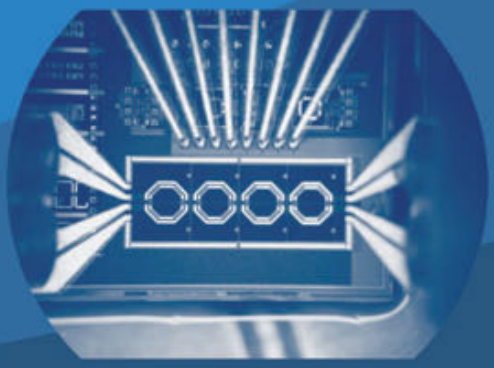
Samir Elias El Rai

Periodische Transmissionsleitungen für die Mikroelektronik



Cuvillier Verlag

Periodische Transmissionsleitungen für die Mikroelektronik

von

Dipl.-Ing. Samir Elias El Rai

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über http://dnb.d-nb.de abrufbar.
1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2010
Zugl.: Duisburg-Essen, Univ. Diss., 2009

978-3-86955-359-7

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2010
Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen
Telefon: 0551-54724-0
Telefax: 0551-54724-21
www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.
1. Auflage, 2010
Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86955-359-7

meinem Onkel Emil EL RAHI gewidmet

Inhaltsverzeichnis

1 Einleitung 1

2 Grundlagen periodischer Transmissionsleitungen ... 5

2.1 Symmetrische periodische Transmissionsleitungen..... 8

2.2 Einheitszelle in Π-Konfiguration 14

2.3 Beschreibung mittels effektiver Induktivität und Kapazität 19

3 Design der Transmissionsleitungen 22

3.1 Erhöhung der effektiven Induktivität L_{eff} 22

3.2 Erhöhung der effektiven Kapazität C_{eff} 29

3.3 Realisierung abstimmbarer Transmissionsleitungen..37

3.3.1 Abstimmung der Admittanz 40

3.3.2 Abstimmung der Impedanz.....47

4 Simulation der Einheitszelle 53

4.1 EM-Feld-Simulationen 53

5 Realisierung der Teststrukturen 68

5.1 Aufbau der Teststrukturen 68

5.2 Technologie 69

6 Messtechnische Charakterisierung 71

6.1 Der 4-Tor Streuparameter-Messplatz 71

6.2 Messplatzkalibrierung und Durchführung der Messungen 75

7 Ergebnisse und Diskussion 88

7.1 Transmissionsleitungen 88

7.2 Resonatoren.....103

8 Zusammenfassung 109

9 Literatur 111

10 Anhang A..... 119

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

λ	Wellenlänge
$[A]_{TL}$	Kettenparametermatrix einer TL
$[A]_{EZ}$	Kettenparametermatrix einer EZ
$\underline{ZW}_{EZ}$	Wellenwiderstand einer EZ
$\underline{\gamma}_{EZ}$	Ausbreitungskonstante einer EZ
φ_{EZ}	Phasenverschiebung einer EZ
Q_{EZ}	Güte einer EZ
$\underline{ZW}_{TL}$	Wellenwiderstand einer TL
$\underline{\gamma}_{TL}$	Ausbreitungskonstante einer TL
φ_{TL}	Phasenverschiebung einer TL
Q_{TL}	Güte einer TL
$[S_D]$	Differentielle Streuparameter-Matrix
$[A_D]$	Differentielle Kettenparameter-Matrix
$\underline{ZW}_{D,EZ}$	Differentielle Wellenwiderstand einer EZ
$\underline{\gamma}_{D,EZ}$	Differentielle Ausbreitungskonstante einer EZ
$\varphi_{D,EZ}$	Differentielle Phasenverschiebung einer EZ
$Q_{D,EZ}$	Differentielle Güte einer Einheitszelle
$\underline{ZW}_{DTL}$	Wellenwiderstand einer DTL
$\underline{\gamma}_{DTL}$	Ausbreitungskonstante einer DTL
φ_{DTL}	Phasenverschiebung einer DTL
Q_{DTL}	Güte einer DTL
$[S_G]$	Gleichtakt Streuparameter-Matrix

$[A_G]$	Gleichtakt Kettenparameter-Matrix
$[Z]$	Impedanz Matrix
$[Y]$	Admittanz Matrix
$\underline{ZW}_{D,\Pi EZ}$	Differentieller Wellenwiderstand der Π-EZ
$\underline{\gamma}_{D,\Pi EZ}$	Differentielle Ausbreitungskonstante der Π-EZ
$\underline{ZW}_{D,LCEZ}$	Differentieller Wellenwiderstand der LC-EZ
$\underline{\gamma}_{D,LCEZ}$	Differentielle Ausbreitungskonstante der LC-EZ
$\underline{ZW}_{G,LCEZ}$	Gleichtakt Wellenwiderstand der LC-EZ
$\underline{\gamma}_{G,LCEZ}$	Gleichtakt Ausbreitungskonstante der LC-EZ
$\underline{ZW}_{D,KTL}$	Differentieller Wellenwiderstand einer elektrisch kurzen TL
$\underline{\gamma}_{D,KTL}$	Differentielle Ausbreitungskonstante einer elektrisch kurzen TL
L_{eff}	Effektive Induktivität
C_{eff}	Effektive Kapazität
$\varphi_{EZ,min}$	Minimale Phasenverschiebung der abstimmbaren EZ
$\varphi_{EZ,max}$	Maximale Phasenverschiebung der abstimmbaren EZ
$A_{\varphi,EZ}$	Absolute Abstimmbarkeit
$RA_{\varphi,EZ}$	Relative Abstimmbarkeit
RA_U	Abstimmspannungs- normierte Abstimmbarkeit
ME	Die momentane Empfindlichkeit
C_{VAR}	Kapazität der Varaktordiode
U_A	Abstimmungsspannung

U_B	Betriebsspannung
R_{AN}	Serienwiderstand des Transistors im AN-Zustand
C_{DS}	Drain-Sorce-Kapazität des Transistors im AUS-Zustand
$L_{eff,AUS}$	Effektive Induktivität im AUS-Zustand
$L_{eff,AN}$	Effektive Induktivität im AN-Zustand
ε_r	Relative Permitivität
ρ	Spezifischer Widerstand
T_{SI}	Dicke des Siliziumsubstrats
$[T_M]$	Transmissions-Matrix einer Messung
Z_0	Referenzwellenwiderstand
$[T_{DTL}]$	Transmissions-Matrix einer DTL
$[T_{KL}]$	Transmissions-Matrix der Kontaktierungsstruktur Links
$[T_{KR}]$	Transmissions-Matrix der Kontaktierungsstruktur Rechts
$[T_{DTL,A}]$	Transmissions-Matrix der angepasste DTL
$[T_F]$	Transmissions-Matrix der Fehlermatrix
$[A_M]$	Ketten-Matrix einer Messung
$[A_{KR}]$	Ketten-Matrix der Kontaktierungsstruktur Rechts
$[A_{KL}]$	Ketten-Matrix der Kontaktierungsstruktur Links
$[A_P]$	Ketten-Matrix der Kontaktierungspads
$\underline{Z}_{D11}$	Differentielle Eingangsimpedanz
$\varphi(\underline{Z}_{D11})$	Die Phase der differentiellen Eingangsimpedanz

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
TL	Transmissionsleitung
STL	Symmetrische Transmissionsleitung
DTL	Differentielle Transmissionleitung
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
PBG	Photonic Band Gap
EBG	Electromagnetic Band Gap
EZ	Einheitszelle
S	Leiterstück
SP	Gewickelte Spule
M	Metallisierungsebene
MIM	Metall-Isolator-Metall Kapazität
GSSG	Ground-Signal-Signal-Ground
GSGSG	Ground-Signal-Ground-Signal-Ground
NWA	Netzwerkanalysator
ACP	Air Coplanar Probe
MWMS	Mikrowellenmessspitzen
SOLT	Short-Open-Load-Thru

1 Einleitung

Transmissionsleitungen (TL) werden für die elektronische Signalübertragung sowohl über weite Strecken als auch innerhalb von integrierten Schaltungen verwendet. Außerdem sind Transmissionsleitungen auch die Grundbausteine für leistungsfähige Mikrowellenschaltungen wie Oszillatoren, Verstärker, Anpassungsschaltungen etc. Dabei sind TL elektrische Verbindungen, deren elektrische Länge so groß wird, dass Ausbreitungseffekte von Wellen berücksichtigt werden müssen.

Bei Oszillatoren und Verstärkern können TL zur Realisierung eines Resonators dienen, der aus einer Leitung bestimmter elektrischer Länge besteht, wobei sie an den Enden durch zwei Reflexionsstellen charakterisiert wird. Bei diesen Reflexionsstellen handelt es sich z.B. um einen Kurzschluss und einen Leerlauf bei einem $\lambda/4$-Resonator bzw. um zwei Leerläufe oder zwei Kurzschlüsse bei einem $\lambda/2$-Resonator, wobei λ die Wellenlänge der sich ausbreitenden Welle bezeichnet. TL werden ebenfalls für Anpassungsschaltungen benutzt, dabei werden Längen von ca. $\lambda/8$ bis 2λ benötigt. Allerdings übersteigen die geometrischen Abmessungen solcher TL zumindest in ihren klassischen Bauformen und bei tiefen Frequenzen (unterhalb von 20GHz) oftmals die in integrierten Schaltungen zur Verfügung stehende Fläche. Insbesondere bei Betriebsfrequenzen unterhalb von 20GHz ist eine solche Integration problematisch. In Standard-Technologien sind weiterhin die elektrische Leitfähigkeit des Trägersubstrates und die damit einhergehenden Verluste, also die Güte, problematisch [1].

Dennoch ist eine Integration der Transmissionsleitungen in der monolithisch integrierten Mikrowellenschaltungstechnik (Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC) aus Gründen der Schaltungsqualität und der Herstellungskosten sehr wünschenswert, sofern der Flächenbedarf durch Ausnutzung von „Slow-Wave“ Effekten akzeptabel ist.

In der Optik und der Mikrowellentechnik haben Metamaterialien in letzter Zeit immer mehr an Bedeutung gewonnen [2], [3]. Metamaterialien bestehen i.A. aus periodischen Anordnungen bestimmter Einheitszellen und können ein-, zwei- oder dreidimensional sein. Hier wird auch von heterogenen Materialien gesprochen.

Sie weisen elektromagnetische Eigenschaften auf, die nicht nur von ihrem Trägermaterial, sondern auch von der Struktur der Einheitszelle bestimmt werden. Auf diese Weise ist es möglich, bei bestimmten Trägersubstraten (was bei Standard-Technologien der Fall ist) unerwünschte Eigenschaften dieses Substrates zu vermeiden.

Metamaterialien lassen sich nach ihrer Funktion in drei Hauptgruppen unterteilen:

Metamaterialien mit „**P**hotonic **B**and **G**ap" (**PBG**) – oder allgemeiner mit „**E**lectromagnetic **B**and **G**ap" (**EBG**) – Eigenschaften sind periodische Strukturen, die die Ausbreitung der Lichtwelle bzw. der elektromagnetischen Welle in bestimmten Frequenzbändern verhindern [4], [5], [6], [7], [8]. In Anlehnung an das Verhalten, das die Elektronen im periodischen Halbleiter-Gitter erfahren, werden diese Materialien als PBG- bzw. EBG-Materialien bezeichnet.

Metamaterialien mit „Slow-Wave" Effekten zeigen eine höhere effektive Permittivität als das Trägermaterial selbst und werden dazu benutzt, die elektromagnetische Welle zu verlangsamen und somit Verkürzungsfaktoren in den mechanischen Abmessungen zu erreichen [9], [10], [11]. Weiterhin können „Slow-Wave" Effekte eine Erhöhung des Gütefaktors der Anordnung zeigen [12], [13].

Left-Handed-Materialien sind Metamaterialien mit einer negativen effektiven Permittivität und Permeabilität [14], [15], [16], [17], [18].

Die Eigenschaften dieser Metamaterialien könnten eine Integration von TL in MMICs auf akzeptable Flächen und damit Bauelemente mit verbesserten Daten ermöglichen. Somit liegt es nahe, das Prinzip der Metamaterialien auf MMICs zu

übertragen, um die positiven Eigenschaften auch hier nutzbar zu machen. In der Literatur wurde bisher nicht über deren Einsatz in Standard-Halbleitertechnologien und damit in der integrierten Schaltungstechnik der Mikroelektronik (z. B. BiCMOS oder CMOS) berichtet. Hier ist die Minimierung der Chipfläche vorrangiges Ziel. Allerdings versprechen die oben genannten Arbeiten auch hier Vorteile, sofern passende Realisierungsformen gefunden werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird untersucht, ob mit Hilfe von Standard-Halbleitertechnologien Mikrowellen-TL mit Metamaterial-Eigenschaften hergestellt werden können. Dabei liegen die Schwerpunkte auf dem differentiellen MMIC-Design, der Platzersparnis sowie der Optimierung der Leitungseigenschaften. Außerdem soll der Frequenzbereich zu deutlich kleineren Frequenzen um 10GHz verschoben werden, was die Entwicklung und die monolithische Integration weiter erschwert.

Zunächst wird in Kapitel 2 der theoretische Hintergrund von symmetrischen, periodischen STL vorgestellt und nach ausbreitungsfähigen Modi klassifiziert. Es folgt die Herleitung der Ausbreitungseigenschaften der beiden gängigsten Modi. Anschließend wird das Prinzip der periodischen Strukturen erläutert und gezeigt, wie deren Nutzung infolge von magnetischen und kapazitiven Leitungskopplungen zu einer drastisch erhöhten Flächeneffizienz und einer höheren Güte führen. Anhand von Praxisbeispielen werden Verkürzungsfaktoren von bis zu 22 für unterschiedlichste TL dargestellt.

Es wird weiter gezeigt, wie sich die Eigenschaften der TL einstellen lassen. Das wiederum ermöglicht die Realisierung von Schaltungen, die in ihren wesentlichen Parametern wie Frequenz, Phasengang und Güte mit Hilfe einer Abstimmspannung eingestellt werden können. Damit ist es nicht nur möglich, Hauptparameter per Design einzustellen, sondern diese auch nachträglich abzustimmen, um z.B. Technologie-Schwankungen zu korrigieren.

Das vierte Kapitel ist den Hilfsmitteln moderner Schaltungstechnik gewidmet: den Simulatoren. Hier werden nur Simulatoren evaluiert, die einen direkten Bezug zum Thema haben: also 2,5D- und 3D-EM-Feldsimulatoren. Eingeschlossen sind Methoden, die die Simulation derartiger Strukturen ermöglichen; weiterhin wird die Einbindung der Feldsimulator-Ergebnisse in Standard-Schaltungssimulatoren wie ADS (Agilent Techn.) und Spectre-RF (Mentor) erläutert.

In Kapitel 5 werden sowohl die Technologie, die zur Realisierung der Teststrukturen benutzt wurde, als auch der Aufbau dieser Teststrukturen vorgestellt.

Kapitel 6 beschreibt zunächst detailliert die verwendete On-wafer S-Parameter Messtechnik zur Charakterisierung der TL Teststrukturen. Speziell hervorzuheben ist dabei die Verwendung eines 4-Tor Vektornetzwerkanalysators und der entsprechenden differentiellen Messspitzen, da die Strukturen als differentielle TL ausgelegt sind. Ebenso werden Fragen der Kalibrierung und des nachträglichen „Deembedding" der Messdaten diskutiert.

In Kapitel 7 wird eine Vielzahl unterschiedlicher Leitungsstrukturen – bei gleichem Flächenbedarf der Einheitszelle – verglichen. Nur so ist ein direkter Vergleich der unterschiedlich konstruierten Strukturen möglich. Die Messergebnisse der Betriebsparameter werden detailliert dargestellt und diskutiert.

Im Kapitel 8 werden schließlich die gewonnenen Erkenntnisse zusammengefasst.

2 Grundlagen periodischer Transmissions-leitungen

Zunächst soll die Theorie zur Beschreibung einer Transmissionsleitung (TL), einer Kettenschaltung einer diskreten Anzahl N von Einheitszellen (EZ), erläutert werden. Die entwickelte Theorie gilt sowohl für klassische, das heißt homogene TL, als auch für diskrete TL (bestehend aus N Einheitszellen). Eine Einheitszelle ist hierbei ein Leitungsabschnitt einer bestimmten Länge. Abbildung 2.1 zeigt die Anordnung einer diskreten (oben) und einer kontinuierlichen (unten) TL in asymmetrischer, koplanarer Schaltungstechnik.

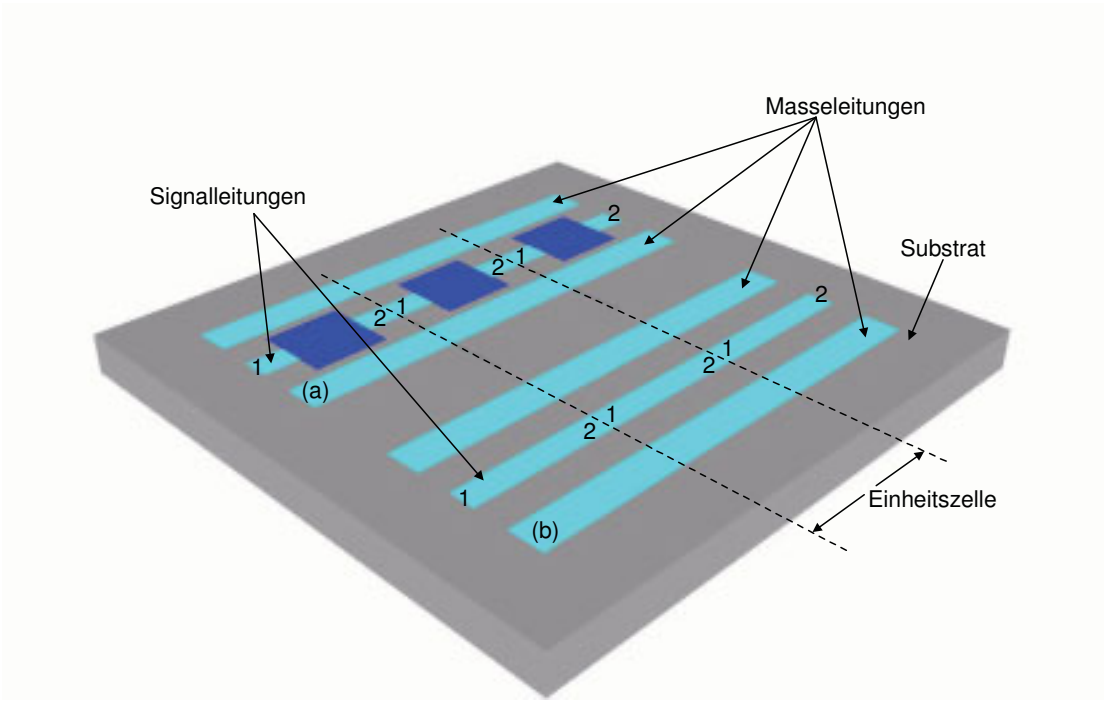


Abb. 2.1: Anordnung einer diskreten (a) und einer kontinuierlichen (b) TL in asymmetrischer, koplanarer Schaltungstechnik.

