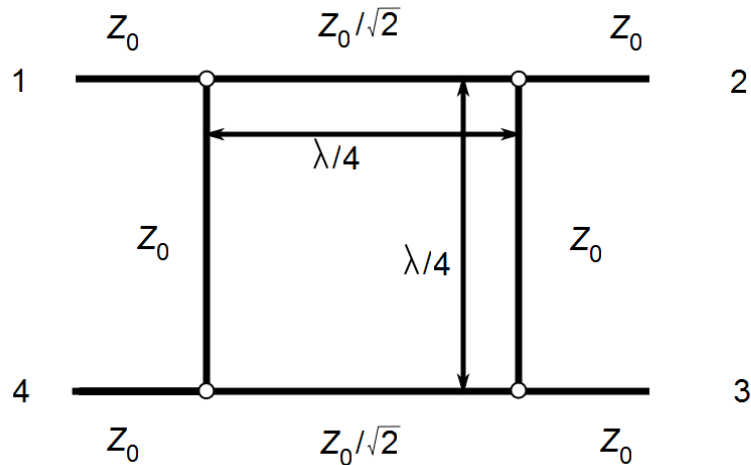


Abbildung 2.4: Geometrie eines 90° Hybridring

Supraleiter Niob wird hier als perfekter Leiter genähert, d.h. der Meißnereffekt wird vernachlässigt. Außerdem wird die Schichtdicke auf  $1\ \mu\text{m}$  gesetzt. Diese Näherungen sind notwendig um die Simulation auf einem Desktopcomputer durchführen zu können.

Simuliert wird ein Strahlteiler auf einem  $12\ \text{mm}$  mal  $12\ \text{mm}$  großen und  $250\ \mu\text{m}$  dicken Chip. Das Design des Strahlteilers ist in Abbildung 2.5 dargestellt. Der Chip ist darauf ausgelegt, dass bei  $5.75\ \text{GHz}$  aus den Ausgängen zwei und drei jeweils 50 Prozent der Leistung emittiert werden und aus den anderen Beiden keine Leistung emittiert wird.

Das Ergebnis der Simulation ist in Abbildung 2.6 zu sehen. Man kann erkennen, dass das gewünschte Verhalten bei etwa  $5.45\ \text{GHz}$  auftritt und somit etwas unterhalb der angestrebten Frequenz liegt. Eine mögliche Ursache hierfür können die Kreuzungen der Leiter sein, da man an diesen Stellen nicht sicher sagen kann, wie lang die effektive Weglänge tatsächlich ist. Bei  $5.45\ \text{GHz}$  verhält es sich zwar auch nicht wie ein perfekter Strahlteiler, aber mit einem Signal von  $-2.50\ \text{dB}$  an Ausgang drei und  $-3.66\ \text{dB}$  an Ausgang zwei ist das Ergebnis akzeptabel. Es treten außerdem noch weitere Resonanzen bei höheren Frequenzen auf. So ergibt sich z.B. eine starke Abschirmung des

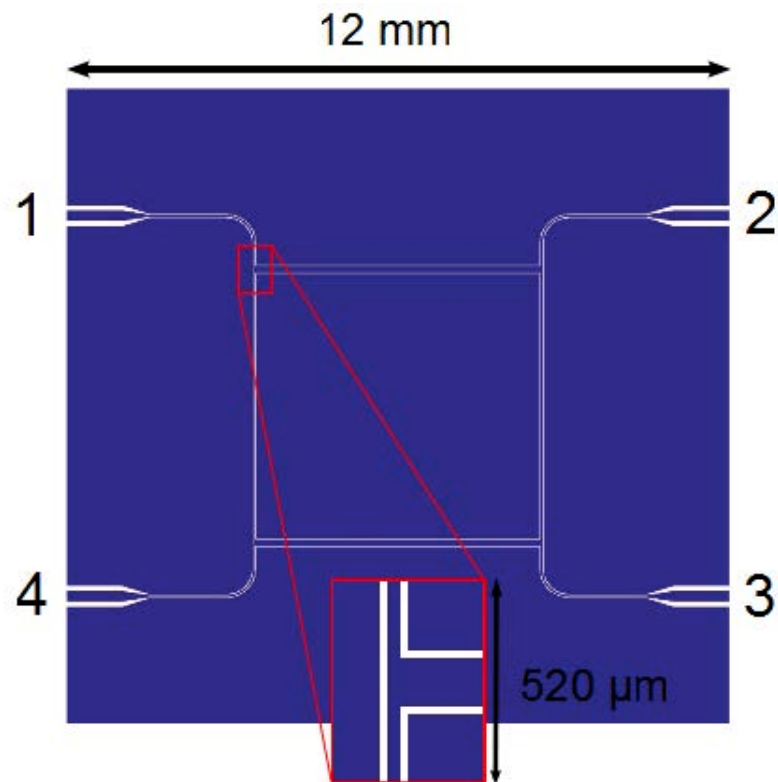


Abbildung 2.5: Struktur des simulierten Strahlteilers. Die Niobflächen sind blau gekennzeichnet.

Ausgangs zwei bei etwa 6.2 GHz und 7.2 GHz, die nicht von der Theorie vorhergesagt ist. Ähnliche Resonanzen finden sich auch an den anderen Ausgängen.

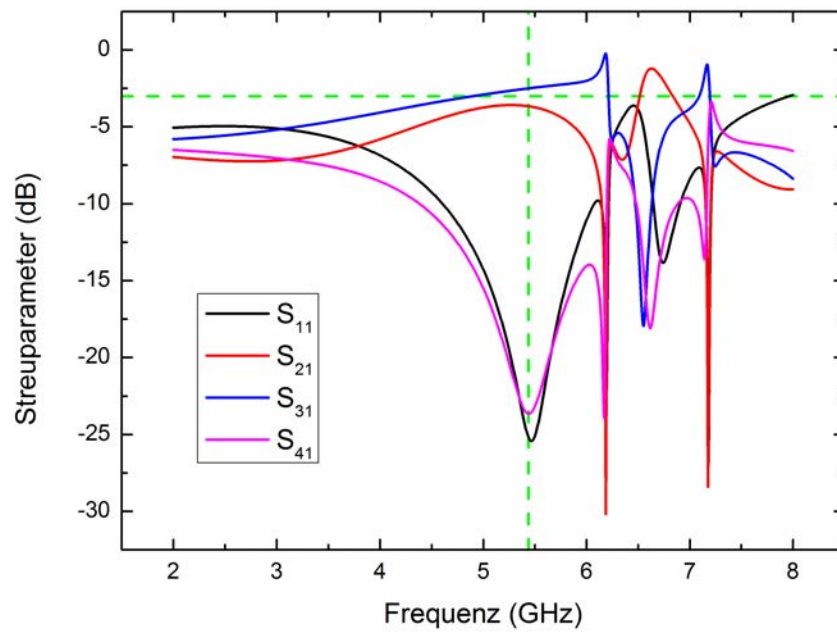


Abbildung 2.6: Simulation der Streuparameter. Eingezeichnet sind zusätzlich eine Linie bei 3 dB (waagrecht, grün) und bei der Arbeitsfrequenz der Simulation (senkrecht, grün).



# Kapitel 3

## Vorbereitung und Durchführung der Versuche

Um Versuche mit Mikrowellenbauteilen durchführen zu können, müssen zunächst verschiedene Vorbereitungen getroffen werden. Die zu untersuchende Struktur muss auf einen Chip aufgebracht werden, der dann zur Messung in den Versuchsaufbau eingebaut werden muss. In diesem Kapitel wird die Herstellung eines solchen Chips, der Einbau in die Messbox und der Versuchsaufbau als Ganzes beschrieben. Außerdem wird noch auf den Entwurf strukturierter Leiterplatten eingegangen, welche notwendig sind, um den Chip in die Messbox einzubauen.