Die TL besteht in diesem Fall aus einer Kette von 2-Tor Einheitszellen. Somit ergibt sich für die TL eine Kettenparameter-Matrix $[A]_{TL,N}$:

$$[A]_{TL,N} = [A]_{EZ}{}^{N}, \qquad (2.1)$$

wobei $[A]_{EZ}$ die Kettenmatrix der Einheitszelle und N die Anzahl der Einheitszellen ist.

Der Zusammenhang zwischen der Kettenmatrix und den TL-Parametern ist in der folgenden Gleichung gezeigt:

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix}_{EZ} = \begin{bmatrix} \cosh\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right) & \underline{ZW}_{EZ}\sinh\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right) \\ \frac{1}{\underline{ZW}_{EZ}}\sinh\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right) & \cosh\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right) \end{bmatrix}. \tag{2.2}$$

Wobei $\underline{ZW}_{EZ}$ der Wellenwiderstand der Einheitszelle darstellt und $\underline{\gamma}_{EZ}$ dessen Ausbreitungskonstante. Nach Gleichung (2.2) gilt für den charakteristischen Wellenwiderstand $\underline{ZW}_{EZ}$ der Einheitszelle:

$$\underline{ZW}_{EZ} = \sqrt{\frac{\underline{A}_{12}}{\underline{A}_{21}}} \tag{2.3}$$

und für die charakteristische Ausbreitungskonstante der Einheitszelle gilt:

$$\underline{\gamma}_{EZ} = \operatorname{arcosh}\left(\frac{\underline{A}_{11} + \underline{A}_{22}}{2}\right). \tag{2.4}$$

Die Ausbreitungskonstante einer Einheitszelle beinhaltet die Information sowohl über die elektrische Länge als auch über die Signalverluste der Einheitszelle. Die elektrische Länge der Einheitszelle kann man auch in Grad ausdrucken. Das ist dann die Phasenverschiebung der Einheitszelle entsprechend:

$$\varphi_{EZ} = \frac{180 * \operatorname{imag}\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right)}{\pi}. \tag{2.5}$$

Eine wichtige Kenngröße der TL stellt der Gütefaktor dar. Die Güte (Q) ist das Verhältnis von gespeicherter Energie und der auftretenden Verluste [19]. Die Formel für die Güte lautet:

$$Q_{EZ} = \frac{\operatorname{Im}\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right)}{2 * \operatorname{Re}\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right)}. \tag{2.6}$$

Der Gütefaktor der TL setzt sich wiederum aus den einzelnen Gütefaktoren der L und C Komponenten, aus denen die TL besteht, zusammen.

Durch Einsetzen von Gleichung (2.2) in Gleichung (2.1) ergibt sich für $[A]_{TL,N}$:

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix}_{TL,N} = \begin{bmatrix} \cosh\left(N * \underline{\gamma}_{EZ}\right) & \underline{Z}_{EZ} \sinh\left(N * \underline{\gamma}_{EZ}\right) \\ \frac{1}{\underline{Z}_{EZ}} \sinh\left(N * \underline{\gamma}_{EZ}\right) & \cosh\left(N * \underline{\gamma}_{EZ}\right) \end{bmatrix}. \qquad (2.7)$$

Die ausführliche Herleitung der Gleichung 2.7 ist im Anhang A dokumentiert.

Aus Gleichungen (2.2) und (2.7) lassen sich die folgenden Bedingungen für die resultierende TL herleiten:

$$\underline{ZW}_{TL} = \underline{ZW}_{EZ} \qquad (2.8)$$

und:

$$\underline{\gamma}_{TL} = N * \underline{\gamma}_{EZ}. \qquad (2.9)$$

Somit ergibt sich für die Phasenverschiebung der TL durch Einsetzen von Gleichung (2.9) in Gleichung (2.5):

$$\varphi_{TL} = \frac{180 * \mathrm{imag}\left(N * \underline{\gamma}_{EZ}\right)}{\pi} = N * \frac{180 * \mathrm{imag}\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right)}{\pi} = N * \varphi_{EZ}. \qquad (2.10)$$

Ebenfalls ergibt sich durch Einsetzen von Gleichung (2.9) in Gleichung (2.6):

$$Q_{TL} = \frac{\mathrm{Im}\left(N * \underline{\gamma}_{EZ}\right)}{2 * \mathrm{Re}\left(N * \underline{\gamma}_{EZ}\right)} = \frac{N * \mathrm{Im}\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right)}{2 * N * \mathrm{Re}\left(\underline{\gamma}_{EZ}\right)} = Q_{EZ}. \qquad (2.11)$$

Zur Beschreibung einer TL bestehend aus N Einheitszellen wird daher nur die Beschreibung der Eigenschaften einer Einheitszelle benötigt, um schließlich mittels der Gleichungen (2.8), (2.9), (2,10) und (2.9) die TL Eigenschaften zu berechnen.

Jedoch sind Streu-Parameter (S-Parameter) bekannter zur Beschreibung von Netzwerken in der Hochfrequenztechnik. Deshalb soll noch die Brücke zwischen den beiden Darstellungsformen (Kettenmatrix und S-Parametermatrix) geschlagen werden.

Die TL ist eine 2-Torschaltung. Die übliche Beschreibung von 2-Torschaltungen in der Hochfrequenztechnik erfolgt über die

2x2 S-Parametermatrix. Benötigt wird somit nur die Berechnung der Kettenmatrixelemente aus den S-Parametermatrixelementen. Diese Relation ist in Gleichung (2.10) zu sehen.

$$\begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1+\underline{S}_{11})(1-\underline{S}_{22})+\underline{S}_{12}*\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} & \underline{Z}_0 \frac{(1+\underline{S}_{11})(1+\underline{S}_{22})-\underline{S}_{12}*\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} \\ \frac{1}{\underline{Z}_0} \frac{(1-\underline{S}_{11})(1-\underline{S}_{22})-\underline{S}_{12}*\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} & \frac{(1-\underline{S}_{11})(1+\underline{S}_{22})+\underline{S}_{12}*\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Dabei ist $\underline{Z}_0$ der Referenzwiderstand, der für die Aufnahme der S-Parameter als Referenz dient.

Jedoch werden bei der MMIC Herstellung sehr oft differentielle Schaltungen benötigt (siehe Kapitel 1). Dementsprechend sind differentielle TL (DTL) von zentraler Bedeutung. Das sind symmetrische TL oder Drei-Leiter Systeme, betrieben im differentiellen Modus. Die vorher entwickelte Beschreibung wird nun auf das Drei-Leitersystem erweitert und im folgenden Abschnitt dargestellt.

2.1 Symmetrische periodische Transmissions-leitungen

Man spricht von 4-Tor Netzwerken, wie Abbildung 2.2 zeigt. Hier können sich zwei Modi ausbreiten. Das sind der Gegentakt und der Gleichtakt Modus.

Weiterhin ist die Einheitszelle sowohl in Ausbreitungs- als auch in orthogonaler Richtung symmetrisch aufgebaut, woraus sich die Bezeichnung als symmetrische TL ergibt.

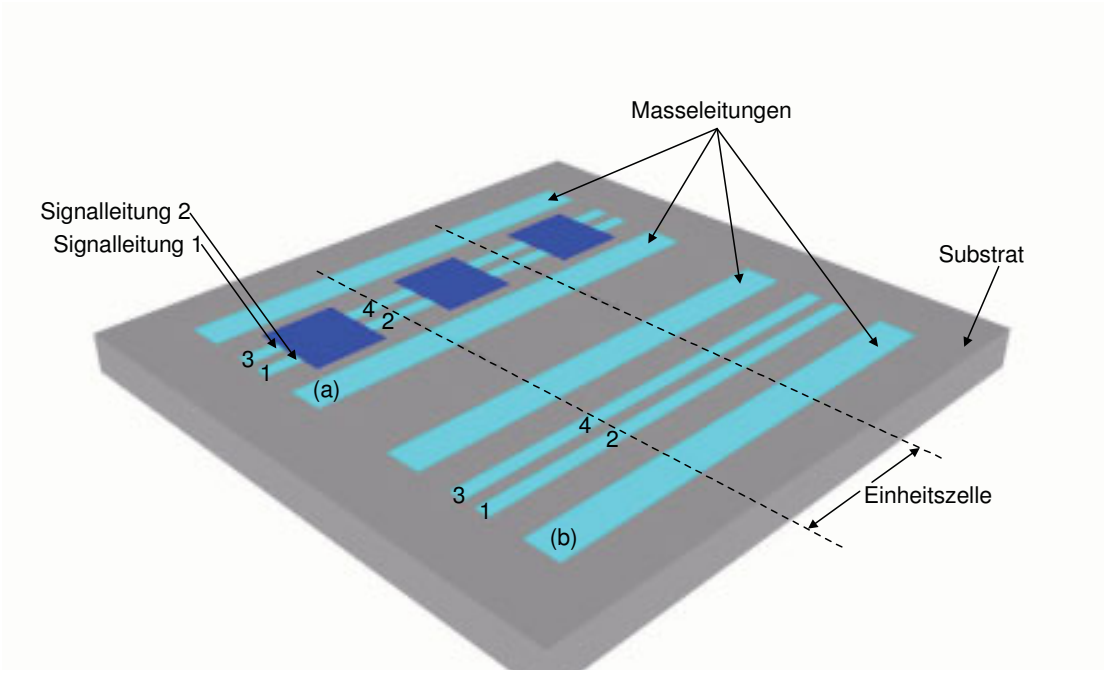


Abb. 2.2: Anordnung einer diskreten (a) und einer kontinuierlichen (b) TL in symmetrischer, koplanarer Schaltungstechnik.

Signale können im Allgemeinen auf zwei Arten (Modi) angeregt werden bzw. sich ausbreiten:

Im Gegentakt Modus (auch differentieller Modus, *engl.* Odd oder Differential Mode), erhalten beide Leiterstränge das gleiche Signal, aber mit einer Phasenverschiebung von 180° zwischen beiden; im Gleichtakt Modus (*engl.* Common oder Even Mode) werden beide Leiterstränge mit dem gleichen Signal gespeist. In den folgenden Unterkapiteln werden beide Modi näher betrachtet. Im Allgemeinen werden symmetrische, differentielle TL in Schaltungen der Mikroelektronik zur Übertragung differentieller Signale von einem Ort zum anderen benutzt, weil hier die Schaltungen überwiegend differentiell ausgeführt werden. Der Grund dafür liegt in der guten Störsignalunterdrückung, die diese Schaltungen aufweisen.

Aber diese Leitungen sind nicht nur sehr nützlich für die bloße Übertragung von Signalen; kurze Leitungen werden oft in Resonanzschaltungen benutzt, vornehmlich in Filtern und Resonatoren bzw. Oszillatoren (s. Kapitel 1).

Wichtiger als beim Gleichtakt Modus geht es hier um die Definition der positiven und negativen Klemmen. Die Signale haben – wie oben erwähnt – 180° Phasenverschiebung zueinander. Die Klemmspannungen werden von den positiven Klemmen zu den negativen Klemmen ermittelt.

Es entsteht eine Anordnung wie in Abbildung 2.3 gezeigt:

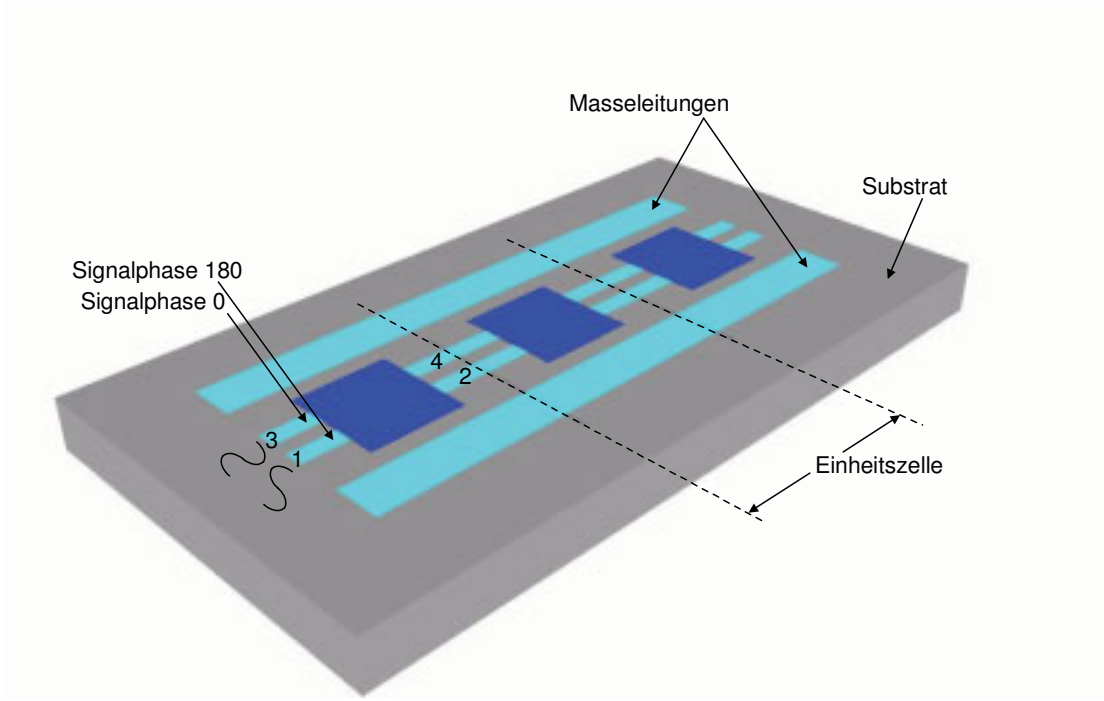


Abb. 2.3: Symmetrische, periodische TL im Gegentakt Modus.

Zur Beschreibung des differentiellen Modus dienen die differentiellen S-Parameter [S_D]; sie bilden eine 2x2 Matrix. Sie sind ein Teil der so genannten Mixed Modus S-Parameter und lassen sich nach [20], [21] wie folgt aus den 4x4 single-ended S-Parametern der single-ended TL (STL) berechnen:

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_{11D} & \underline{S}_{12D} \\ \underline{S}_{21D} & \underline{S}_{22D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} - \underline{S}_{13} - \underline{S}_{31} + \underline{S}_{33} & \underline{S}_{12} - \underline{S}_{14} - \underline{S}_{32} + \underline{S}_{34} \\ \underline{S}_{21} - \underline{S}_{23} - \underline{S}_{41} + \underline{S}_{43} & \underline{S}_{22} - \underline{S}_{24} - \underline{S}_{42} + \underline{S}_{44} \end{bmatrix}, \qquad (2.13)$$

wobei $\underline{S}_{11D}$, $\underline{S}_{12D}$, etc. die differentiellen S-Parameter der STL sind und $\underline{S}_{11}$, $\underline{S}_{12}$, $\underline{S}_{13}$, etc. die single-ended S-Parameter der STL sind. Die Toranordnung ist dabei, wie in Abbildung 2.3 gezeigt. Das differentielle Tor 1 ist dabei von Tor 1 zu Tor 3

definiert. Das differentielle Tor 2 ist dabei von Tor 2 zu Tor 4 definiert.

Die differentiellen S-Parameter beschreiben vollständig die Struktur für den differentiellen Modus. Sie dienen als Ausgangspunkt für die Berechnung der Kettenmatrix des differentiellen Modus [$\underline{A}_D$]. Sie wird dann als die differentielle Kettenmatrix weitergeführt.

$$[\underline{A}_D] = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11D} & \underline{A}_{12D} \\ \underline{A}_{21D} & \underline{A}_{22D} \end{bmatrix} \tag{2.14}$$

Ähnlich wie in Gleichungen (2.3), (2.4), (2.5) und (2.6) lassen sich dann für die differentielle Einheitszelle der differentielle Wellenwiderstand und ihre differentielle Ausbreitungskonstante berechnen - bis hin zur differentiellen Phasenverschiebung und differentiellen Güte. Es ergibt sich für den differentiellen charakteristischen Wellenwiderstand der Einheitszelle $\underline{ZW}_{D,EZ}$:

$$\underline{ZW}_{D,EZ} = \sqrt{\frac{\underline{A}_{12D}}{\underline{A}_{21D}}} \tag{2.15}$$

und für die differentielle charakteristische Ausbreitungskonstante ergibt sich:

$$\underline{\gamma}_{D,EZ} = \operatorname{acosh}\left(\frac{\underline{A}_{11D} + \underline{A}_{22D}}{2}\right). \tag{2.16}$$

Die Phasenverschiebung berechnet sich ähnlich wie in Gleichung (2.10) zu:

$$\varphi_{D,EZ} = \frac{180 * \operatorname{imag}\left(\underline{\gamma}_{D,EZ}\right)}{\pi}. \tag{2.17}$$

Entsprechend berechnet sich die differentielle Güte zu:

$$Q_{D,EZ} = \frac{\operatorname{Im}\left(\underline{\gamma}_{D,EZ}\right)}{2 * \operatorname{Re}\left(\underline{\gamma}_{D,EZ}\right)}. \tag{2.18}$$

In Analogie zu der STL lässt sich für die DTL herleiten:

$$\underline{ZW}_{DTL} = \underline{ZW}_{D,EZ}, \tag{2.19}$$

$$\underline{\gamma}_{DTL} = N * \underline{\gamma}_{D,EZ}, \tag{2.20}$$

$$\varphi_{DTL} = N * \varphi_{D,EZ} \tag{2.21}$$

und

$$Q_{DTL} = Q_{D,EZ}. \tag{2.22}$$

Zur Beschreibung einer DTL, bestehend aus N Einheitszellen, wird daher nur die Beschreibung der Eigenschaften einer Einheitszelle benötigt, um schließlich mittels der Gleichungen (2.19), (2.20), (2,21) und (2.22) die DTL Eigenschaften zu berechnen.

Der Gleichtakt Modus ist ein Modus, bei dem die Signale (Spannungen, Ströme) an den symmetrischen (gegenüberliegenden) Knoten jeweils gleiche Phasen und gleiche Beträge besitzen. Dieses wird auch virtueller Kurzschluss genannt, weil – wenn dort ein Kurzschluss wäre – sich nichts am Schaltungsverhalten ändern würde. Abbildung 2.4 zeigt eine symmetrische TL, betrieben im Gleichtakt Modus.

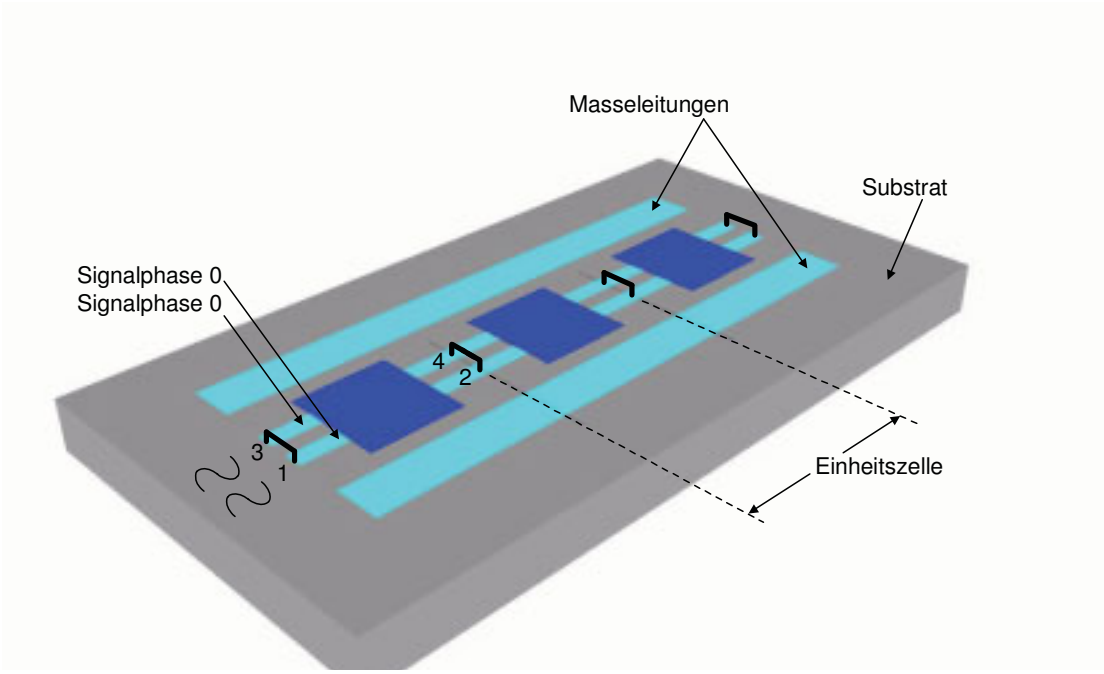


Abb. 2.4: Symmetrische, periodische TL im Gleichtakt Modus.

Die Kurzschlussbrücken in Abbildung 2.4 symbolisieren die virtuellen Kurzschlüsse. Die Gleichtakt S-Parametern [S_G] der STL lassen sich wie folgt aus den single-ended S-Parametern der STL berechnen:

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_{11G} & \underline{S}_{12G} \\ \underline{S}_{21G} & \underline{S}_{22G} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} + \underline{S}_{13} + \underline{S}_{31} + \underline{S}_{33} & \underline{S}_{12} + \underline{S}_{14} + \underline{S}_{32} + \underline{S}_{34} \\ \underline{S}_{21} + \underline{S}_{23} + \underline{S}_{41} + \underline{S}_{43} & \underline{S}_{22} + \underline{S}_{24} + \underline{S}_{42} + \underline{S}_{44} \end{bmatrix}, \qquad (2.23)$$

wobei $\underline{S}_{11G}$, $\underline{S}_{12G}$, etc. die Gleichtakt S-Parameter der STL und $\underline{S}_{11}$, $\underline{S}_{12}$, $\underline{S}_{13}$, etc. die single-ended S-Parameter der STL sind. Die Tor-Anordnung ist Abbildung 2.4 zu entnehmen. Das Gleichtakt Tor 1 repräsentiert die virtuell kurzgeschlossenen Tore 1 und 3, während das Gleichtakt Tor 2 die virtuell kurzgeschlossenen Tore 2 und 4 beschreibt. Die Gleichtakt S-Parameter beschreiben vollständig die Struktur für den Gleichtakt Modus. Analog zum differentiellen Modus kann aus den Gleichtakt S-Parametern [S_G] die Kettenmatrix im Gleichtakt Modus [A_G] berechnet werden, um anschließend die Leitungseigenschaften zu ermitteln. Zunächst sollen dazu im folgenden Abschnitt die Eigenschaften der STL für den Spezialfall Einheitszelle in Π-Konfiguration (Π-EZ) hergeleitet werden.

2.2 Einheitszelle in Π-Konfiguration

Bei der Beschreibung von verteilten Bauelementen werden sehr oft Ersatzschaltbilder in sogenannter Π- oder T- Konfiguration benutzt. Hier wird das Π-Ersatzschaltbild gewählt; es besteht aus einer Serien-Impedanz mit zwei, jeweils rechts und links davon, zur Masse geschalteten Parallel-Admittanzen. In der symmetrischen TL sind die Impedanzen und die Admittanzen jeweils als 2-Tor Matrix angelegt, so dass die Kopplungen in der jeweiligen Matrix mitberücksichtigt werden kann. Abbildung 2.5 zeigt das diskutierte Ersatzschaltbild der symmetrischen Π-Einheitszelle.

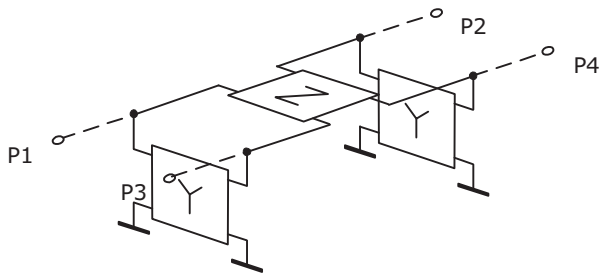


Abb. 2.5: Symmetrische Einheitszelle in Π-Konfiguration.

Es gilt nun, die Kettenmatrizen der Einheitszelle für die verschiedenen Betriebsmodi herzuleiten. Um verständlicher zu sein, wird dieses hier auf eine andere Art – durch Umzeichnung des Ersatzschaltbildes für den jeweiligen Betriebmodus – gezeigt.

Die Serien-Impedanz- und die Parallel-Admittanz-Matrizen für die Schaltung in Abbildung 2.5 sind wie folgt definiert:

$$[Z] = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} \end{bmatrix} \tag{2.24}$$

und

$$[Y] = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11} & \underline{Y}_{12} \\ \underline{Y}_{21} & \underline{Y}_{22} \end{bmatrix}. \tag{2.25}$$

Für den differentiellen Modus kann die Schaltung in Abbildung 2.5 unter Berücksichtigung der Symmetrie wie in Abbildung 2.6 umgezeichnet werden:

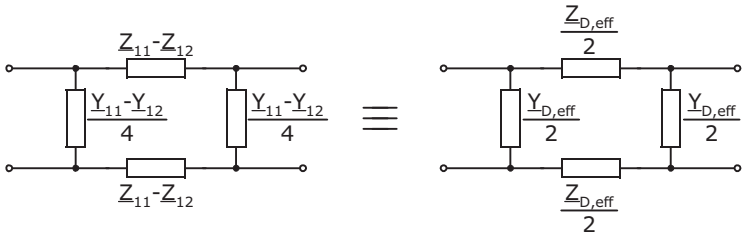


Abb. 2.6: Resultierendes Ersatzschaltbild der differentiell betriebenen symmetrischen Π-Einheitszelle aus Abbildung 2.5.

So ergibt sich für die Kettenmatrix im differentiellen Modus:

$$[A]_{D,\Pi EZ} = \begin{bmatrix} 1+\frac{(\underline{Z}_{11}-\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}-\underline{Y}_{12})}{2} & 2*(\underline{Z}_{11}-\underline{Z}_{12}) \\ \frac{\underline{Y}_{11}-\underline{Y}_{12}}{2}*\left(1+\frac{(\underline{Z}_{11}-\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}-\underline{Y}_{12})}{4}\right) & 1+\frac{(\underline{Z}_{11}-\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}-\underline{Y}_{12})}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.26)$$

Mit Hilfe der Gleichungen (2.15) und (2.16) lassen sich dann der Wellenwiderstand und die Ausbreitungskonstante der STL für den differentiellen Modus berechnen:

$$\underline{ZW}_{D,\Pi EZ} = 2*\sqrt{\frac{(\underline{Z}_{11}-\underline{Z}_{12})/(\underline{Y}_{11}-\underline{Y}_{12})}{1+\frac{(\underline{Z}_{11}-\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}-\underline{Y}_{12})}{4}}} \quad (2.27)$$

und

$$\underline{\gamma}_{D,\Pi EZ} = \operatorname{arcosh}\left(1+\frac{(\underline{Z}_{11}-\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}-\underline{Y}_{12})}{2}\right). \quad (2.28)$$

Für den Gleichtakt Modus kann die Zeichnung in Abbildung 2.5 unter Berücksichtigung der Symmetrie, wie in Abbildung 2.7 gezeigt, umgezeichnet werden:

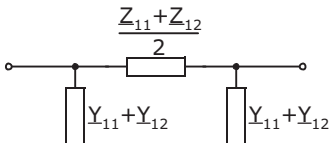


Abb. 2.7: Resultierende Ersatzschaltbild der im Gleichtakt Modus betriebenen symmetrischen Π-Einheitszelle aus Abbildung 2.4.

So ergibt sich für die Kettenmatrix im Gleichtakt Modus:

$$[A]_{G,\Pi EZ} = \begin{bmatrix} 1+\frac{(\underline{Z}_{11}+\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}+\underline{Y}_{12})}{2} & \frac{(\underline{Z}_{11}+\underline{Z}_{12})}{2} \\ (\underline{Y}_{11}+\underline{Y}_{12})*\left(2+\frac{(\underline{Z}_{11}+\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}+\underline{Y}_{12})}{2}\right) & 1+\frac{(\underline{Z}_{11}+\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}+\underline{Y}_{12})}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

Mit Hilfe der Gleichungen (2.15) und (2.16) lassen sich nun Wellenwiderstand und Ausbreitungskonstante der STL für den Gleichtakt Modus berechnen:

$$\underline{ZW}_{G,\Pi EZ} = \frac{1}{2} * \sqrt{\frac{(\underline{Z}_{11}+\underline{Z}_{12}) / (\underline{Y}_{11}+\underline{Y}_{12})}{1+\frac{(\underline{Z}_{11}+\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}+\underline{Y}_{12})}{4}}} \quad (2.30)$$

und

$$\underline{\gamma}_{G,\Pi EZ} = \operatorname{acosh}\left(1+\frac{(\underline{Z}_{11}+\underline{Z}_{12})*(\underline{Y}_{11}+\underline{Y}_{12})}{2}\right). \quad (2.31)$$

Die hier entwickelte Theorie geht davon aus, dass die Einheitszelle für sich allein beschrieben werden kann. Das ist nur erfüllt, wenn zwischen den einzelnen Einheitszellen keine irgendwie auch immer geartete Form der Kopplung existiert, was streng genommen nur näherungsweise gilt. Kann diese Annahme nicht getroffen werden, muss die TL als ganzes betrachtet werden. Einen Ausweg bildet die Annahme, dass auch die Kopplung zwischen zwei Kettenmatrizen als Matrix aufgefasst werden kann und somit eine zweite Reihe – verkoppelter – Matrizen entsteht. Nur die Betrachtung dazu ist etwas komplexer und geht über den Rahmen dieser Arbeit hinaus.

Im folgenden Abschnitt soll ein Sonderfall das Verständnis für das Π-Ersatzschaltbild vertiefen; es handelt sich um das Ersatzschaltbild einer verlustlosen, symmetrischen TL.

Die Einheitszelle besteht aus konzentrierten Induktivitäten und Kapazitäten sowie der Kopplungen zwischen ihnen. Abbildung 2.8 zeigt den Aufbau dieser Einheitszelle:

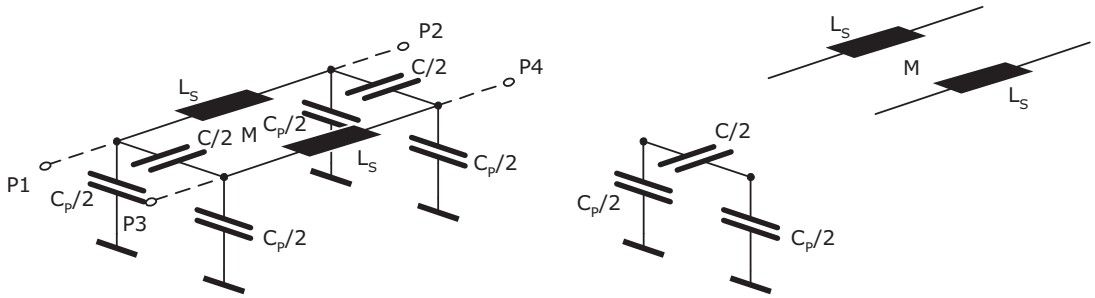


Abb. 2.8: Einheitszelle in Π-Konfiguration aus LC-Komponenten, bestehend aus einer Kapazitäts- (a) und Induktivitätsmatrix (b).

Die Serien-Impedanz-Matrix ist durch zwei gekoppelte Spulen ersetzt worden und ist in Abbildung 2.8 (b) gezeigt. Die Parallel-Admittanz-Matrix ist durch eine Π-Kapazitätsschaltung ersetzt worden, wobei die Kapazitätswerte durch zwei geteilt wurden, wie in Abbildung 2.8 zu sehen ist.

Für die Serien-Impedanz-Matrix bzw. die Parallel-Admittanz-Matrix aus Gleichungen (2.24) und (2.25) gilt nun:

$$[Z] = \begin{bmatrix} j\omega L_S & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_S \end{bmatrix} \tag{2.32}$$

und

$$[Y] = \begin{bmatrix} j\omega\left(\frac{C_P}{2} + \frac{C}{2}\right) & -j\omega\frac{C}{2} \\ -j\omega\frac{C}{2} & j\omega\left(\frac{C_P}{2} + \frac{C}{2}\right) \end{bmatrix}. \tag{2.33}$$

Durch Anwendung von Gleichungen (2.27) und (2.28) lassen sich nun die Eigenschaften der STL für den differentiellen Modus berechnen:

$$\underline{ZW}_{D,LCEZ} = 2 * \sqrt{\frac{(L_S - M) \Big/ \left(\frac{C_P}{2} + C\right)}{1 - \frac{\omega^2 * (L_S - M) * \left(\frac{C_P}{2} + C\right)}{4}}} \tag{2.34}$$

und

$$\underline{\gamma}_{D,LCEZ} = \operatorname{acosh}\left(1 - \frac{\omega^2 * (L_S - M) * \left(\frac{C_P}{2} + C\right)}{2}\right). \tag{2.35}$$

Für den Gleichtakt Modus ergibt sich durch Anwendung von Gleichungen (2.30) und (2.31):

$$\underline{ZW}_{G,LCEZ} = \frac{1}{2} * \sqrt{\frac{(L_S + M) \Big/ \left(\frac{C_P}{2}\right)}{1 - \frac{\omega^2 * (L_S + M) * \left(\frac{C_P}{2}\right)}{4}}} \tag{2.36}$$

und

$$\underline{\gamma}_{G,LCEZ} = \operatorname{acosh}\left(1 - \frac{\omega^2 * (L_S + M) * \left(\frac{C_P}{2}\right)}{2}\right). \tag{2.37}$$

Die symmetrische TL in ihrer klassischen Bauform (zwei parallel geführte Streifen) bildet einen Sonderfall der oben aufgeführten Betrachtung. Die kleinstmögliche periodische Struktur hat hier eine infinitesimal kleine Abmessung in Ausbreitungsrichtung. Wie man von der obigen Darstellung auf diesen Sonderfall zurückrechnen kann, zeigt der folgende Abschnitt.

2.3 Beschreibung mittels effektiver Induktivität und Kapazität

Untersucht wird ein kurzes Leitungsstück der Länge L, wie in Abbildung 2.9 gezeigt.

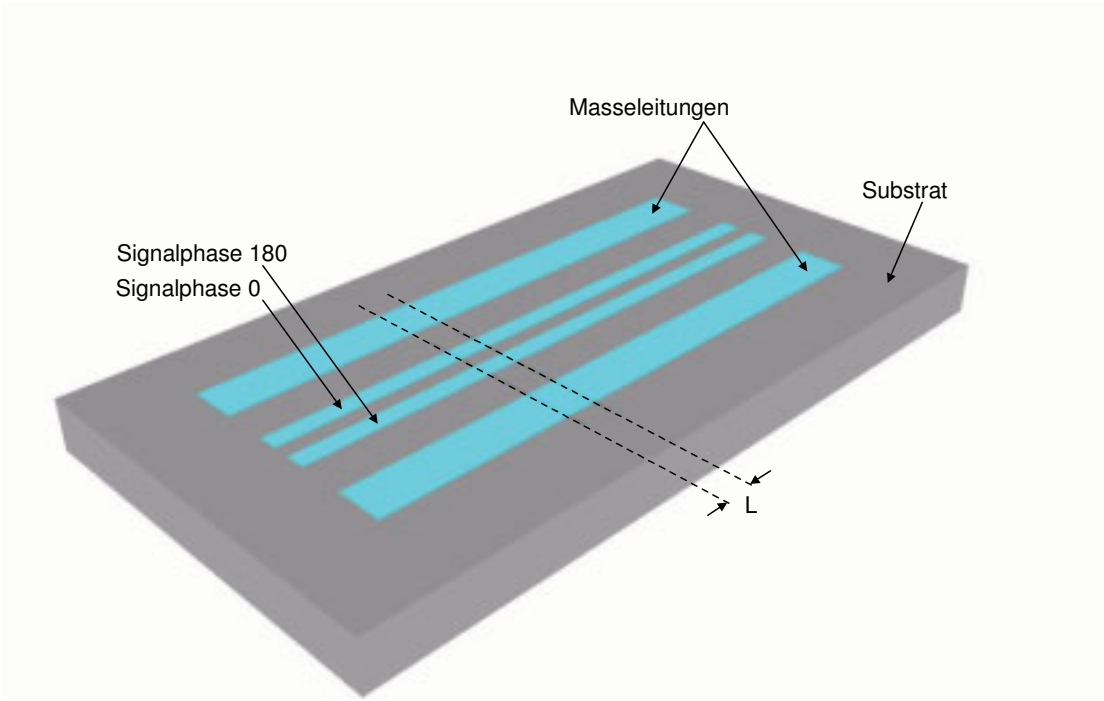


Abb. 2.9: Symmetrische TL in klassischen Aufbau.

Für sehr kurze Leitungslängen (L<<λ) können einige Vereinfachungen an den Gleichungen aus Abschnitt 2.2 vorgenommen werden, indem für infinitesimal kleine Werte von L, C, und M eine Grenzwertbetrachtung der Gleichungen (2.34) und (2.35) durchgeführt wird.

Für den Wellenwiderstand ergibt sich:

$$\underline{ZW}_{D,KTL} = 2 * \sqrt{\frac{(L_S - M)}{\left(\frac{C_P}{2} + C\right)}} = 2 * \sqrt{\frac{L_{eff}}{C_{eff}}}\ , \qquad (2.38)$$

da der Nenner in Gleichung (2.34) gegen 1 strebt.

Für die Ausbreitungskonstante ergibt sich:

$$\underline{\gamma}_{D,KTL} = \operatorname{arcosh}\left(1 - \frac{\omega^2 * (L_S - M) * \left(\frac{C_P}{2} + C\right)}{2}\right) = j * \omega * \sqrt{(L_S - M) * \left(\frac{C_P}{2} + C\right)} \qquad (2.39)$$

oder mit effektiven Werten:

$$\underline{\gamma}_{D,KTL} = j * \omega * \sqrt{L_{eff} * C_{eff}} \; . \qquad (2.40)$$

Die aufgestellten Gleichungen (2.38) und (2.39) bzw. (2.40) entsprechen den bekannten Gleichungen aus mehreren Veröffentlichungen zur Ermittlung von Wellenwiderstand und Ausbreitungskonstante im klassischen Sinn, allerdings ergänzt um die jeweilige kapazitive und magnetische Kopplung zwischen den beiden Leitungen der symmetrischen TL.