### 3.1 Probenpräparation

#### 3.1.1 Herstellung der Proben

Zur Herstellung der Proben wird zunächst auf einen 250  $\mu\text{m}$  dicken Siliziumchip eine 100 nm dicke Niobschicht aufgetragen [Abb. 3.1(a)]. Dies erfolgt durch Sputtern im Ultrahochvakuum. Vor und nach dem Sputtern wird der Chip mit Aceton und Isopropanol gereinigt. Durch dieses Reinigungsverfahren werden Fehler in der Niobschicht und später in der Struktur vermieden. Zur Erstellung der Struktur im Niob, wird optische Litographie verwendet. Hierzu wird als erstes der Lack AZ 52 14 E in einem Spincoater aufgetragen. Bei diesem Vorgang sammelt sich am Rand des Chips mehr Lack an als auf dem restlichen Chip [Abb. 3.1(b)]. Um diese Ansammlung zu entfernen, wird der Rand mit ultravioletter Strahlung mit dem Süss Maskaligner MJB 3 belichtet und der Lack mit dem Entwickler AZ 726 MIF abgetragen [Abb. 3.1(c)]. Der Lack lässt sich nur an den belichteten Stellen durch den Entwickler ablösen. In einem zweiten Belichtungs- und Entwicklungsschritt wird die eigentliche Strukturierung vorgenommen [Abb. 3.1(d)]. Die Belichtungsstärke ist hierbei  $36 \text{ mJ m}^{-2}$ . Um nun die gewünschte Struktur im Niob zu erhalten, werden die offengelegten Niobstellen herausgeätzt [(Abb. 3.1(e)]. Dies wird durch Beschuss mit einem  $\text{SF}_6$ - und Argon-Plasma in dem Plasma Lab 80Plus von Oxford durchgeführt. Die noch vom Lack geschützten Stellen bleiben dabei unverändert. Danach wird die Probe noch

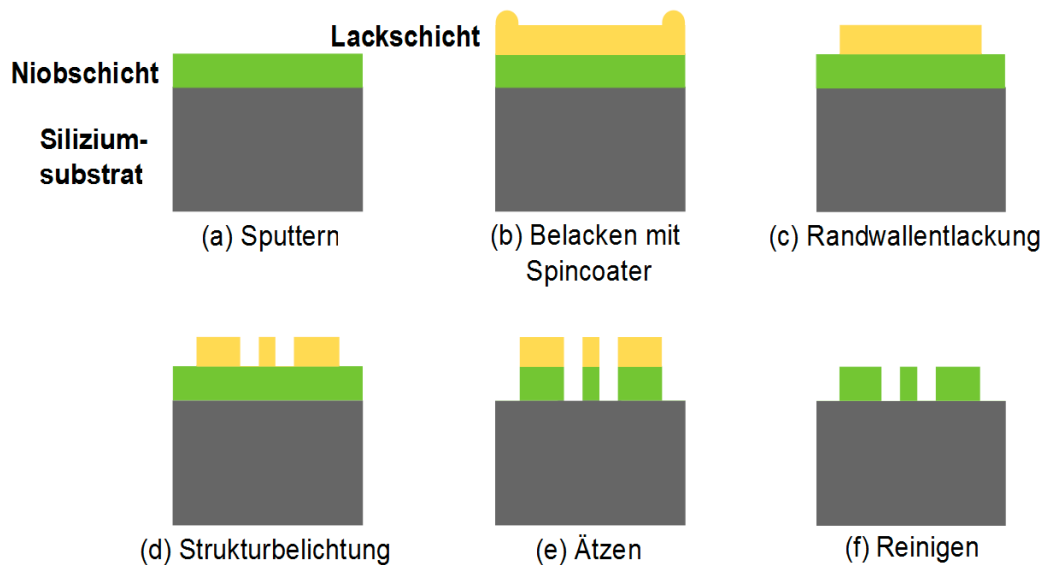


Abbildung 3.1: Herstellungsprozess von Mikrowellenchips

mit einem  $O_2$ -Plasma beschossen, um den verbleibenden Lack zu entfernen. Nach Entfernung des restlichen Lackes ist die gewünschte Struktur auf dem Chip [Abb. 3.1(f)].

### 3.1.2 Einbau der Proben

Zur Vermessung der Proben, werden die Chips in eine vergoldete Kupferbox eingebaut. Um die Verbindung der Innen- und Außenleiter des Chips nach außen zu gewährleisten, werden die Leiter zwischen dem Chip und der SLP (strukturieren Leiterplatte, siehe hierzu auch Abschnitt 3.2) durch Aluminiumbonds verbunden. Die Verbindung des Innenleiters der SLP nach außen wird mit Presskontakten durchgeführt, der Außenleiter wird mit Aluminiumbonds an die Box angebunden. Auf dem Chip werden die Außenleiter durch Bonds über den Innenleiter verbunden, um ein gleiches Potential auf allen Außenleitern zu erreichen.

Ein Photo einer solchen Box, mit eingebauten Chip und gesetzten Bonds, ist in Abbildung 3.2 zu sehen. Bonds über die Innenleiter sind bei dieser Probe allerdings nicht nötig, da die Außenleiter schon ausreichend durch die Bonds zur SLP verbunden sind.

Da das Kupfer der SLP oxidiert, wird sie vor jedem Einbau eines Chips mit verdünnter Ameisensäure gereinigt, um die Kupferoxidschicht zu entfernen.



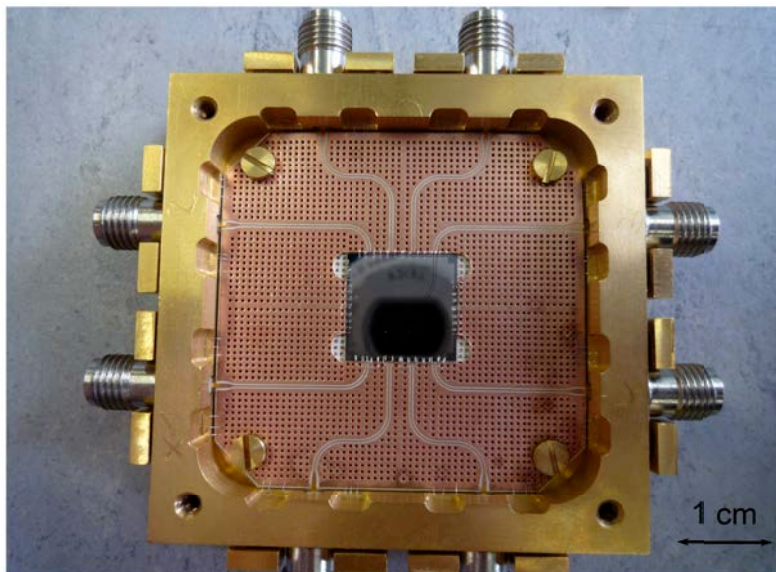


Abbildung 3.2: Messbox mit eingebautem Eichchip.

## 3.2 Entwurf der strukturierten Leiterplatten

Bisher wurde in der Mikrowellenforschung des Walther-Meissner- Instituts vor allem mit Chips gearbeitet die vier oder weniger Ausgänge besitzen. Da aber einige neue Ideen Chips benötigen, die mehr als nur vier Zugänge besitzen, benötigt man neue Messboxen, die es erlauben mehr Zugänge auf einem kleinen Chip anzuschließen. Da die Kontakte allerdings sehr groß sind, benötigt man auch größere Boxen. Somit ist eine Verbindung zwischen dem Chip und der Box notwendig (vgl. Abbildung 3.2).