Erwähnungswert ist, dass eine Reihe von Arbeiten existiert, die das Berechnen der Größen L, C und M aus den geometrischen Abmessungen der TL erlaubt. Diese Arbeiten existieren sowohl für die einfache als auch für die symmetrische TL.

Es soll hier explizit erwähnt werden, dass die magnetische Kopplung zwischen den beiden Leitern im differentiellen Modus negativ ist; zu erkennen am effektiven Induktivitätswert, der kleiner wird als L_S, wenn M ein positives Vorzeichen besitzt, was hier der Fall ist. Die Definition für die magnetische Kopplung und deren Vorzeichen ist zu finden, u.v.a.m., in [22]. Für die kapazitive Kopplung ist das Vorzeichen hier positiv.

Bezieht man die effektiven Werte L_{eff} und C_{eff} auf die Leitungslänge des betrachteten Leitungsstück, so ergiben sich die ebenfalls aus der klassischen Betrachtung bekannten Leitungsbeläge.

In den folgenden Kapiteln werden Methoden zur Erhöhung der Werte von L_{eff} und C_{eff} erläutert, um letztendlich beträchtliche Leitungsverkürzungsfaktoren gegenüber der klassischen Bauform zu erzielen, bei gleichzeitiger Verbesserung der elektrischen Eigenschaften. Dies erfolgt nur für den interessierenden differentiellen Modus; für andere Modi lässt sich eine Herleitung analog dazu aufzeigen.

Dabei werden alle Leitungen symmetrisch oder quasi symmetrisch in Ausbreitungsrichtung ausgeführt sein.

Wie in der Einleitung beschrieben, weisen DTL mit klassischer Bauform mehrere Mängel auf, die deren Einsatz zur Signalverarbeitung in integrierten Schaltungen verhindern bzw. einschränken. Im Folgenden werden Vorschläge gezeigt, die durch multiple Kopplung der zur Verfügung stehenden Elemente erhebliche Verkürzungsfaktoren erreichen und somit eine Integration der DTL in MMICs nunmehr erlauben. Außerdem zeigt sich, dass dadurch auch höhere Gütefaktoren erhältlich sind als mit der klassischen DTL.

3 Design der Transmissionsleitungen

3.1 Erhöhung der effektiven Induktivität L_{eff}

Die Zielstellung besteht nun in der Erhöhung der effektiven Induktivität L_{eff}. Wie im vorherigen Unterkapitel beschrieben, setzt sie sich aus der Eigeninduktivität der Leiter selbst und der Gegeninduktivität zum gegenüberliegenden Leiter zusammen. Eine Erhöhung von L_{eff} wird genau dann erreicht, wenn es gelingt, die magnetische Kopplung im Ganzen oder wenigstens zum Teil vergrößernd zu gestalten. Ein Beispiel für eine derartige Leitungsgestaltung zeigt Abbildung 3.1.

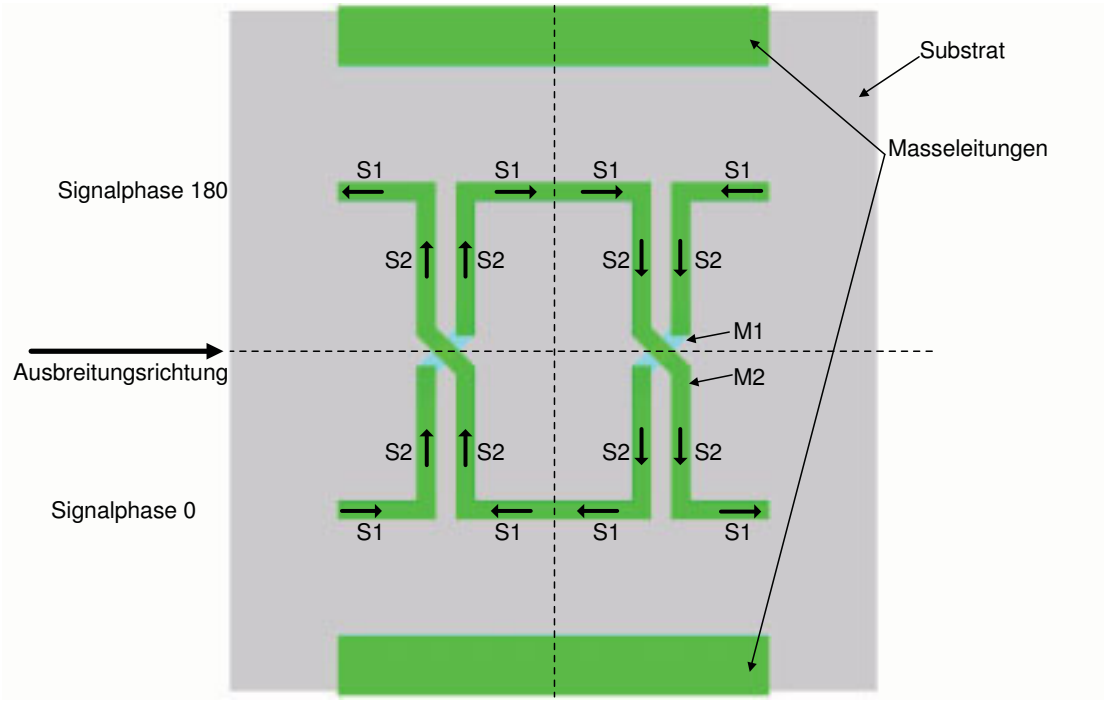


Abb. 3.1: Symmetrische TL mit teilweise positiver magnetischer Kopplung.

Zu sehen ist eine sich kreuzende Mäanderleitung. Die gezeichneten gestrichelten Linien sind die Symmetrieebenen dieser Struktur. Die Struktur ist sowohl in Ausbreitungsrichtung als auch in der Richtung quer dazu symmetrisch aufgebaut. Zur Realisierung dieser Struktur

werden zwei Metallisierungsebenen benötigt. Sie sind in der Abbildung 3.1 mit M1 und M2 gekennzeichnet.

Im Vergleich zum klassischen Aufbau erhöht sich zum einen die Induktivität der Leitung, da nun zusätzliche Leitungsabschnitte für die sich kreuzenden Leitungen aufgewendet werden, zum Anderen sind darin die Ströme für den differentiellen Modus parallel geführt, so dass die Kopplung zwischen diesen Leiterabschnitten positiv (induktivitätsvergrößernd!) gestaltet wird.

Für eine einfache Analyse soll das stark vereinfachte Ersatzschaltbild in Abbildung 3.2 dienen.

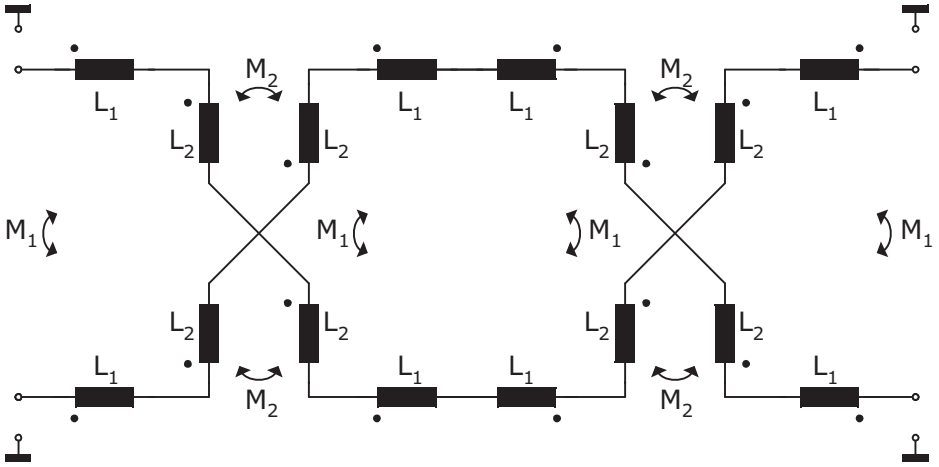


Abb. 3.2: Ersatzschaltbild der symmetrischen TL mit teilweise positiver magnetischer Kopplung.

In diesem Ersatzschaltbild werden nur die Induktivitäten L_1 und L_2 der DTL sowie die wichtigen magnetischen Kopplungen M_1 und M_2 berücksichtigt. Kapazitäten wurden hier der Übersichtlichkeit wegen vernachlässigt. Die effektive Induktivität L_{eff} einer Einheitszelle berechnet sich somit zu:

$$L_{eff} = 4*(L_1 - M_1) + 4*(L_2 - M_2) \tag{3.1}$$

Dabei weist M_1 ein positives und M_2 ein negatives Vorzeichen auf [22]. Dennoch ist M2 deutlich größer als M1, weil die Leitungsabschnitte S2 deutlich näher zueinander sind als die Leitungsabschnitte S1.

Beim Vergleich dieser Leitung mit einer der klassischen Bauform ist die Erhöhung von L_{eff} deutlich erkennbar. Durch weiteres Erhöhen der Abstände der Leiterstücke S_1 (S. Abbildung 3.1) mit positiver Kopplung und gleichzeitiges Verringern der Abstände mit der negativer Kopplung S_2 verkleinert sich der Betrag von M_1 und gleichzeitig vergrößert sich der Betrag von M_2. Das erhöht den Wellenwiderstand, was gleichbedeutend mit einer Erhöhung von $\mu_{r,eff}$ zu bewerten wäre. Gleichzeitig ist die kapazitive Kopplung zwischen den Leiterstücken S_2 größer, je kleiner die Abstände zwischen ihnen sind [23], [24], [25], [26].

Doch L_{eff} kann noch weiter erhöht werden. Das ist auf zwei Wegen erreichbar. Zum einem werden Leitungsstücke des ehemals gestreckten Leiters als Spule aufgewickelt – die absolute Leitungslänge wird dadurch gesteigert bei Beibehaltung der geometrischen Abmessungen (und damit des Flächenverbrauchs) der Leitung. Zum anderen wird durch geschickte Leitungsführung eine weitere Verkopplung der Leitungsstücke untereinander erreicht, das zu einer weiteren Koppelinduktivität führt und somit die Gesamtinduktivität erhöht. In Abbildung 3.3 ist dazu ein Beispiel gezeigt.

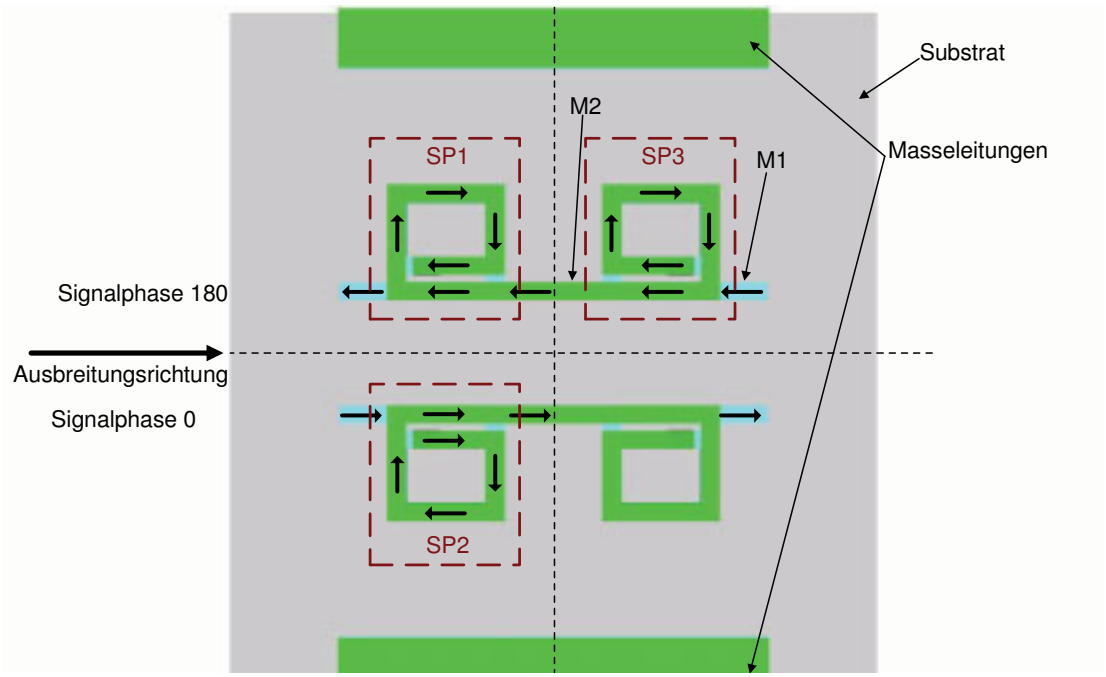


Abb. 3.3: Symmetrische TL mit Spulen.

Die gerade geschilderte Erhöhung der effektiven Induktivität der beiden Leiterzweige wird noch weiter gesteigert, indem weitere Metallisierungslagen hinzugefügt werden.

Die Pfeile in den Abbildungen zeigen die Stromrichtungen in den jeweiligen Leiterzweigen für den differentiellen Modus. Zweige mit gleicher Stromrichtung bedeuten eine positive magnetische Kopplung zwischen den einzelnen Leitungsstücken – das erhöht die effektive Induktivität der Leiter. Für den gesamten Wert L_{eff} ist aber auch die vorzeichenrichtige Kopplung zwischen den einzelnen Induktivitäten (in Abbildung 3.3 gestrichelt umrandet und mit SP1, SP2 und SP3 nummeriert) wichtig. Alle oberen Induktivitäten SP1, SP2 und SP3 koppeln negativ miteinander.

Eine einfache Abschätzung der Eigenschaften integrierter Spulen durch Extrahierung eines Ersatzschaltbildes wurde mehrmals in der Literatur behandelt [27], [28], [29], [30]. [31], [32], [33], [34], [35], [36].

Doch für eine genaue Erfassung des Problems muss zusätzlich die magnetische Kopplung zwischen den einzelnen Induktivitäten sowie deren kapazitive Kopplung mitberücksichtigt wer-

den. Die Kopplung zwischen zwei integrierten Induktivitäten wurde in der Literatur sehr begrenzt behandelt und hängt vom geometrischen Aufbau und der Lage der Induktivitäten zueinander sowie deren elektrische Verschaltung untereinander ab. Das Lösen dieses Problems erfolgt im Moment nur numerisch (was gegenwärtig durch die Nutzung leistungsstarker Feld-Simulatoren möglich ist). Simuliert wird die S-Parameter Matrix der Einheitszelle mittels Feldsimulatoren inklusive sämtlicher Kopplungs- und Verlustmechanismen. Mit Hilfe der Gleichungen (2.19) und (2.22) lassen sich dann die Leitungseigenschaften einer Leitung, bestehend aus einer beliebigen Anzahl von Einheitszellen, berechnen. Es sei dabei angemerkt, dass hier nur der Fall der zu vernachlässigen Kopplung zwischen den Einheitszellen beschrieben ist.

Die magnetische Kopplung zwischen den einzelnen Teilinduktivitäten kann auch positiv gestaltet werden, um die verbrauchte Fläche noch besser auszunutzen. So wird in der Struktur aus Abbildung 3.3 die magnetischen Gegenkopplungen zwischen den Induktivitäten SP1 und SP2 in Mitkopplungen umgewandelt, so dass sich eine Struktur nach Abbildung 3.4 ergibt.

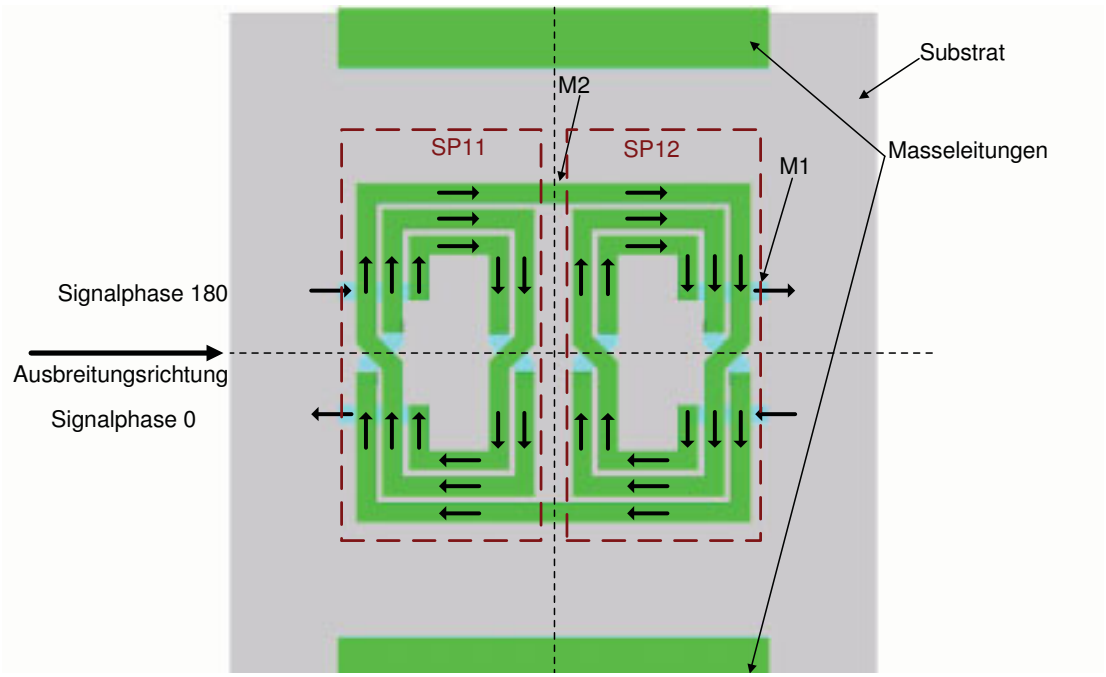


Abb. 3.4: Erhöhte Flächeneffizienz durch weitere Verkopplung von zusätzlichen Leitungselementen der symmetrischen TL.

Weiterhin bleibt die Kopplung der Induktivitäten SP11 und SP12 in der Struktur aus Abbildung 3.4 negativ. Auch diese Gegenkopplung kann in eine Mitkopplung umgewandelt werden. Das ergibt dann die Struktur in Abbildung 3.5

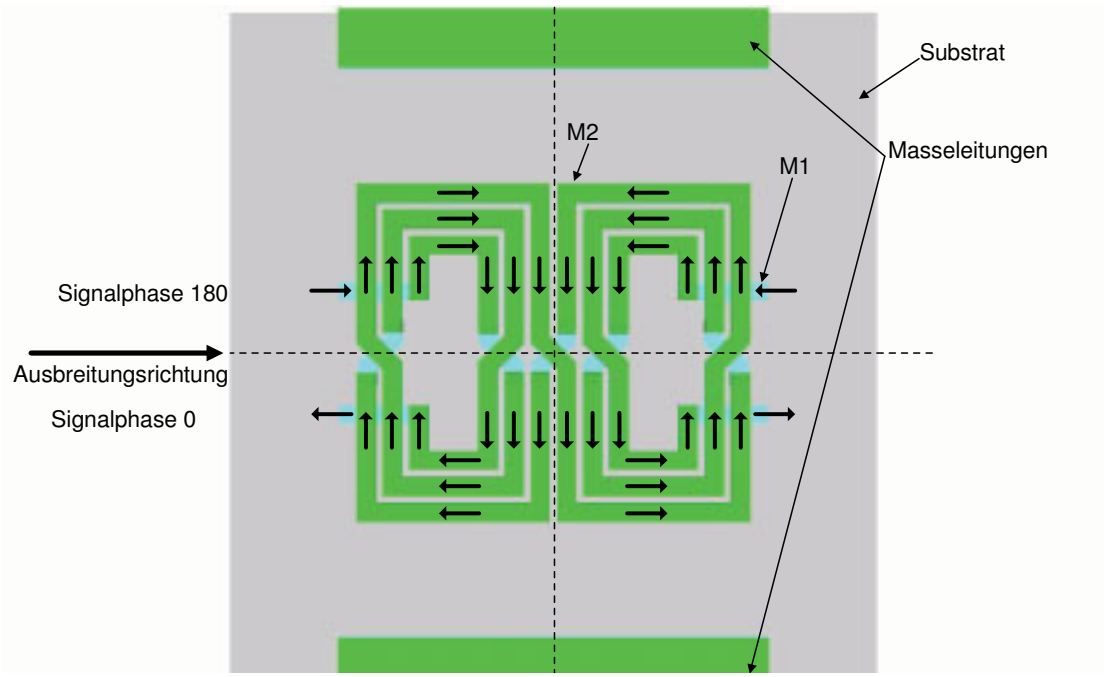


Abb. 3.5: Erhöhte Flächeneffizienz durch weitere Verkopplung von zusätzlichen Leitungselementen der symmetrische TL.

Mit dieser Anordnung wird eine extrem große magnetische Kopplung erreicht. Dabei erhöht sich die kapazitive Kopplung ebenfalls beträchtlich, da die beiden Leiterschleifen jetzt direkt neben- und ineinander liegen. Aufgrund der Packungsdichte ist es nicht mehr zulässig, diese Struktur als konzentriertes Bauelement zu behandeln – ein Verzicht auf einen Feldsimulator bei der Evaluierung dieser Struktur würde nur noch zu qualitativen Aussagen führen. Eine gleichzeitige Erhöhung der effektiven Induktivität und Kapazität führt zur Beibehaltung des Wellenwiderstands und zur Erhöhung der elektrischen Länge [37], [38]. Natürlich lässt sich die elektrische Länge noch weiter steigern, indem weitere Metallisierungslagen hinzugefügt werden. Praktische Beispiele dafür finden sich im siebten Kapitel.

In den Realisierungen aus Abbildungen 3.3, 3.4 und 3.5 werden sowohl eine Erhöhung der Eigeninduktivität der Leitungen als auch der magnetischen Kopplung zwischen ihnen angestrebt. Dabei erhöht sich automatisch auch die kapazitive Kopplung der Leitungsabschnitte untereinander. Dieser Effekt der Erhöhung der effektiven Kapazität kann noch weiter

gesteigert werden durch zusätzliche, in der Mikroelektronik bereits vorhandenen, integrierten Kapazitäten. Der folgende Abschnitt zeigt die Realisierung. Es ist hier bereits erkennbar, dass ein Vergrößern der elektrischen Länge bei gleichzeitigem Erhöhen bzw. konstant halten der Güte den Flächenverbrauch kaum beeinflusst.

3.2 Erhöhung der effektiven Kapazität C_{eff}

Die Leiterstruktur soll weiterhin mit zusätzlichen, integrierten Kapazitäten belastet werden. Für diese Aufgabe stehen in der integrierten Schaltungstechnik Metall-Isolator-Metall (MIM), Poly-Si, Finger-Kapazitäten oder ähnliche Kapazitäten zur Verfügung. MIM Kapazitäten haben sich als besonderes gut geeignet erwiesen. Sie werden zwischen zwei Metallisierungsebenen realisiert und haben in der Regel einen relativ hohen Gütewerte [39], [40], beispielsweise wie in der Struktur Abb. 3.3 zu sehen. Die Leiterschleife wird in einfachster Weise mit zwei gleich großen, in Serie geschalteten MIM Kapazitäten belastet, um die Symmetrie in Ausbreitungsrichtung beizubehalten. Eine Einheitszelle dieser Bauform zeigt die Abbildung 3.6.

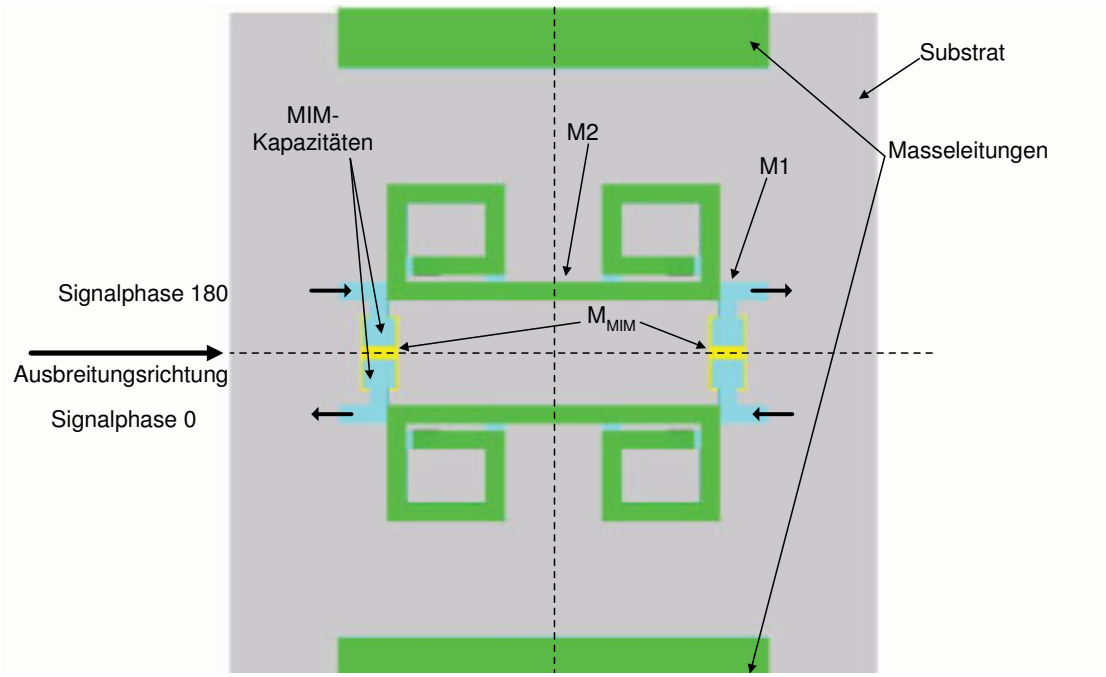


Abb. 3.6: Symmetrische TL mit gewickelten Spulen und MIM Kapazitäten.

Durch Belastung der DTL mit zusätzlichen kapazitiven Elementen erhöht sich der Kapazitätsbelag. Das ist gleich bedeutend mit einer Erhöhung der effektiven Permittivität. Zur Analyse der daraus resultierenden Struktur dient das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.7.

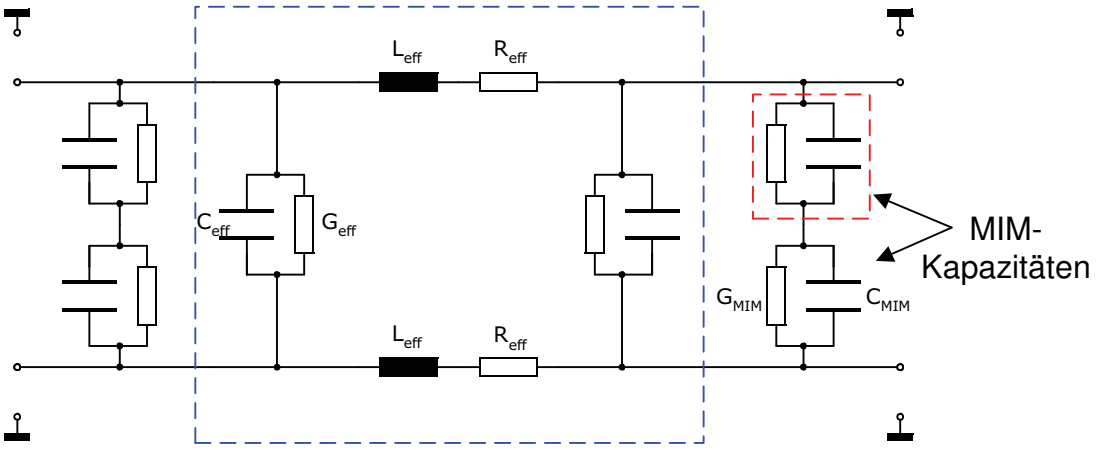


Abb. 3.7: Ersatzschaltbild der symmetrischen TL aus Abbildung 3.6.

Zur Vereinfachung der folgenden Rechnung werden alle Ersatzschaltbild Elemente als verlustlos behandelt. Daher ent-

fallen für die folgende Rechnung die in den Abbildung 3.7 vorhandenen resistiven Bauelemente. Für die Berechnung des Wellenwiderstands und der elektrischen Länge ist diese Vorgehensweise weitgehend gerechtfertigt. Es ergibt sich für den Wellenwiderstand ZW:

$$\underline{ZW}_{D,EZ} = \sqrt{\frac{L_{eff} / (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}{1 - \frac{1}{4}\omega^2 * L_{eff} * (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}} \quad . \qquad (3.2)$$

Aus der Nullstelle des Nenners, ergibt sich die charakteristische Frequenz zu:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{4}{L_{eff} * (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}} \quad . \qquad (3.3)$$

Für ω – ω_0 geht der Realteil des Wellenwiderstands gegen unendlich. Oberhalb von ω_0 wird der Wellenwiderstand rein imaginär. Oberhalb dieser Frequenz findet keine Wellenausbreitung mehr statt. Diese charakteristische Frequenz ist auch bekannt unter den Begriffen Bragg- oder Cut-off-Frequenz. Die Betriebsfrequenz muss somit unterhalb dieser Frequenz liegen.

Die Ausbreitungskonstante einer solchen Einheitszelle ergibt sich zu:

$$\underline{\gamma}_{D,EZ} = \operatorname{arcosh}\left(1 - \frac{\omega^2 * L_{eff} * (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}{2}\right). \qquad (3.4)$$

Die Ausbreitungskonstante ist bei verlustlosem Ersatzschaltbild selbstverständlich rein imaginär.

Die Abbildung 3.8 zeigt den Wellenwiderstand Z_W für die mit MIM Kapazitäten belastete Einheitszelle als Funktion der Frequenz für verschiedene Werte von C_{MIM}. Dabei wurden L_{eff} zu 1nH und C_{eff} zu 25fF gewählt.

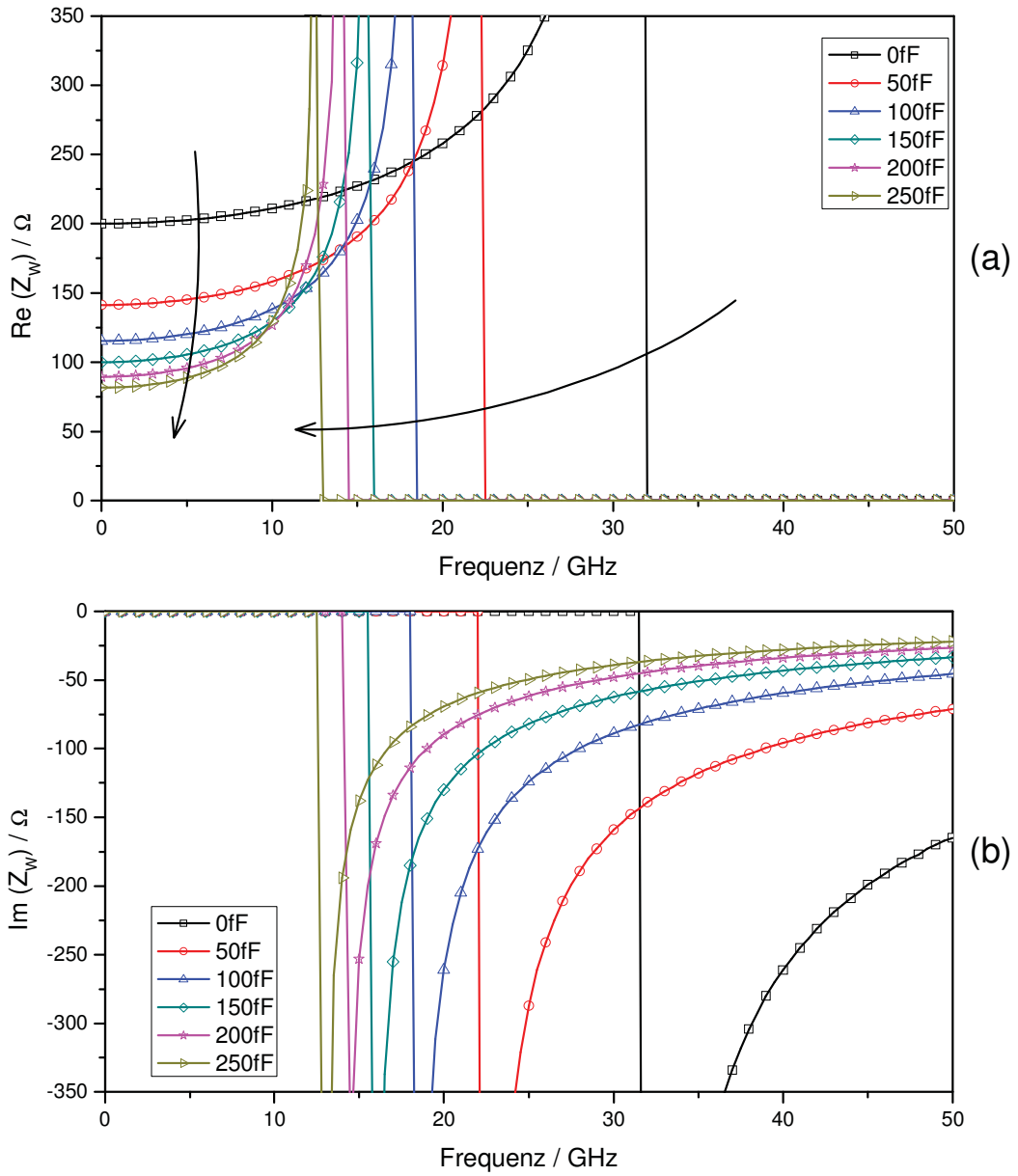


Abb. 3.8: Real-(a) und Imaginärteil (b) des Wellenwiderstands der TL aus Abbildung 3.7, belastet mit MIM Kapazitäten mit den Kapazitätswert als Parameter.

Die MIM Kapazität ist in der Abbildung 3.7 als Parameter gewählt worden. Mit erhöhter Kapazität sinkt der Realteil des Wellenwiderstands Re($\underline{Z}_W$) der Einheitszelle. Somit kann der benötigte Wellenwiderstandswert der Einheitszelle eingestellt werden. Die Cut-off Frequenz bewegt sich dabei zu kleineren Frequenzen. Der Verlauf ist relativ breitbandig. Die Phasen-

verschiebung der Einheitszelle steigt mit höherer MIM Kapazität. Dies ist in Abbildung 3.9 gezeigt.

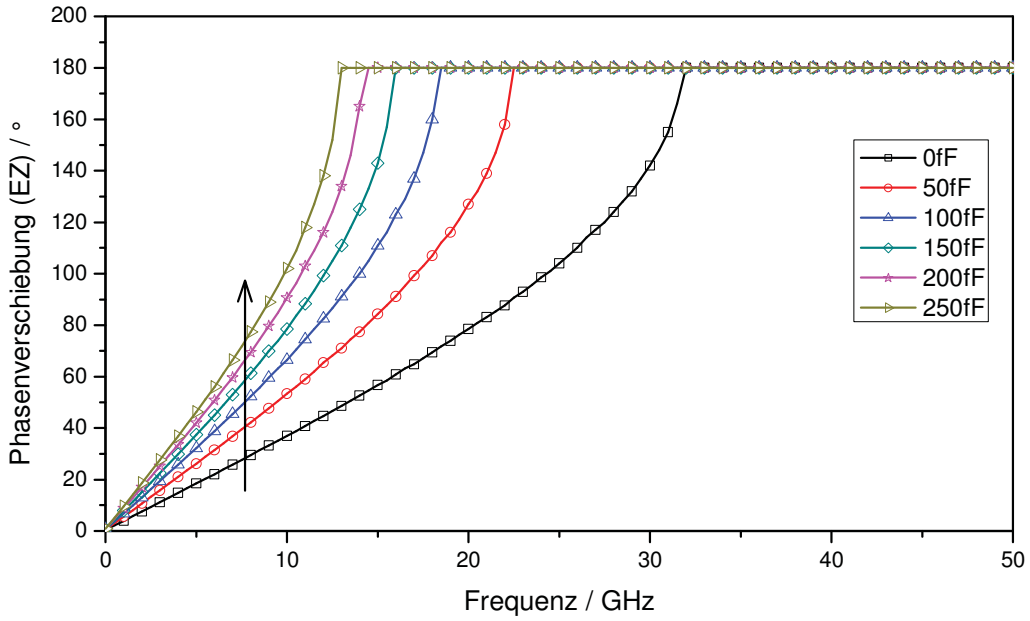


Abb. 3.9: Phasenverschiebung der Einheitszelle aus Abbildung 3.7, belastet mit MIM Kapazitäten mit dem Kapazitätswert als Parameter.

Der Aufbau der Einheitszelle aus Abbildung 3.3 ist symmetrisch in Ausbreitungsrichtung. Somit kann sie entlang der Symmetrielinie auch belastet werden; diese Anordnung ist in der folgenden Abbildung gezeigt.