Diese Verbindung wird durch den Einbau einer strukturierten Leiterplatte hergestellt. Ein Teil der Arbeit besteht darin, diese Leiterplatten zu entwerfen. In Abbildung 3.3 ist einer der Entwürfe (a) und eine fertige Leiterplatte (b) zu sehen. Der Chip wird in die mittige Aussparung eingesetzt.

Bei dem verwendeten Material handelt es sich um mit  $35\ \mu\text{m}$  Kupfer beschichtetes Rogers 3010. Dieses Material hat den Vorteil, dass es bei Temperaturänderung eine nahezu konstante dielektrische Leitfähigkeit  $\epsilon_r = 10,2$  besitzt.[8]

Die gesamte Platte ist mit kleinen Bohrungen, sogenannten Vias versehen. Diese sollen die obere und untere Kupferschicht auf das selbe Potential bringen. Hierzu sind die Bohrungen innen mit Kupfer beschichtet. Der Radius wird hierbei zwischen drei Größen variiert:  $r_{\text{Bohrungen}} = 75\ \mu\text{m}$ ,  $140\ \mu\text{m}$  und  $200\ \mu\text{m}$ . Der Abstand der Vias beträgt bei allen entworfenen SLP etwa  $400\ \mu\text{m}$ , was der von der Herstellerfirma kleinste vorgegebene Abstand ist.

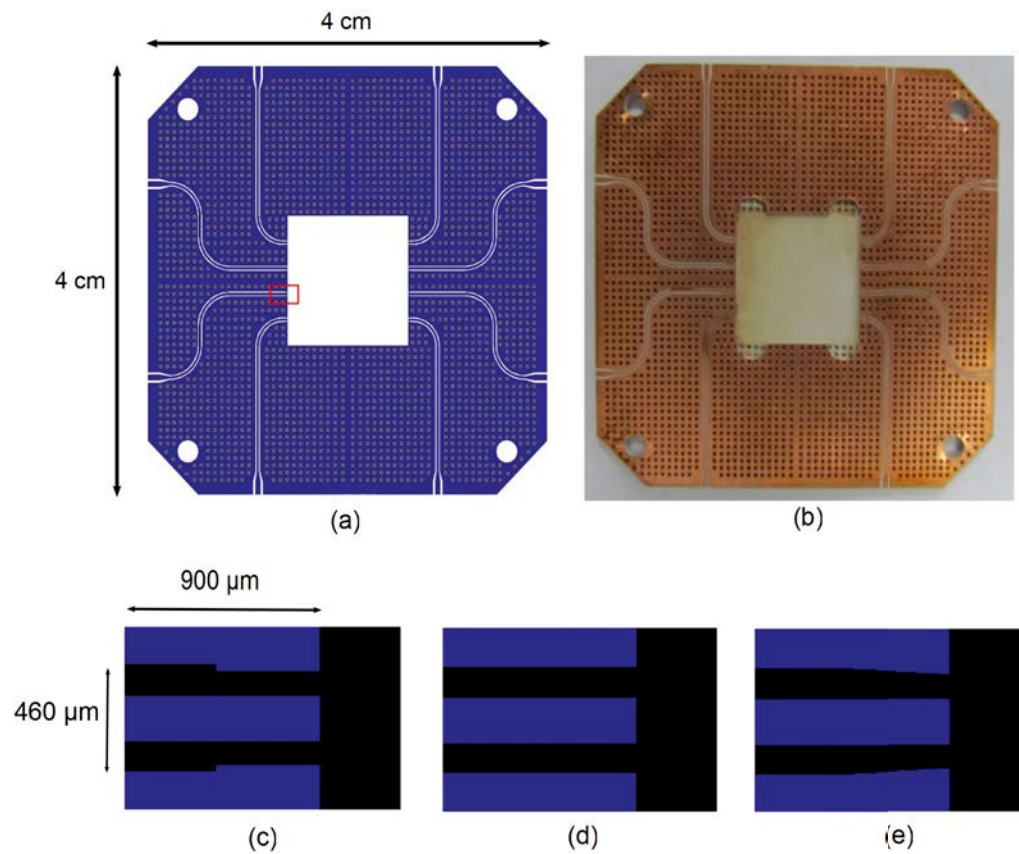


Abbildung 3.3: (a) Skizze einer strukturierten Leiterplatte. (b) Photo einer strukturierten Leiterplatte mit Übergang (d). (c), (d), (e) Übergänge von SLP auf den Chip. Blau ist hier das Kupfer der Leiterplatte und schwarz ist das Dielektrikum. Die Übergänge befinden sich u.a. an der in (a) gekennzeichneten Stelle. Der Chip wird rechts an den Übergang angefügt.

Wichtig sind auch die Übergänge zwischen der SLP und dem Chip. Da die Leiterbahnen sowohl auf dem Chip, als auch auf der SLP, auf eine Impedanz von  $50\Omega$  eingestellt sind, unterscheiden sich die Größen der Innenleiter und Lücken auf dem Chip und der SLP. Es muss also ein Übergang geschaffen werden. Um die Auswirkung verschiedener Übergänge bestimmen zu können, werden bei den erstellten SLP drei verschiedene Übergänge verwendet. Die verschiedenen Arten sind in Abbildung 3.3 (c) bis (e) dargestellt. Welche Variante sich als die Beste erweist, muss jedoch erst noch festgestellt werden.

### 3.3 Messaufbau

Die Box wird nun in einem Kryostaten mit Flüssighelium auf 4.2 K gekühlt. Bei dieser Temperatur ist Niob, welches eine kritische Temperatur  $T_c = 9.2\text{ K}$  besitzt, supraleitend. Die zu untersuchenden Anschlüsse werden mit Mikrowellenkabel an das Messgerät Hewlett Packard 8722D Network Analyzer angeschlossen. Die Aufnahme der Daten erfolgt mit einem an das Messgerät angeschlossenen Computer. Gemessen wird hierbei die Transmission zwischen zwei Ausgängen in einem Spektrum von 50 MHz bis 20 GHz. Eine schematische Darstellung des Messaufbaus ist in Abbildung 3.4 zu sehen.

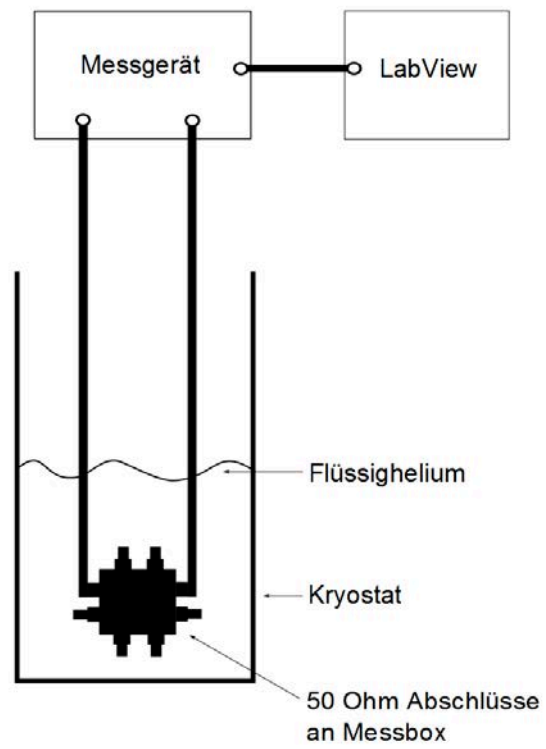


Abbildung 3.4: Schematischer Messaufbau

# Kapitel 4

## Auswertung der Messungen

Im Folgenden werden die im Rahmen dieser Bachelorarbeit durchgeführten Messungen vorgestellt und interpretiert. Zunächst wird dabei eine Messung behandelt, die die Qualität der erstellten SLP einschätzen soll. Danach werden die Messungen eines Strahlteilers vorgestellt und die Ergebnisse mit denen der Simulation verglichen.

### 4.1 Strukturierte Leiterplatten

Um die Qualität der entworfenen SLP zu bestimmen, wird ein durchgehender KPW-Chip in die in Abbildung 3.3 zu sehende SLP eingebaut. Die vermessene Leiterplatte hat einen Radius der Bohrungen von  $r_{\text{Bohrungen}} = 140 \mu\text{m}$  und den Übergang, der in Abbildung 3.3 (d) dargestellt ist. Ein Beispiel für einen Chip mit durchgehender KPW-Struktur zur Messung des Streuparameters  $S_{21}$  ist in Abbildung 4.1 dargestellt. Um die tatsächlichen Eigenschaften der SLP herauszufinden wird eine Messung der Kabel ohne Messbox als Eichung verwendet.

Bei allen folgenden Messungen wird jeweils die Transmission zwischen zwei Ausgängen gemessen und die anderen Ausgänge werden jeweils mit einem  $50 \Omega$  Abschluss direkt an der Messbox abgeschlossen, um so weniger Störungen zu erhalten, die nicht von der untersuchten Struktur stammen. [9]

In Abbildung 4.2 sind zwei Messungen der SLP mit durchgehendem KPW dargestellt. Bis etwa 8 GHz liegt die Messung  $S_{41}$  deutlich unterhalb der Messwerte für  $S_{31}$ . Die Ursache dafür ist, dass die Messung  $S_{41}$  ohne Verbindung zwischen den Innenleitern der Box und der Kabel stattgefunden hat. Um eine bessere Reproduzierbarkeit zu erhalten, soll so wenig wie möglich an dem Versuchsaufbau geändert werden. Es wird also nur der durchgehende Chip durch einen Anderen ersetzt und die Kabel an die passenden Ausgänge angeschlossen. An der SLP und an den Presskontakten wird nichts verändert. Durch das wiederholte Abkühlen verziehen sich allerdings die Schrauben und der Kontakt ist nicht mehr vorhanden. Es ist also wichtig vor der eigentlichen Messung zunächst eine Widerstandsmessung durchzuführen, um sicherzustellen, dass alle Ausgänge verbunden sind.

Man kann an der Darstellung der beiden Messungen jedoch sehr gut erkennen, dass die SLP für Frequenzen unter etwa 8 GHz gut geeignet ist. In Abbildung 4.3 sieht

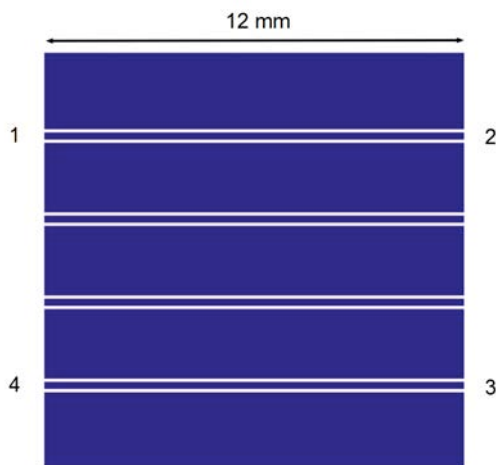


Abbildung 4.1: Maske für Chip mit durchgehender KPW-Strukturen zur Vermessung der SLP. Blau sind die Stellen an denen auf dem Chip Niob ist. Hier ist  $W = 199 \mu\text{m}$  und  $G = 101 \mu\text{m}$ .

man, dass in diesem Frequenzbereich die SLP wenige Verluste beiträgt und die Kurve relativ glatt ist. Für Messungen im Bereich über der genannten Frequenz, kann es jedoch nicht mehr verwendet werden. Die Messung mit angeschlossener und nicht angeschlossener Box sind hier fast identisch, was darauf schließen lässt, dass die Welle, auch bei guter Verbindung zwischen Box und SLP, nicht mehr durch die KPW auf der Leiterplatte und dem Chip propagiert, sondern durch parasitäre Kanäle.

## 4.2 Messung eines Strahlteilers

Es wird ein erster Strahlteiler vermessen. Hierzu wird ein Chip mit der in Abbildung 2.5 dargestellten Struktur hergestellt und wie im vorigen Kapitel beschrieben vermessen. Frequenzen über 9 GHz werden, aus den dort genannten Gründen, bei der Diskussion der Daten außer Acht gelassen. In Abbildung 4.4 sind die relevanten Transmissionsspektren dargestellt. Man erkennt hier ein Verhalten als Strahlteiler bei etwa 5 GHz, kann jedoch keine genaue Zentrumsfrequenz festlegen. Gerade im interessanten Bereich um 5 GHz scheint das Verhalten als Strahlteiler durch weitere Resonanzen überlagert zu sein. Die beiden Durchgänge sind nicht glatt wie erwartet, sondern zeigen Schwankungen im Bereich von fast 10 dB bei einer Änderung der Frequenz von etwa einem Gigahertz. In der Isolation sieht man zwar, wenn man den groben Verlauf der Kurve betrachtet, ein Minima, wie es die Theorie voraussagt, je-

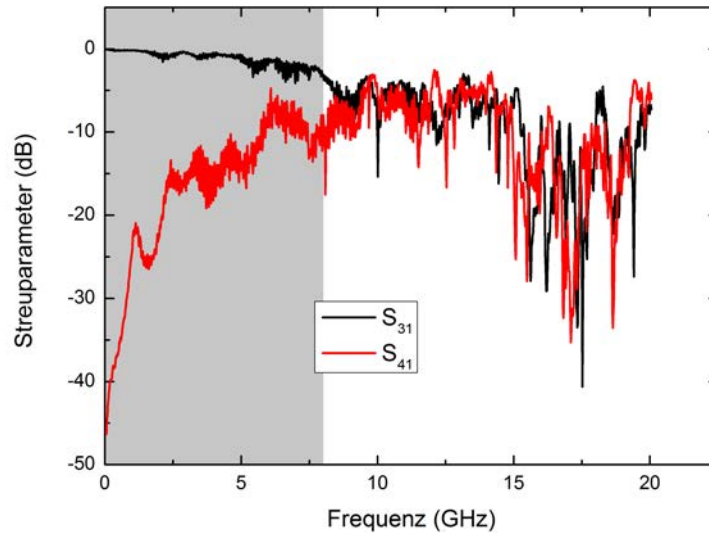


Abbildung 4.2: Messung eines Chips mit durchgehenden KPW. Bei der roten Kurve ( $S_{41}$ ) ist die Verbindung kapazitiv wegen eines nicht ordnungsgemäß angepressten Mikrowellensteckers. Der Bereich in dem die SLP gut verwendbar ist, ist grau hinterlegt.

doch ist es von parasitären Resonanzen überlagert, und deshalb nicht klar erkennbar. Die gesamten Messdaten sind außerdem überall durch höher-frequente Schwingungen überlagert. Die Amplitude der Schwingung ist dabei bis zu 3 dB groß und hat eine Periodendauer von etwa 0.1 GHz, was einer effektiven Wellenlänge von 469.3 mm in einem auf  $50\ \Omega$  geeichten Koaxialkabel entspricht. Die verwendeten Mikrowellenkabel sind etwa einen Meter lang. Diese Schwingungen könnten also auf Grund von Resonanzen im Kabel auftreten. Dies muss in zukünftigen Messungen genauer untersucht werden. Betrachtet man die Kalibrationsmessung in Abbildung 4.3 sieht man auch dort eine Schwingung der selben Frequenz, allerdings ist hier die Amplitude meist deutlich kleiner. In der nicht kalibrierten Kurve ist die Amplitude etwa gleich groß wie die Amplitude der kalibrierten Kurve (siehe Abbildung 4.5). Die Kalibrierung ist daher kein Grund für die Verstärkung der Schwingung.