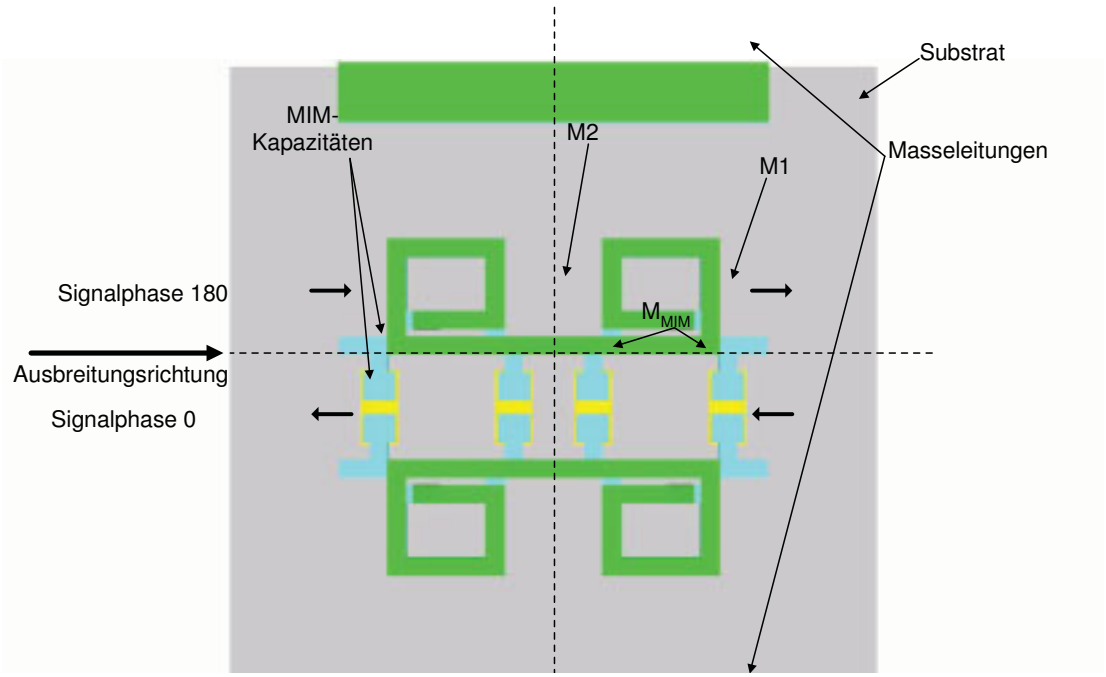


Abb. 3.10: Symmetrische TL mit gewickelten Spulen und MIM Kapazitäten.

Die Analyse dieser Anordnung ist etwas komplexer als die für die Strukturen aus der Abbildung 3.6. Daher kann auf den Simulator kaum verzichtet werden. Im Prinzip ist entlang der Symmetrielinie in Ausbreitungsrichtung jeder Kapazitätswert zulässig. Man nimmt aber – für eine einfachere Rechnung – in der Mitte eine doppelt so hohe Kapazität wie an den jeweiligen Rändern, so dass sich die Einheitszelle aus Abbildung 3.10 in zwei identische teilen lässt. Weiterhin wird angenommen, dass für die Belastung die gleiche MIM Gesamtkapazität benutzt wird wie für die Struktur aus Abbildung 3.6, um einen direkten Vergleiche zu ermöglichen. So werden effektive Impedanzen und Admittanzen in erster Näherung halbiert. Das Ersatzschaltbild der Einheitszelle aus Abbildung 3.10 ist in Abbildung 3.11 zu sehen:

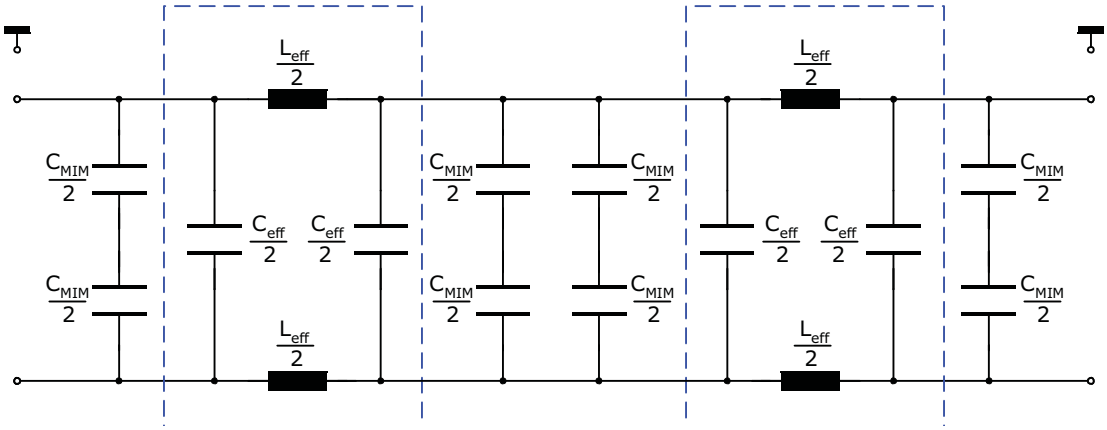


Abb. 3.11: Ersatzschaltbild der symmetrischen TL mit gewickelten Spulen und vier MIM Kapazitäten.

Der Wellenwiderstand für die Leitung aus Abbildung 3.10 stellt sich dann dar zu:

$$\underline{ZW}_{D,EZ} = \sqrt{\frac{L_{eff} / (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}{1 - \frac{1}{8}\omega^2 * L_{eff} * (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}} \,. \qquad (3.5)$$

Aus der Nullstelle des Nenners ergibt sich die charakteristische Frequenz zu:

$$\omega_0 = 2 * \sqrt{\frac{4}{L_{eff} * (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}} \,. \qquad (3.6)$$

Die Cut-off Frequenz ist in diesen Struktur doppelt so hoch wie in der Struktur davor. Die Betriebsfrequenz muss somit unterhalb dieser Frequenz liegen. Auf diese Weise kann der Einsatzfrequenzbereich der Struktur erweitert werden bei Beibehaltung des Wellenwiderstands.

Die Ausbreitungskonstante einer solchen Einheitszelle ergibt sich zu:

$$\underline{\gamma}_{D,EZ} = 2 * \operatorname{arcosh}\left(1 - \frac{\omega^2 * L_{eff} * (C_{eff} + 0.5 * C_{MIM})}{8}\right). \qquad (3.7)$$

Daraus lässt sich ablesen, dass sich die Cut-off Frequenz verdoppelt hat bei nahezu gleicher Phasenverschiebung pro

Einheitszelle. Das lässt sich durch eine „verteiltere" belastende Kapazität erklären, im Gegensatz zur Bauform zuvor. Abbildung 3.12 zeigt den Vergleich zwischen Re($\underline{Z}_W$) der beiden Bauformen mit gleichen MIM Summenkapazitäten. Abbildung 3.13 zeigt diesen Vergleich für die Phasenverschiebung.

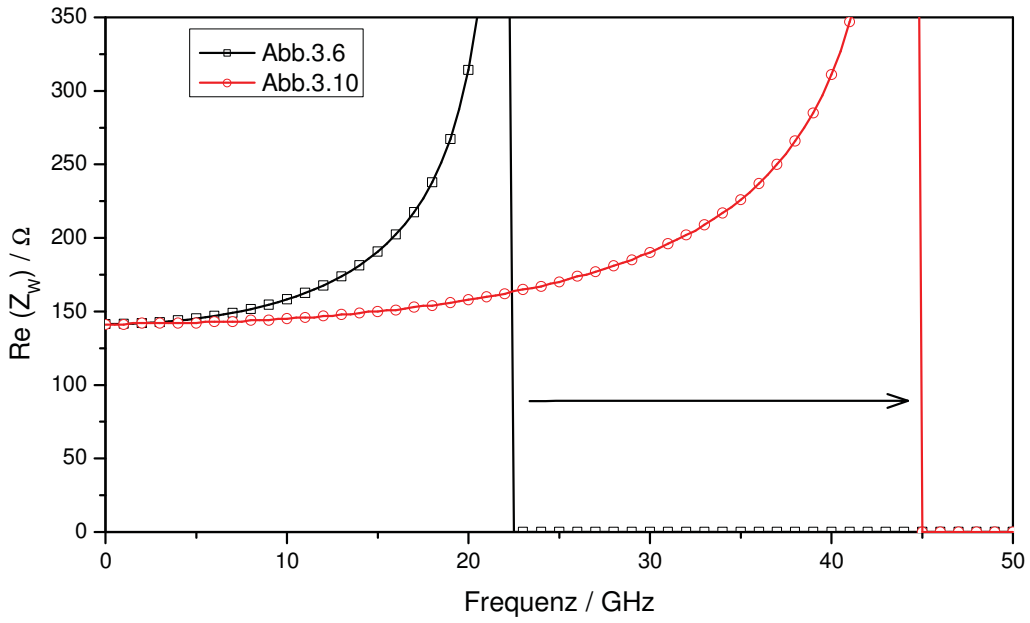


Abb. 3.12: Realteil des Wellenwiderstands der Einheitszelle aus den Abbildungen 3.6 und 3.10 als Funktion der Frequenz.

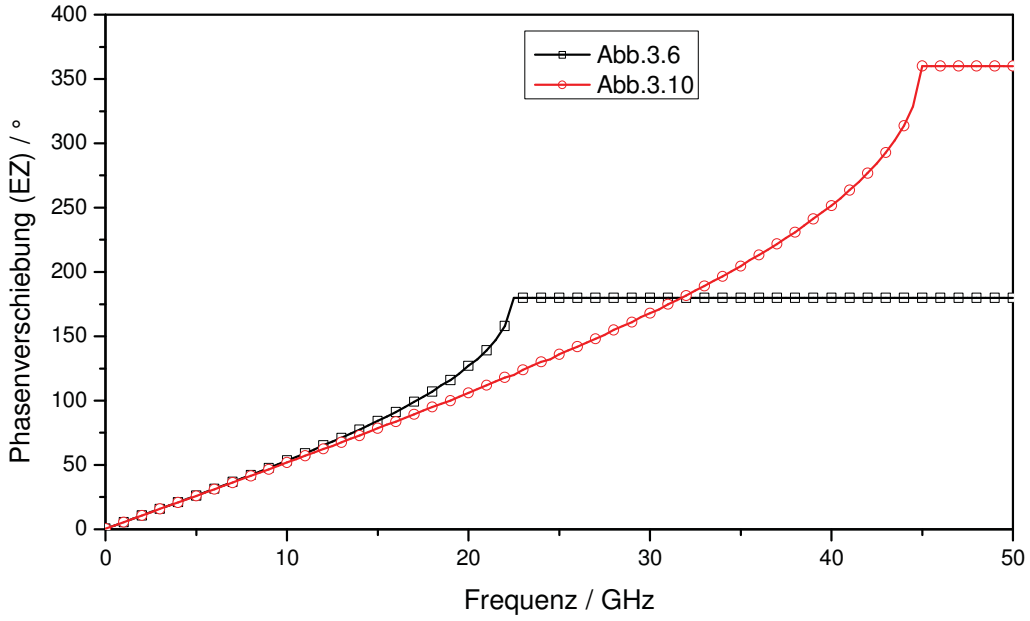


Abb. 3.13: Phasenverschiebung der Einheitszelle aus den Abbildungen 3.6 und 3.10 als Funktion der Frequenz.

Dadurch können bei gleicher Struktur noch kleinere Wellenwiderstände erzielt und gleichzeitig Einheitszellen mit noch höherer Phasenverschiebung gebildet, oder aber bei Behaltung dieser Eigenschaften dafür die Betriebsfrequenz erhöht werden. Deutlich zu erkennen sind die Freiheitsgrade für das Schaltungsdesign einfach durch geeignete Wahl der Komponentenwerte. Jedoch muss die Einzelgüte jeder Komponente hoch sein, um eine hohe Güte der gesamten EZ zu erzielen [41].

3.3 Realisierung abstimmbarer Transmissions-leitungen

Von besonderem Interesse sind DTL, die nicht nur einmalig (beim Schaltungsdesign) einstellbare Eigenschaften besitzen, sondern auch während ihres Betriebes. Das wird hier als abstimmbare DTL bezeichnet. Unter abstimmbar versteht sich somit die Steuerung von Wellenwiderstand und / oder der elektrischen Länge mittels einer Spannung bzw. eines Signals.

Weiterhin werden in diesem Abschnitt nur Methoden zur optimalen Abstimmung der Eigenschaften im differentiellen Modus gezeigt. Deshalb ist Symmetrie bei der Abstimmung zu gewährleisten, d.h. auf Basis symmetrisch abstimmbarer Bauelemente. Am leichtesten gelingt das mit Bauelementen, die elektrisch steuerbar (strom- oder spannungsgesteuert) sind.

Für die Abstimmung der DTL Eigenschaften stehen Bauelemente aus der Standard Halbleitertechnologie [42] zur Verfügung.

Die Abstimmbarkeit wird benötigt, um bestimmte System- bzw. Schaltungsanforderungen zu erfüllen; z.B. zum Bau von spannungsgesteuerten Oszillatoren, spannungsgesteuerten Phasenschiebern, etc. und zum anderen zur Kompensation von Herstellungs- bzw. Prozesstoleranzen. Weil letztere Maßnahme eine „Yield"-Frage darstellt, wird die maximale Abstimmbarkeit angestrebt, um so die Schaltungsausbeute zu maximieren.

Zuerst soll der Begriff Abstimmbarkeit definiert werden – am Beispiel der Ausbreitungskonstante bzw. Phasenverschiebung.

Die Phasenverschiebung einer Einheitszelle lässt sich zwischen den beiden Werten $\varphi_{EZ,min}$ und $\varphi_{EZ,max}$ variieren. Damit ist die absolute Abstimmbarkeit der Einheitszelle $A_{\varphi,EZ}$ definiert zu:

$$A_{\varphi,EZ} = \varphi_{EZ,\max} - \varphi_{EZ,\min} \,. \tag{3.8}$$

Für eine TL, bestehend aus N Einheitszellen, beträgt die absolute Abstimmbarkeit $A_{\varphi,DTL}$ der DTL:

$$A_{\varphi,DTL} = \varphi_{DTL,\max} - \varphi_{DTL,\min} \,. \tag{3.9}$$

Durch Anwendung von Gleichung (2.20) ergibt sich für $A_{\varphi,DTL}$:

$$A_{\varphi,DTL} = N * \varphi_{EZ,\max} - N * \varphi_{EZ,\min} = N * (\varphi_{EZ,\max} - \varphi_{EZ,\min}). \tag{3.10}$$

Durch Anwendung von Gleichung 3.8 ergibt sich für $A_{\varphi,DTL}$:

$$A_{\varphi,DTL} = N * A_{\varphi,EZ} \,. \tag{3.11}$$

In vielen Anwendungen ist jedoch die relative Abstimmbarkeit von Interesse; hier definiert aus dem Verhältnis der absoluten

Abstimmbarkeit und dem arithmetischen Mittel von $\varphi_{EZ,min}$ und $\varphi_{EZ,max}$:

$$RA_{\varphi,EZ} = 100 * \% * 2 * \frac{\varphi_{EZ,max} - \varphi_{EZ,min}}{\varphi_{EZ,max} + \varphi_{EZ,min}} . \qquad (3.12)$$

Die relative Abstimmbarkeit wird in % abgegeben. Für eine DTL, bestehend aus N Einheitszellen, beträgt die relative Abstimmbarkeit:

$$RA_{\varphi,DTL} = 100 * \% * 2 * \frac{\varphi_{DTL,max} - \varphi_{DTL,min}}{\varphi_{DTL,max} + \varphi_{DTL,min}} . \qquad (3.13)$$

Durch Anwendung von Gleichung (2.20) ergibt sich für $RA_{\varphi,DTL}$:

$$RA_{\varphi,DTL} = 100 * \% * 2 * \frac{N * \varphi_{EZ,max} - N * \varphi_{EZ,min}}{N * \varphi_{EZ,max} + N * \varphi_{EZ,min}} . \qquad (3.14)$$

Nach dem Eliminieren von N ergibt sich:

$$RA_{\varphi,DTL} = 100 * \% * 2 * \frac{\varphi_{EZ,max} - \varphi_{EZ,min}}{\varphi_{EZ,max} + \varphi_{EZ,min}} = RA_{\varphi,EZ} . \qquad (3.15)$$

Die relative Abstimmbarkeit der gesamten DTL ist gleich der der Einheitszelle. Das ist eine wichtige Eigenschaft beim Vergleich von DTL mit unterschiedlicher Anzahl N oder auch verschiedener Formen.

Der im System dafür zur Verfügung stehende Spannungshub ist natürlich von großer Bedeutung (technologie- oder systembeschränkt). Deshalb ist es sinnvoll, auch noch die Spannungsnormierung in der Formel zu berücksichtigen. Das ergibt dann die relative Abstimmbarkeit bezogen auf den angewendeten Spannungshub, z.B. bei spannungsgesteuerter DTL. Angenommen U1 steht für $\varphi_{EZ,max}$ und U2 für $\varphi_{EZ,min}$, dann wäre die Abstimmspannungs- normierte Abstimmbarkeit RA_U:

$$RA_U = \frac{RA}{|U_1 - U_2|} . \qquad (3.16)$$

Die Einheit der RA_U ist dann %/V.

Ein weiteres wichtiges Kennzeichen in der Hinsicht ist die momentane Empfindlichkeit ME. Das ist die Ableitung der abzustimmenden Grösse (im angewandten Beispiel ist das die Phasenverschiebung der Einheitszelle φ) nach der Abstimmspannung U im jeweiligen Arbeitspunkt:

$$ME_{EZ} = \frac{\partial \varphi_{EZ}}{\partial U} . \qquad (3.17)$$

In ähnlicher Weise definiert sich die Abstimmbarkeit des Wellenwiderstandes $\underline{Z}_W$ bzw. der einzelnen Komponenten.

Beispiele von Realisierungen, die sich als ausgezeichnet erwiesen haben, werden in dieser Arbeit betrachtet. Dabei wurde die Realisierbarkeit berücksichtig (Arbeitspunkt Einstellung, Gütefaktor, etc...) und gleichzeitig die Resistenz gegenüber Prozess-Schwankungen beachtet, i.A. unter „Matching" von HL-Bauelementen bekannt. Weiterhin werden die in dieser Arbeit behandelten Beispiele spannungsgesteuert realisiert mit vernachlässigbarem Leistungsverbrauch. Daher kann zwischen zwei Hauptanwendungen unterschieden werden: Abstimmung des Admittanz- oder des Impedanzbelages. Im folgenden Abschnitt sollen Realisierungsmöglichkeiten zur Abstimmung über den Admittanzbelag betrachtet werden.

3.3.1 Abstimmung der Admittanz

Der Admittanzbelag stellt in Abbildung 2.5 die Y-Matrix dar. Ein vereinfachtes, verlustloses Ersatzschaltbild gibt Abbildung 2.8 wider. Werden die einzelnen Komponenten dieser Matrix durch integrierte, spannungsgesteuerte Kapazitäten, z.B. Varaktordioden, ersetzt, ergibt sich die gewünschte Abstimmbarkeit. Die Varaktordiode ist eine Kapazität, deren Kapazitätswert eine Funktion der angelegten Sperrspannung ist: $C_{VAR}(V_A)$. Auch hier soll die Einheitszelle aus Abbildung 3.3 als Design Beispiel dienen. Die Abbildung 3.14 zeigt die daraus resultierende Einheitszelle.