Störresonanzen, wie sie in Abbildung 4.4 zu sehen sind, können in Mikrowellenbauteilen immer wieder auftreten. Ursachen für diese Resonanzen können dabei z.B. Impedanzfehlanspassungen sein. Ändert sich die Impedanz, wird ein Teil der Welle reflektiert. Bei mehreren solchen Reflexionspunkten kann leicht eine Vielzahl von parasitären Resonanzen entstehen. Dadurch kommt es zu Störungen im Strahlteiler.

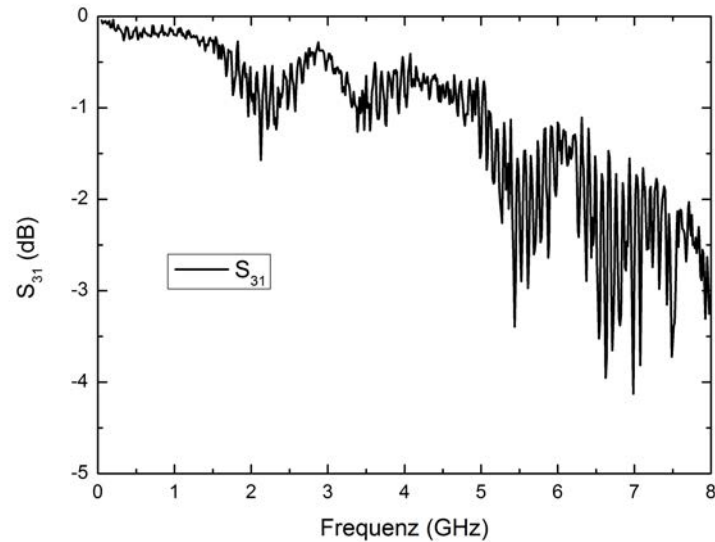


Abbildung 4.3: Vergrößerter Ausschnitt des verwendbaren Bereichs für  $S_{31}$  des Eichchips aus Abb. 4.2

Eine andere mögliche Ursache ist die Ausbildung von stehenden Wellen in Form von Hohlraumresonanzen der Box, die einen Verlustkanal darstellen, was zu einem Einbruch in der Transmission an der Resonanzfrequenz des Hohlraumresonators führt. Um die Ursache der Störresonanzen besser einschätzen zu können, muss die halbe effektive Wellenlänge der Resonanzfrequenz bestimmt werden. Dabei ist zu beachten, ob die Welle sich gerade in freiem Raum, in einem Dielektrikum oder auf dem Wellenleiter bewegt. Die Minima bei 3.2 GHz ( $S_{21}$ ) bzw. bei 3.4 GHz ( $S_{31}$ ) ergeben eine halbe Wellenlänge von 21.6 mm und 20.3 mm, wenn die Welle auf einem SLP-Wellenleiter läuft. Die Leiter auf der SLP sind etwa 18 mm lang. Die beiden Längen passen zwar nicht perfekt zusammen, aber da das Verhalten an den Übergängen zwischen SLP und Box bzw. SLP und Chip nicht bekannt ist, könnte es sich hier um eine stehende Welle auf dieser Leiterbahn handeln. Die Länge zwischen Übergang auf Box und Beginn des Strahlteilers beträgt etwa 22.3 mm. Es könnte sich also auch um Resonanzen auf dieser Leiterbahn handeln. Für andere Resonanzen kann jedoch keine passende Geometrie gefunden werden, an denen sich stehende Wellen bilden können.



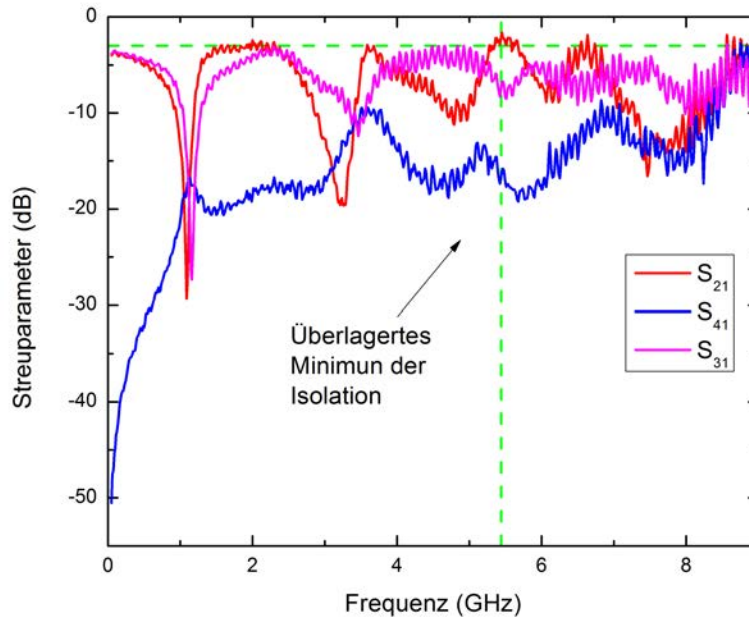


Abbildung 4.4: Kalibrierte Messung aller relevanten Streuparameter des Strahlteilers von 50 MHz bis 9 GHz. Eingezeichnet sind zusätzlich eine Linie bei 3 dB (waagrecht, grün) und bei der Arbeitsfrequenz der Simulation (senkrecht, grün). Außerdem ist der Bereich der vermuteten Arbeitsfrequenz der Messung markiert.

### 4.3 Vergleich der Messung mit der Simulation

Um die gemessenen Daten besser einordnen zu können, wird im Folgenden die Simulation aus Abschnitt 2.5 mit den gemessenen Daten verglichen werden.

**Vergleich des Streuparameters  $S_{21}$**  In Abbildung 4.6 ist hierzu der Streuparameter des ersten Durchgangsports dargestellt. Zu sehen ist sowohl die Simulation (schwarz) als auch die gemessenen Werte (rot). Der gemessene Streuparameter folgt zwar grob der Simulationskurve, ist aber von großen Schwingungen überlagert, so dass der gemessene Wert bis zu 12 dB von der Simulation abweicht. Im Bereich in dem die Simulation die Arbeitsfrequenz aufweist, weichen die gemessenen Werte allerdings weniger stark ab. Sie liegen dort etwa 1 bis 2 dB über der Erwartung, was bei den sonst sehr starken Störungen recht gut ist. Oberhalb von 5.5 GHz liegen die zwei

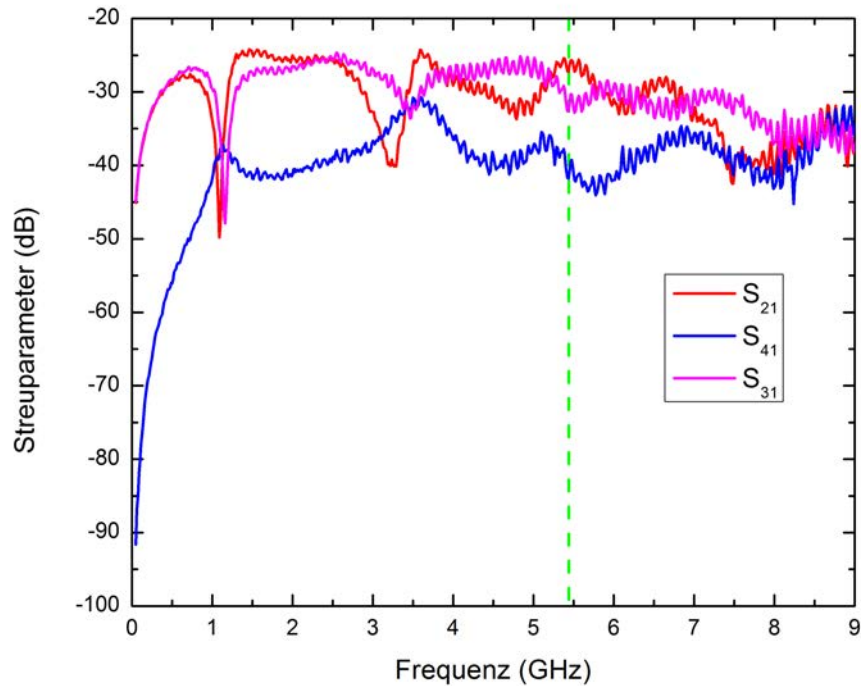


Abbildung 4.5: Die unkalibrierte Messung des Strahlteilers. Eingezeichnet ist zusätzlich eine Linie bei der Arbeitsfrequenz der Simulation (senkrecht, grün).

Kurven zwar bis etwa 7 GHz nahe beieinander, die Messdaten zeigen die Resonanzen bei 6.2 GHz und 7.2 GHz jedoch nicht auf.

**Vergleich des Streuparameters  $S_{31}$**  Der Streuparameter des gekoppelten Ausgangs ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Wie schon bei dem Parameter  $S_{21}$  ist die gemessene Kurve durch nicht von der Simulation vorhergesagten Schwingungen überlagert. Allerdings liegt hier der Mittelwert der Schwingung in der Messung doch deutlich unter dem simulierten Wert, was bei  $S_{21}$  nicht der Fall war. Vor allem auch an der Arbeitsfrequenz liegen der gemessene und der simulierte Wert teilweise über 5 dB voneinander entfernt. Die größte Abweichung liegt, ähnlich wie bei  $S_{21}$ , etwa bei 3.4 GHz. Hier liegt die Messung 7.5 dB unter dem erwarteten Wert. Die Struktur der Simulation über 6 GHz lässt sich in der Messung nicht nachvollziehen.

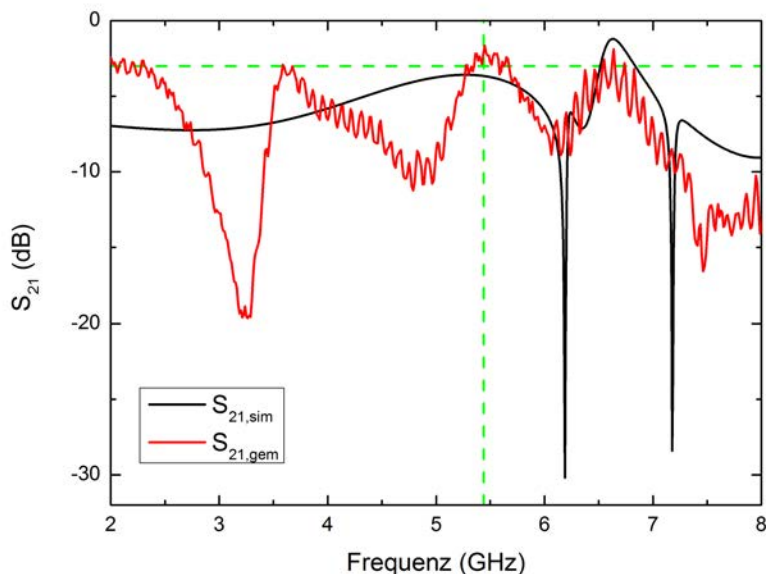


Abbildung 4.6: Vergleich zwischen Simulation und Messung von  $S_{21}$ . Eingezeichnet sind zusätzlich eine Linie bei 3 dB (waagrecht, grün) und bei der Arbeitsfrequenz der Simulation (senkrecht, grün).

**Vergleich des Streuparameters  $S_{41}$**  Als letztes wird noch der isolierte Ausgang vermessen und simuliert. Die beiden Ergebnisse sind in Abbildung 4.8 dargestellt. Wie zu erkennen ist, stimmt hier der grobe Verlauf der beiden Kurven fast nicht überein. Die Simulation sagt voraus, dass sich der Streuparameter der Isolation bei kleinen Frequenzen auf ähnlicher Höhe wie  $S_{21}$  und  $S_{31}$  (zwischen  $-5$  dB und  $-10$  dB) befindet. In der Messung ist der Ausgang vier hier schon isoliert und zeigt, bis auf einen Peak bei etwa 3.6 GHz, eine Abschwächung von bis zu  $-18$  dB. Der Peak ist an ähnlicher Stelle wie die Minima der anderen beiden Streuparameter. Bei 5.45 GHz zeigt die Simulation ein starkes Signalminimum. Die Messung zeigt zwar zwischen 3.5 GHz und 6.8 GHz einen Abfall des Signals, aber im Zentrum des Abfalls steigt das Signal wieder etwas an. Nimmt man an, dass dieser Anstieg jedoch von anderen Effekten beeinflusst wird, könnte man einen ähnlichen Verlauf wie der der Simulation erkennen, jedoch wäre die Zentrumsfrequenz um etwa 0.3 GHz nach unten verschoben. Diese Verschiebung ist jedoch nicht unerwartet. Betrachtet man andere Arbeiten, die sich mit ähnlichen Aufbauten beschäftigen, kommt eine Verschieben der Zentrumsfrequenz immer wieder vor. [9]

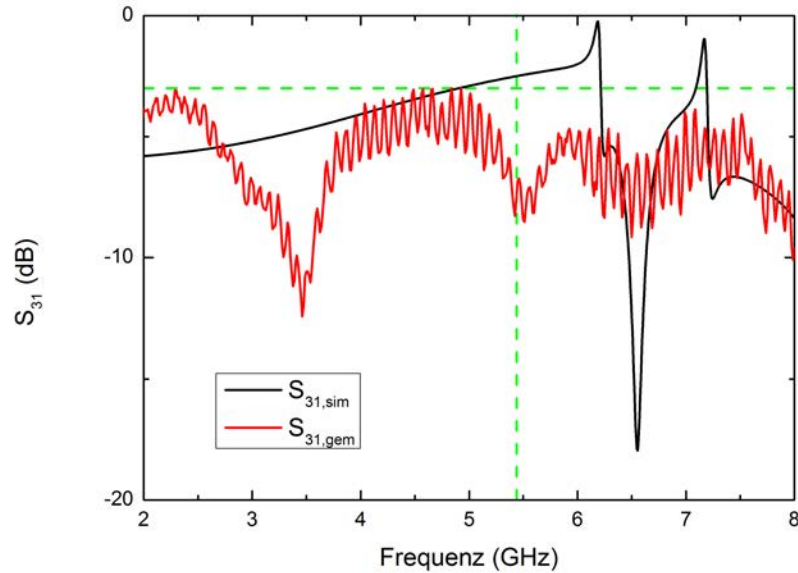


Abbildung 4.7: Vergleich zwischen Simulation und Messung von  $S_{31}$ . Eingezeichnet sind zusätzlich eine Linie bei 3 dB (waagrecht, grün) und bei der Arbeitsfrequenz der Simulation (senkrecht, grün).