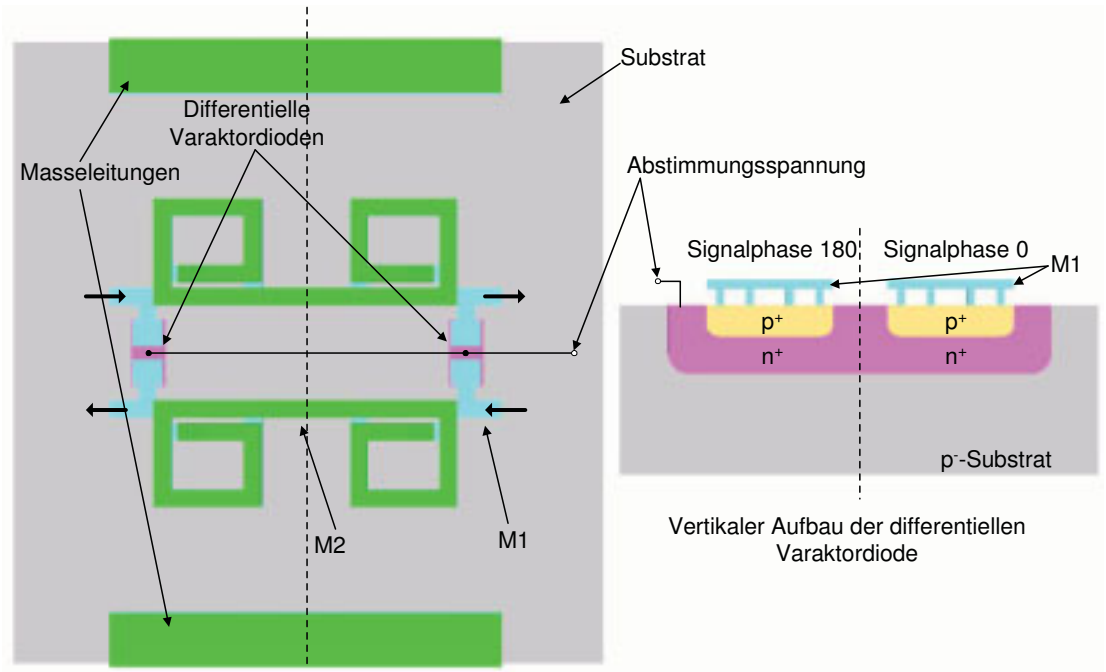


Abb. 3.14: Einheitszelle mit gewickelten Spulen und zusätzlichen Varaktordioden.

Abbildung 3.14 a) zeigt eine Realisierung der Einheitszelle, die mit einer differentiell aufgebauten Varaktordiode jeweils links und rechts belastet wird. Abbildung 3.14 b) zeigt den vertikalen Aufbau der differentiellen Varaktordiode auf p-dotiertem Substrat. Über integrierte Varaktordioden und deren technologischen Aufbau existieren zahlreiche Referenzen [43], [44], [45], [46], [47]. Die p^+-Gebiete müssen mit ihrem Gleichspannungspotential an Massepotential liegen. Das kann mittels so genanntem Bias-T bzw. eines hochohmigen integrierten Halbleiterwiderstands erfolgen. Das Potential der n^+-Gebiete kann somit auf eine bestimmte Spannung gelegt und somit die Diodenkapazität kontinuierlich abgestimmt werden. Im differentiellen Modus liegt das n^+-Gebiet und damit das Hochfrequenzpotential auf einer virtuellen Masse. Um die Funktionsweise dieser Anordnung zu beschreiben, dient das Ersatzschaltbild in Abbildung 3.15.

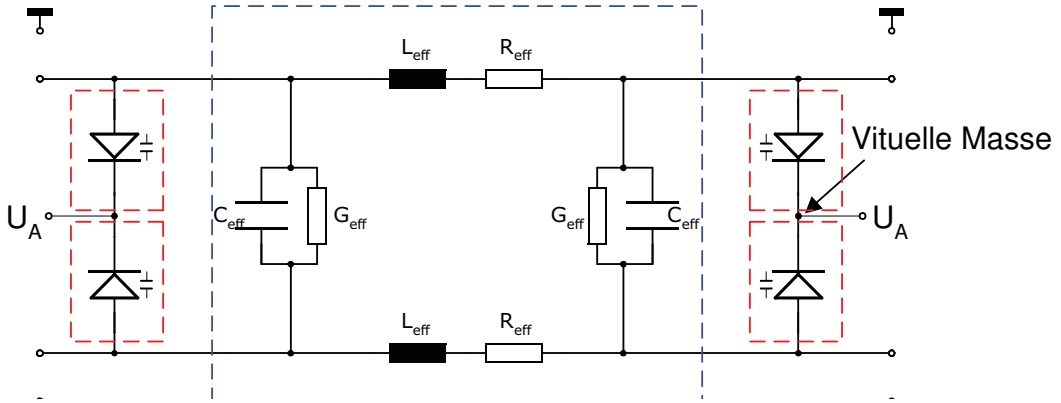


Abb. 3.15: Ersatzschaltbild der Einheitszelle belastet mit Varaktordioden.

Ähnlich wie die Gleichungen (3.2), (3.3) und (3.4) lassen sich Wellenwiderstand und Ausbreitungskonstante berechnen:

$$\underline{ZW}_{D,EZ} = \sqrt{\frac{L_{eff} \big/ \left(C_{eff} + 0.5 * C_{VAR}(U_A)\right)}{1 - \frac{1}{4}\omega^2 * L_{eff} * \left(C_{eff} + 0.5 * C_{VAR}(U_A)\right)}} \qquad (3.18)$$

und

$$\underline{\gamma}_{D,EZ} = \operatorname{acosh}\left(1 - \frac{\omega^2 * L_{eff} * \left(C_{eff} + 0.5 * C_{VAR}(U_A)\right)}{2}\right). \qquad (3.19)$$

Der Abstimmbereich der Diode kann über das Design der Varaktordiode festgelegt werden. Die Abbildung 3.18 zeigt die Phasenverschiebung der Einheitszelle über die Abstimmungsspannung bei einer Frequenz von f=10GHz. Dabei wurde L_{eff}=1nH und C_{eff}=25fF angenommen. Die resistiven Elemente aus Abbildung 3.15 wurden der Einfachheit halber vernachlässigt. Weiterhin wurden für die Ergebnisse in Abbildung 3.18 eine differentielle Varaktordiode benutzt, deren resultierender differentieller Kapazitätswert von 106fF bei einer Abstimmungsspannung von 0V sich bis auf 41fF bei 3,5V verringern lässt. Die Phasenverschiebung verändert sich dabei kontinuierlich über die Abstimmungsspannung, wie es Abbildung 3.18 zeigt. Weiterhin verhält sich die

Phasenverschiebung der Einheitszelle gleichsinnig zum Kapazitätswert der Varaktordiode. Sie erniedrigt sich stetig mit steigender Steuerspannung. Abbildung 3.19 zeigt die Empfindlichkeit der Phasenverschiebung über die Abstimmungsspannung. Die Empfindlichkeit nimmt mit steigender Abstimmungsspannung ab.

Das vorliegende Design dient zur kontinuierlichen Abstimmung der Eigenschaften der Einheitszelle [48], [49]. Ebenso kann auch die parallele Admittanz über geschaltete Kapazitäten abgestimmt werden. Die Grundlage hierfür bildet die Abbildung 3.16.

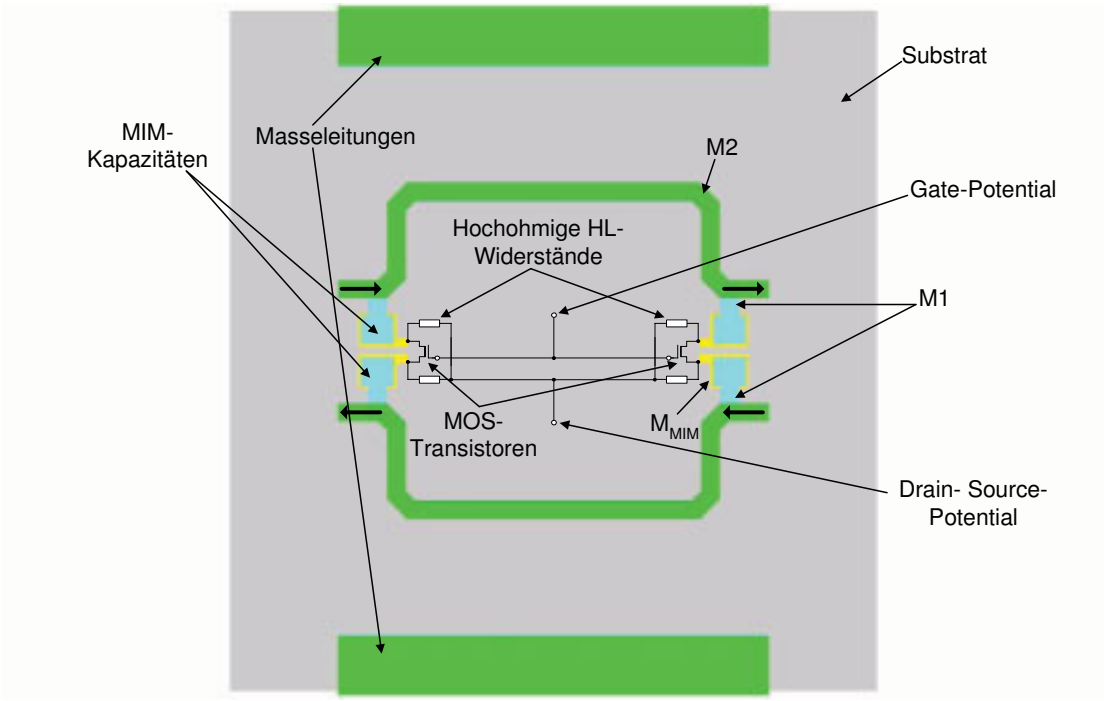


Abb. 3.16: Einheitszelle mit geschalteten MIM Kapazitäten.

Mittels eines unipolares Transistors können zwei Kapazitäten zu- bzw. abgeschaltet werden, und damit der Kapazitätsbelag der Einheitszelle erhöht bzw. erniedrigt werden. Im Prinzip würde eine einzelne Kapazität genügen, aber um die Symmetrie zu erhalten, werden zwei Kapazitäten in Reihe mit einem Schalter realisiert. Über zwei hochohmige Halbleiterwiderstände kann das Potential an den Drain- und Source-Anschlüssen des Transistors eingestellt werden. Auf

diese Weise wird die effektive Kapazität C_{eff} der Einheitszelle digital abgestimmt. Digital deshalb, weil mit dieser Anordnung nur zwei Zustände einstellbar sind. In einfachster Weise wird mit dem Gate Potential der Transistor an- bzw. abgeschaltet; während die Drain und Source Anschlüsse mit ihrem Gleichspannungspotential mittels hochohmiger Halbleiter-widerstände auf 0V liegen. Umgekehrt können aber auch die Drain und Source Dioden im ausgeschalteten Zustand gegen das Substrat vorgespannt werden. Damit ergibt sich eine komplementäre Ansteuerung des Transistors. Abbildung 3.17 zeigt das Ersatzschaltbild dieser Einheitszelle.

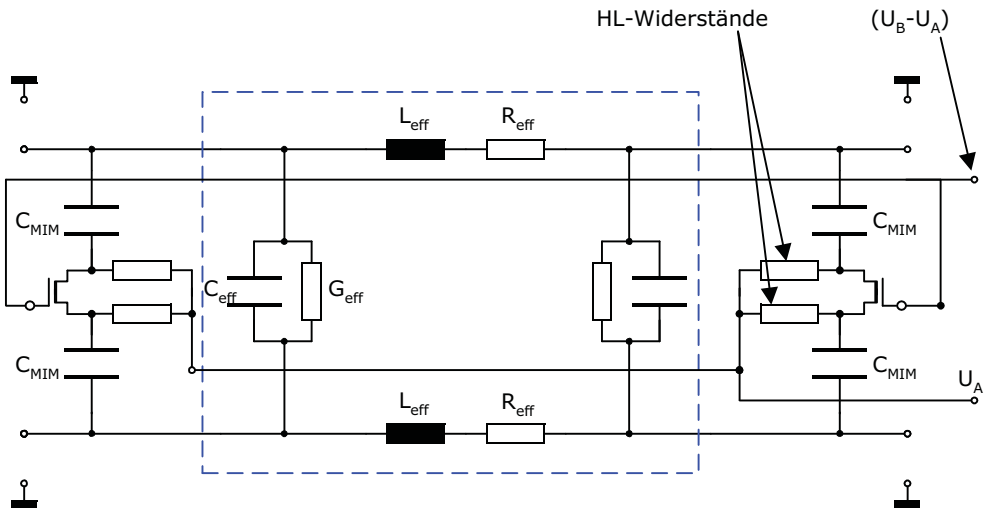


Abb. 3.17: Ersatzschaltbild der Einheitszelle mit geschalteten MIM Kapazitäten.

Die Abstimmungsspannung U_A stellt in diesem Beispiel das Drain und Source Potential dar. Dieser Spannung komplementär verhält sich U_B-U_A; sie legt das Gate Potential fest. Dabei ist U_B die zur Verfügung stehende Betriebsspannung. Auf diese Weise wird die komplementäre Abstimmung realisiert. Abbildung 3.18 zeigt die Phasenverschiebung der Einheitszelle bei 10GHz über die Abstimmungsspannung. Dabei wurden L_{eff} und C_{eff} wie im vorigen Beispiel gewählt. Die resistiven Elemente aus dem Ersatzschaltbild aus Abbildung 3.17 wurden ebenfalls vernachlässigt. U_B beträgt dabei 3.5V. Weiterhin wurden die MIM Kapazitätswerte und der Transistor so

gewählt, dass die effektive Kapazität der Anordnung (zwei MIM Kapazitäten in Reihe geschaltet mit einem unipolaren Transistor) sich wie die Varaktordioden-Kapazität verhält, betreffend der absoluten Abstimmbarkeit und des Abstimmbereichs. Sie wurden so festgelegt, dass sich der effektive Kapazitätswert von 106fF bei einer Abstimmungsspannung 0V und 41fF bei 3,5V variieren lässt. Somit kann ein sinnvoller Vergleich zwischen beiden Methoden gezogen werden.

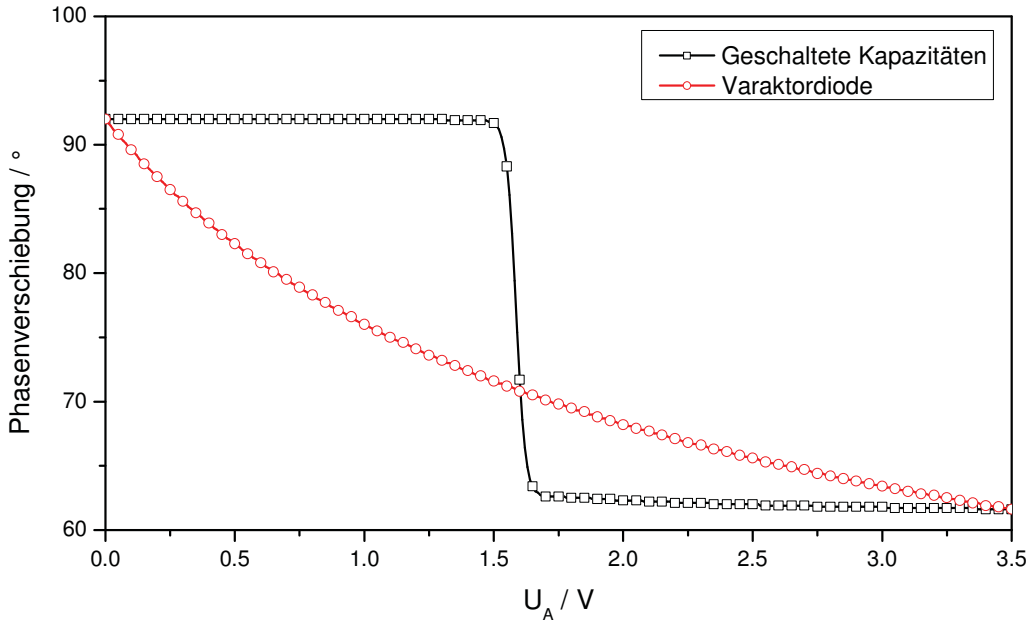


Abb. 3.18: Phasenverschiebung der Einheitszelle mit Varaktordioden und geschaltetem MIM Kapazitäten über der Abstimmungsspannung U_A.

Beide Abstimmungsmethoden haben die gleiche, sowohl absolute als auch relative Abstimmbarkeit. Allerdings kann das Design mit der Varaktordiode jede Phasenverschiebung zwischen 62° und 92° einstellen, während bei dem mit der geschalteten MIM nur zwischen den beiden Phasenverschiebungen 92° und 62° gewählt werden kann. Dafür besitzt das Design mit geschalteter MIM bei sinnvoll gewählten Arbeitspunkten eine sehr niedrigere Phasenempfindlichkeit im Vergleich zu der mit Varaktordiode. Abbildung 3.19 zeigt die Phasenempfindlichkeit beider Einheitszellen bei 10GHz.

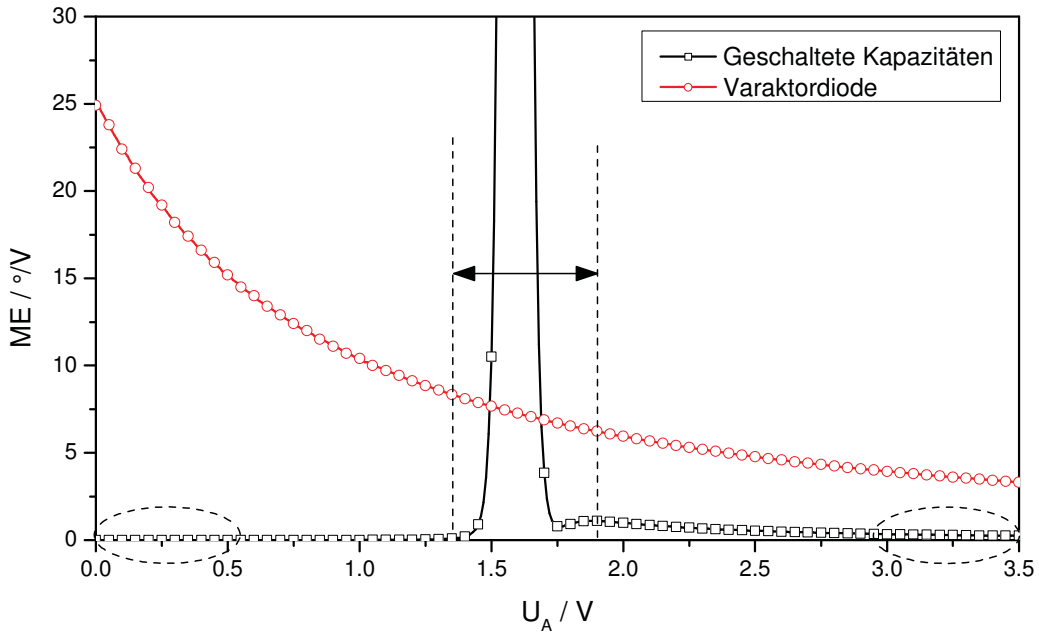


Abb. 3.19: Phasenempfindlichkeit der Einheitszelle über die Abstimmungsspannung U_A.