**Zusammenfassung des Vergleichs** Es lassen sich in der Messung zwar die beiden Durchgangskanäle von dem Isolationskanal unterscheiden, viel mehr lässt sich allerdings auf Grund von nicht vorhergesagten Schwingungen, die die Messung überlagern nicht aussagen. In der Simulation liegt  $S_{31}$  in weiten Teilen des Spektrums oberhalb von  $S_{21}$ , was aber in der Messung nicht zu erkennen ist. Sowohl das Verhalten unterhalb von 4 GHz, als auch über 6 GHz, ist bei der Messung sehr unterschiedlich gegenüber der Simulation. Nichtsdestotrotz sieht man deutlich, dass die Transmission am isolierten Port über weite Frequenzbereiche deutlich geringer ist als an den gekoppelten Ports. Dies gilt insbesondere für den Bereich nahe der simulierten Arbeitsfrequenz und deutet darauf hin, dass die andererseits doch deutlichen Abweichungen vom erwarteten Verlauf eher messtechnischer Natur sind.

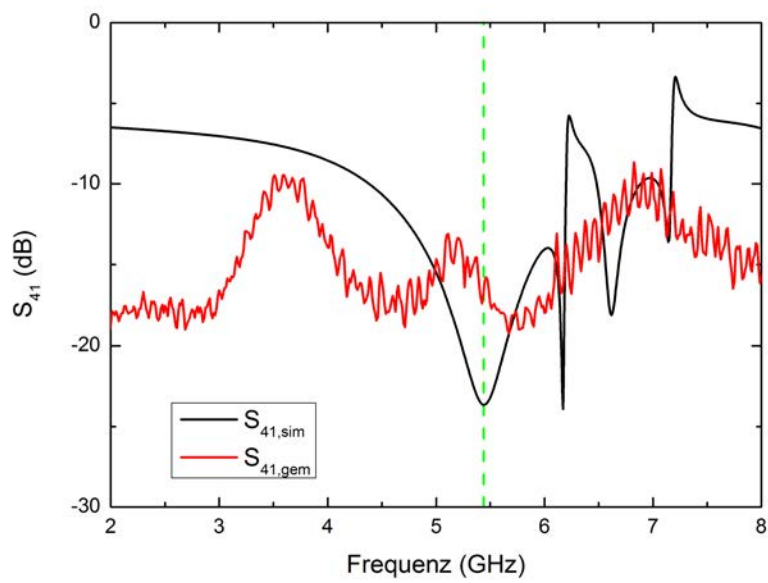


Abbildung 4.8: Vergleich zwischen Simulation und Messung von  $S_{41}$ . Eingezeichnet ist zusätzlich eine Linie bei der Arbeitsfrequenz der Simulation (senkrecht, grün).



# Kapitel 5

## Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Strahlteiler simuliert, hergestellt und vermessen. Es werden strukturierte Leiterplatten entworfen, die zur Durchführung der Messungen nötig sind. In einer parallelen Arbeit haben sich die SLP für Messungen an Resonatoren gut bewährt. [10] Zum ersten Mal wird nun im Rahmen dieser Arbeit ein Strahlteiler, d.h. ein nicht kapazitiv sondern direkt gekoppeltes Mikrowellenbauelement, in solch einer strukturierten Leiterplatte vermessen. Bei dem Strahlteiler handelt es sich um einen  $90^\circ$  Hybridring im KPW-Design. Die Simulation des Bauteils ohne Leiterplatte und Messbox lässt ein gutes Ergebnis erwarten. In der Praxis sind die Strahlteilereigenschaften in den Transmissionsspektren zwar im Groben erkennbar, allerdings sind sie durch viele ungewollte Resonanzen und Störungen überlagert. Es ist anzunehmen, dass diese Abweichungen von der SLP und der Messbox stammen. Der Strahlteiler funktioniert nur dann richtig, wenn an den Ausgängen kein zusätzliches Signal einfällt. Wird also das Signal z.B. in der SLP reflektiert und fällt zurück in den Ausgang, kann das zu den beobachteten Störungen beitragen. Ein Minima in den Durchgangskanälen lässt sich außerdem Resonanzen in der SLP zuordnen.

Im nächsten Schritt muss zunächst der Messaufbau (Leiterplatte, Messbox, Verkabelung) soweit verbessert werden, dass das simulierte Profil deutlich in den Daten erkennbar wird. Ist das geschafft und hat der Strahlteiler eine akzeptable Qualität, können weitere Schritte in Richtung photonenbasiertem Quantenlogikgatter unternommen werden. Sowohl Tests des Strahlteilers mit einzelnen Photonen (Bunching und Antibunching), als auch die Kombination zweier Strahlteiler zu einem Interferometer wären hierbei die nächsten Schritte. Für Letzteres muss die Bauform des Strahlteilers zunächst noch etwas verkleinert werden, beispielsweise durch leicht kurvenförmige Wellenleiter.





## Anhang A

### Überblick über die verwendeten Masken

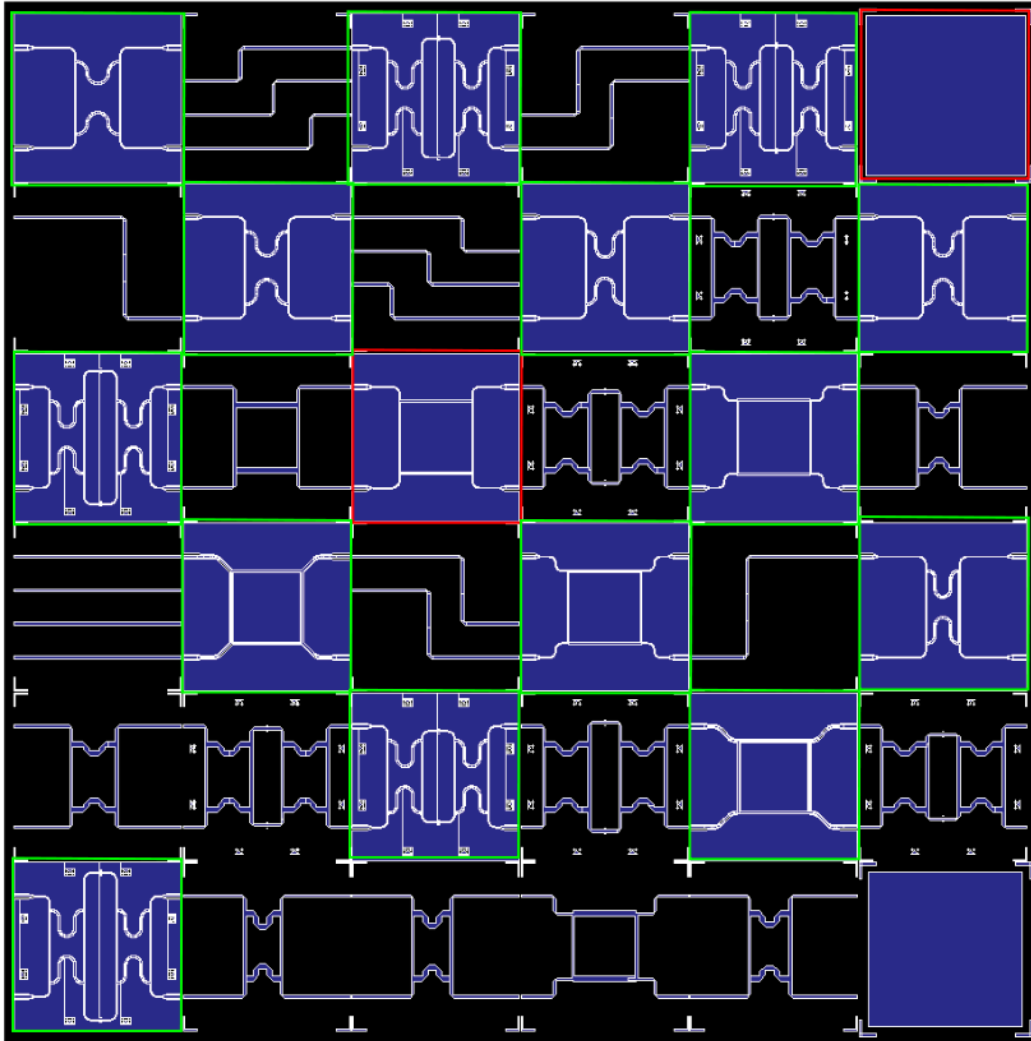


Abbildung A.1: Die für die Herstellung der Chips verwendete Maske. Rot markiert sind die verwendeten Teile der Maske, Grün markiert weitere Strukturen im KPW-Design. Die nicht markierten Strukturen sind im microstrip-Design.

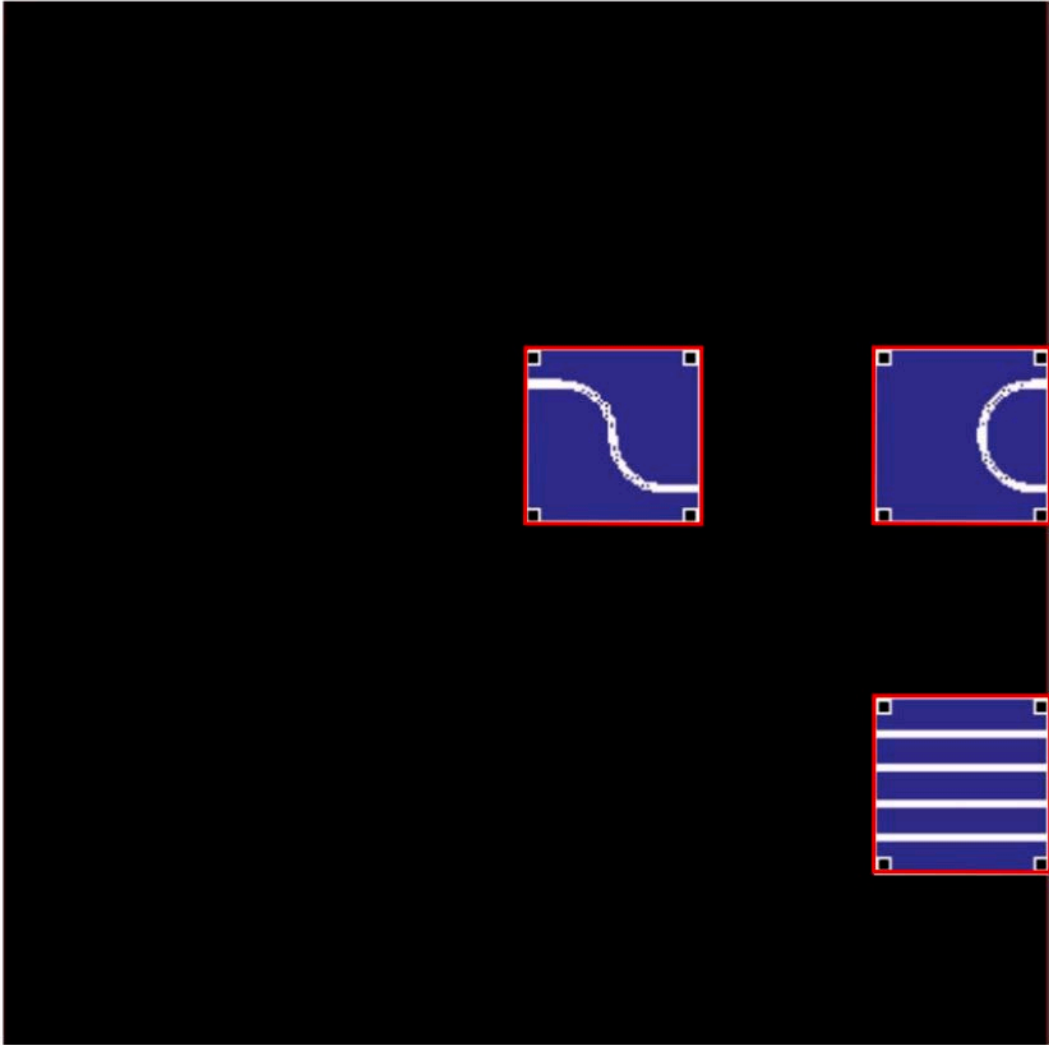


Abbildung A.2: Weitere verwendete Strukturen.



# Anhang B

## Literaturverzeichnis

- [1] R. E. Collin. *Foundations for Microwave Engineering* (Wiley-IEEE Press, 2000).
- [2] M. A. Nielsen & I. L. Chuang. *Quantum Computation and Quantum Information (Cambridge Series on Information and the Natural Sciences)* (Cambridge University Press, 2004).
- [3] J. Clarke & F. K. Wilhelm. Superconducting quantum bits. *Nature*, 453, 1031-1042 (2008).
- [4] R. J. Schoelkopf & S. M. Girvin. Wiring up quantum systems. *Nature* 451, 664-669 (2008).
- [5] J. L. O'Brien. Optical Quantum Computing. *Science*, 318, 1467 (2007).
- [6] D. Bozyigit, C. Lang, L. Steffen, J. M. Fink, M. Baur, R. Bianchetti, P. J. Leek, S. Filipp, M. P. da Silva, A. Blais & A. Wallraff. Measurements of the Correlation Function of a Microwave Frequency Single Photon Source. *Nature Physics* 7, 154-158 (2011).
- [7] D. M. Pozar. *Microwave Engineering* (John Wiley & Sons Inc, 2004).
- [8] Rogers. <http://www.polymtl.ca/grames/doc/rogers-3000.pdf> (2012).
- [9] E. Hoffmann. *Master's thesis* (Technische Universität München, Garching, 2008).
- [10] J. Lisa. *Bachelor's thesis* (Technische Universität München, Garching, 2012).

## Danksagungen

An dieser Stelle möchte ich mich bei allen Leuten bedanken, die mich im Laufe meiner Arbeit unterstützt haben.

**Prof. Rudolf Gross** danke ich für die Ermöglichung dieser Arbeit im Walther-Meissner-Institut.

**Dr. Frank Deppe** danke ich für die Betreuung meiner Arbeit während meiner Zeit am WMI. Danke für die vielen Denkanstöße, Tipps und Verbesserungsvorschläge.

**Friedrich Wulschner** gilt mein besonderer Dank. Danke für die viele Zeit, in der Du für mich zur Verfügung standest, auch wenn du vieles Anderes zu tun hattest. Danke für ein angenehmes Arbeitsklima, Tipps und für interessante Diskussionen.

**Elisabeth Hoffmann und Max Häberlein** danke ich für die nette Unterstützung bei offenen Fragen.