Diese Charakteristik ist sehr wichtig für die Linearität bei Anwendung der Einheitszelle im Großsignalbetrieb. Selbstverständlich besitzt die digitale Abstimmmethode auch große Vorteile bei der Unterdrückung von Rauschen, das über die Abstimmungsspannung eingekoppelt werden könnte. In Abbildung 3.19 sind die Arbeitspunkte, bei denen die geschalteten Kapazitäten betrieben werden mit einer gestrichelten Linie umrandet. Deutlich ist die niedrigere Phasenempfindlichkeit in diesen beiden Arbeitpunkte gegenüber der mit Varaktordiode belasteten Einheitszelle zu erkennen.

Der Transistor weist im eingeschalteten Zustand einen Serienwiderstand R_{AN} auf, der den Gütefaktor der Kapazität im eingeschalteten Zustand begrenzt. Wird zur Erhöhung des Gütefaktors die Breite des Transistor vergrößert (R_{AN} verkleinert sich dadurch), nimmt die Drain-Source Kapazität C_{DS} zu. Hierdurch steigt im ausgeschalteten Zustand die Gesamtkapazität des Elementes. Das würde zu einer Verkleinerung der relativen Abstimmbarkeit RA der Einheitszelle führen. Eine Steigerung der Güte kann also nur auf Kosten der Abstimmbarkeit bzw.

eine Erhöhung der Abstimmbarkeit nur auf Kosten der Güte erreicht werden.

Im ausgeschalteten Zustand ergibt sich die minimale Kapazitätsbelastung bei hohem Wellenwiderstand und niedriger Phasenverschiebung.

Im eingeschalteten Zustand ergibt sich der maximale Kapazitätsbelag und dadurch erniedrigt sich der Wellenwiderstand der Einheitszelle und erhöht sich die Phasenverschiebung, das heißt Wellenwiderstand und Phasenverschiebung verhalten sich gegensinnig bei dieser Abstimmungsmethode.

Im folgenden Unterkapitel wird die Abstimmbarkeit über den Impedanzbelag der DTL erklärt und die dafür zur Verfügung stehenden Werkzeuge beschrieben.

3.3.2 Abstimmung der Impedanz

Eine Einheitszelle besteht im einfachsten Fall aus einer Struktur wie die, die in Abbildung 2.5 gezeigt wurde. Um die Eigenschaften der Einheitszelle abstimmbar zu gestalten, müssen die Elemente dieser Struktur abstimmbar sein. Möglichkeiten dafür ergeben sich über die Abstimmung des Admittanzbelages, wie in 3.3.1 gezeigt und ausführlich besprochen. In diesem Unterkapitel sollen nun Möglichkeiten zur Realisierung der Abstimmbarkeit über den Impedanzbelag vorgestellt werden. Dazu muss die Rolle des magnetischen Feldes um den Leiter herum betrachtet werden. Hierzu soll die folgende Einleitung dienen.

Der Induktivitätsbelag einer TL wird durch die Anzahl der magnetischen Feldlinien zwischen den beiden Leitern sowie zwischen jedem Leiter und der Masse Metallisierung bestimmt. Genauer gesagt, wie sieht das magnetische Feld hauptsächlich im Raum um den Leiter herum aus. Wird eine Leiterschleife in das Magnetfeld eines Leiters platziert, so fließt in dieser Schleife ein Kompensationsstrom, der das Entstehen der magnetischen Feldlinien verhindert und damit bleibt der innere Raum der Schleife feldfrei. Genau genommen bedeutet das

eine Verringerung der effektiven Induktivität des Leiters. Wenn zwischen den beiden differentiellen Leitern eine Leiterschleife untergebracht und die mittels eines Schalter ab bzw. angeschaltet wird, wird sich bzw. wird sich kein Kompensationsstrom in dieser Leiterschleife und damit Feldlinien oder keine Feldlinien ergeben [50], [51], [52]. Somit bleibt die Induktivität der differentiellen Leiter wie sie ist oder verringert sich entsprechend. Die Abbildung 3.20 zeigt eine Realisierungsform dieser Anordnung.

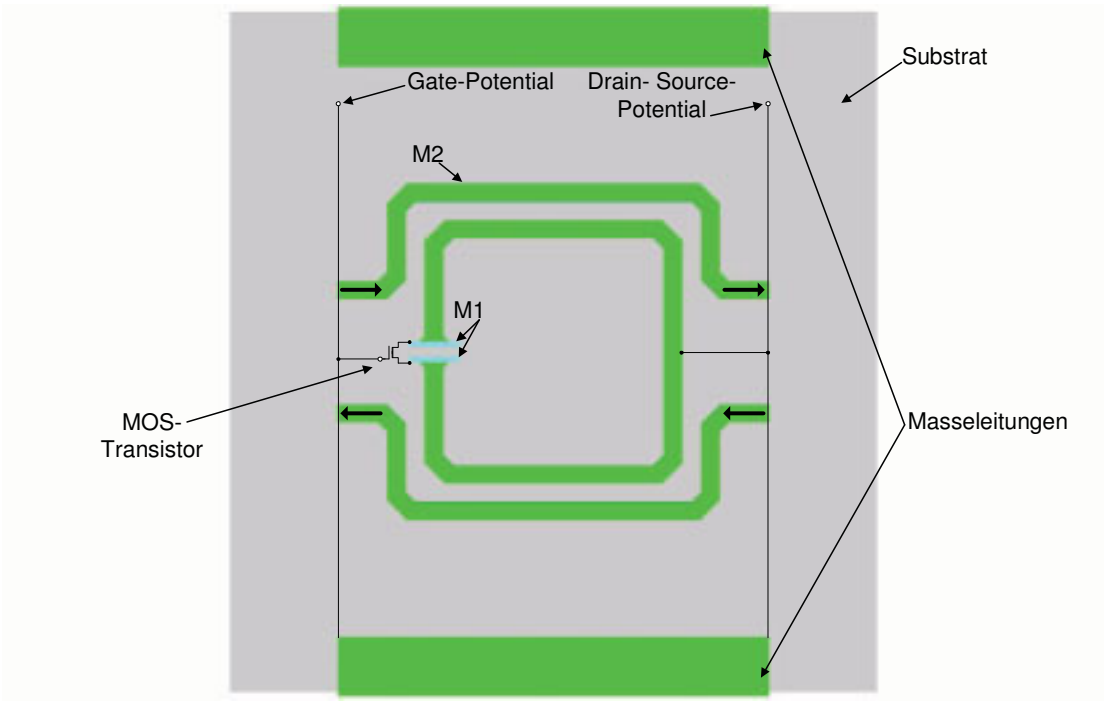


Abb. 3.20: Differentielle Einheitszelle mit Impedanz Abstimmung.

Als Schalter stehen MOS Transistoren in der Silizium-Standardtechnologie zur Verfügung. Über das Ansteuern über das Gate kann der Kompensationsstrom zugelassen oder verhindert werden. Dieses Verhalten kann mit Hilfe des in Abbildung 3.21 gezeichneten Ersatzschaltbilds der Einheitszelle veranschaulicht werden:

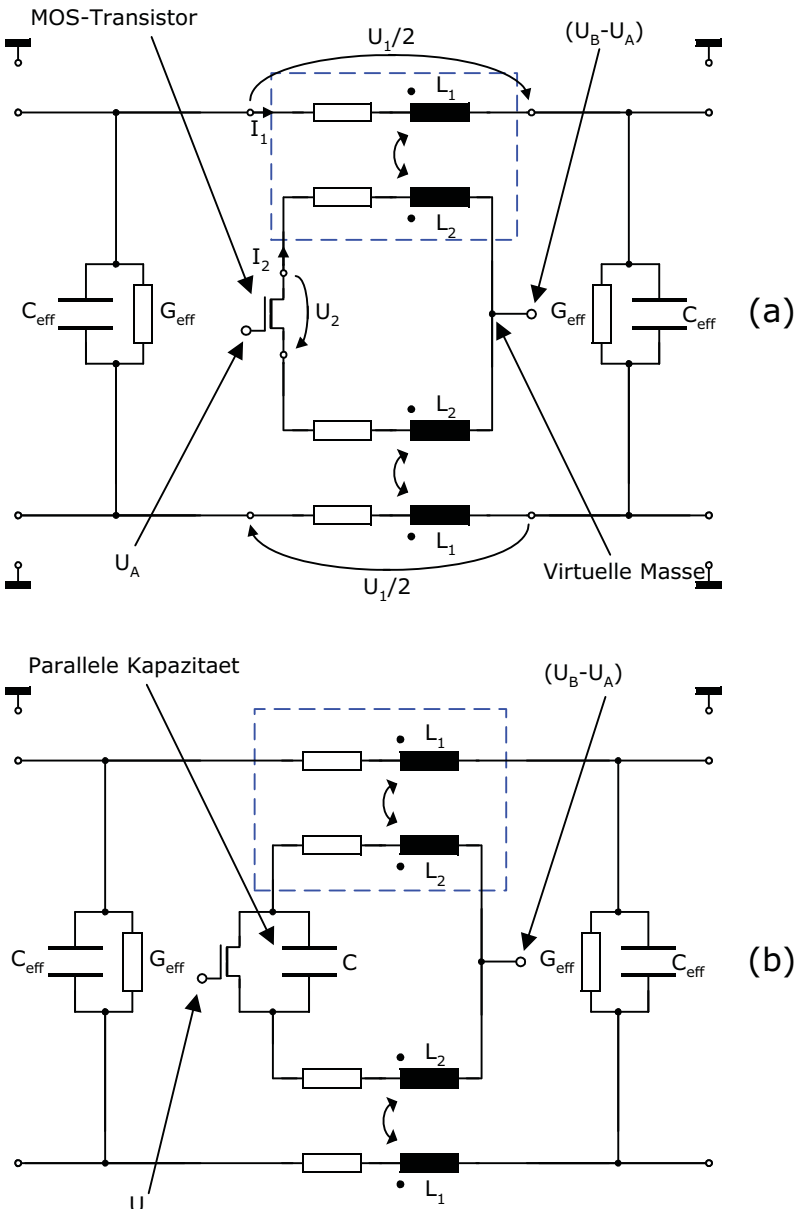


Abb. 3.21: Ersatzschaltbild der Einheitszelle für Impedanz Abstimmung mit MOS Transistor (a) und mit MOS Transistor und paralleler Kapazität C (b).

Für eine quantitative Erfassung wirkt die Anordnung nach Abbildung 3.21 (a) als Transformator mit positiven bzw. negativen gekoppelt wirkenden Leitern. Dieser ist mit einer gestrichelten Linie umrandet. Die Impedanzmatrix eines Transformators ist in Gleichung (2.32) wiedergegeben.

Sperrt der Transistor, fließt kein Kompensationsstrom. Demzufolge ist i_2 gleich null. Und es ergibt sich somit für die effektive Induktivität im ausgeschaltetem Zustand $L_{eff,AUS}$:

$$L_{eff,AUS} = L_1 . \tag{3.20}$$

Leitet der Transistor, so herrscht dort idealerweise ein Kurzschluss und der Kompensationsstrom kann fließen. Das ist gleichgültig, da U_2 gleich null ist. Und es ergibt sich dann für die effektive Induktivität im angeschaltetem Zustand $L_{eff,AN}$:

$$L_{eff,AN} = L_1 - \frac{M^2}{L_2} . \tag{3.21}$$

Dabei werden die resistiven Elemente des Ersatzschaltbilds vernachlässigt; weiterhin wurde der Transistor für diese erste Betrachtung als idealer Schalter angenommen.

Mittels dieser Methode wird eine Verringerung der effektiven Induktivität erreicht, wenn der Transistor leitet. Wie auch leicht zu erkennen ist, spielt das Vorzeichen der magnetischen Kopplung keine Rolle (M^2). Die Leiterschleife kann auch aus mehreren Windungen realisiert werden. Es geht mehr oder weniger nur darum, den Aufbau eines magnetischen Feldes zu verhindern. Das führt dann zu einem Verringern der effektiven Induktivität. Auch hier lässt sich das Verhalten der relativ einfach aufgebauten Strukturen abschätzen: das gilt für die Eigeninduktivitäten der Leiter ebenso wie für die Kopplungen zwischen den Leitern und den Schleifen.

Soll die Struktur genauer erfasst sowie die Verlustmechanismen mitberücksichtigt werden, so ist eine Simulation der Einheitszelle mittels Feldsimulator erforderlich. Der unipolare Transistor ist eine wichtige Komponente in dieser Einheitszelle. Unter Anwendung eines Modells für den Transistor können die Eigenschaften der Einheitszelle für den eingeschalteten sowie den ausgeschalteten Zustand ermittelt werden. Dieser Vorgang wird in Kapitel 4 näher beschrieben.

Damit werden in beiden Zuständen die Einflüsse der realen Transistoren auf die Eigenschaften der Einheitszelle berücksichtigt. Sie beruhen darauf, dass der unipolarer Transistor einen bestimmten Widerstand R_{AN} bzw. eine bestimmte parasitäre Drain-Source Kapazität C_{DS} im ein- respektive ausgeschalteten Zustand besitzt.

Ein zweites Beispiel soll diese Idee ergänzen. Es wird eine zusätzliche Kapazität C zum Schalter bzw. Transistor parallel geschaltet. Es entsteht das Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.21 b). Leitet der Transistor, werden Leiterschleife und Kapazität C kurzgeschlossen und es entsteht somit die gleiche Induktivitätsverringerung wie vorher. Wenn der Transistor jedoch sperrt ergibt sich ein Tankkreis aus L_2 und C. Dieser Tankkreis ist über L_2 mit L_1 magnetisch gekoppelt. Es ergibt sich dann für die effektive Induktivität im ausgeschalteten Zustand $L_{eff,AUS}$:

$$L_{eff,AUS} = L_1 + \frac{\omega^2 * C * M^2}{1 - \omega^2 / \omega_0^2} . \qquad (3.22)$$

Dabei bildet ω_0 die Resonanzfrequenz des Tankkreises, bestehend aus L_2 und C.

Bei der Frequenz $\omega=\omega_0$ wird L_{eff} unendlich. Für die Frequenzen, die niedriger als ω_0 sind, ist die effektive Induktivität höher als L_1. Und für die Frequenzen, die höher als ω_0 sind, ist die effektive Induktivität niedriger als L_1. Um die Abstimmbarkeit zu erhöhen, müssen L_2 und C so dimensioniert werden, dass ω_0 höher als die Betriebsfrequenz liegt. So ergibt sich eine Erhöhung der effektiven Induktivität im ausgeschalteten Zustand.

Der unipolare Transistor besitzt im ausgeschalteten Zustand die parasitäre Drain-Source Kapazität C_{DS}. Auf der anderen Seite ist ein möglichst niedriger R_{AN} für den eingeschalteten Zustand von Interesse, damit der Kompensationsstrom möglichst verlustarm fließen kann und damit die Güte der $L_{eff,AN}$ möglichst groß wird. Das erfordert, je nachdem welche Technologie verwendet wird, die Wahl eines Transistors mit großer Gate Weite. Das führt automatisch dazu, dass sich C_{DS} des unipolaren Transistors vergrößert – was im extremen Fall dazu führen kann, dass C_{DS} mit L_2 bei der gewünschten Frequenz ω_0 in Resonanz gerät und keine zusätzlichen Kapazität C mehr nötig ist. C_{DS} hat im ausgeschaltetem Zustand den gleichen technologischen Aufbau wie eine Varaktordiode (zwei n^+-Wannen in p-Substrat) somit können die Drain und Source Gebiete (n^+-Wannen) gegen das Substrat

vorgespannt werden. Somit erhöht sich die Güte der Dioden zum Substrat und gleichzeitig verringert sich die Kapazität C_{DS}, so dass noch größere Transistorweiten erlaubt sind, einschließlich einer weiteren Erhöhung der Güte der Einheitszelle. Erreicht wird dieses durch eine komplementäre Ansteuerung des Gate Potentials gegenüber des an Drain und Source anliegenden.

Ein sehr wichtiger Punkt hinsichtlich einer Anwendung steckt in der folgenden Überlegung:

Im ausgeschalteten Zustand ergibt sich die maximale effektive Induktivität und damit ein hoher Wellenwiderstand und eine hohe Phasenverschiebung.

Im eingeschalteten Zustand ergibt sich die minimale effektive Induktivität mit erniedrigtem Wellenwiderstand und ebenfalls erniedrigter Phasenverschiebung. Das heißt, Wellenwiderstand und Phasenverschiebung verhalten sich gleichsinnig bei dieser Abstimmmethode.

Werden beide Abstimmmethoden kombiniert (Abstimmung über Impedanz und Admittanz), so sollte es möglich sein eine reine Abstimmung der Phasenverschiebung bei gleichzeitig strenger Konstanthaltung des Wellenwiderstands zu erreichen und umgekehrt.

4 Simulation der Einheitszelle

Wie die bisher gezeigten Strukturen erkennen lassen, wird zur Berechnung der passiven Struktur (insbesondere der Leitungsstruktur), aufgrund deren Komplexität, ein EM-Feldsimulator zur sogenannten Full-Wave Analyse der Einheitszelle eingesetzt. Als Ergebnis der Analyse liegt dann die elektromagnetische Beschreibung für diese, gegebene Einheitszelle in Form von S-Parametern vor. Wie das im Einzelnen vonstatten geht, wird in diesem Kapitel beschrieben. Doch damit noch nicht genug; für die Verknüpfung der Einheitszellen untereinander und mit den übrigen elektrischen Strukturen (Transistoren, Varaktoren, etc...), wie z.B. in Abbildungen 3.9 oder 3.12 zu sehen, wird ein Schaltungssimulator wie Spectre RF oder ADS benötigt, der die kombinierte Simulation von passiven und aktiven Strukturen ermöglicht.

Im folgenden Unterkapitel soll die simulationstechnische Methode zur Ermittlung der Eigenschaften der Einheitszelle näher betrachtet werden.

4.1 EM-Feld-Simulationen

Kommerziell erhältliche Feldsimulatoren (HFSS, EMPIRE, EMDS, CST, Momentum, etc...) werden zur Simulation von örtlich ausgedehnten, passiven Strukturen genutzt. Wie aus Kapitel 2 ersichtlich, werden die hier beschriebenen TL in N Einheitszellen zerlegt, um dann nur eine einzige Einheitszelle zu berechnen – damit bleibt der simulationstechnische Aufwand in einem vertretbaren Rahmen.

Als Eingangsparameter werden die elektrischen und magnetischen Eigenschaften der jeweiligen Schichtstrukturen, einschließlich deren Abmessungen, benötigt.

Spezielle Hochfrequenz Effekte, wie z.B. Skin- und Proximity-Effekt, müssen zusätzlich berücksichtigt werden. Weil bei hohen Frequenzen der Strom, aufgrund des Skin-Effekts, sich aus dem Volumen hin zur Oberfläche des Leiters verschiebt,

spielt die Rauhigkeit dieser Oberfläche eine große Rolle. In einigen Simulatoren wird dieser Effekt bereits berücksichtigt.

Nach dem Einbau des Modells in den Feldsimulator erhebt sich sofort die Frage nach der elektromagnetischen Anregung der Struktur – oder mit anderen Worten: An welchen Stellen der Struktur werden Quellen und Senken für das elektromagnetische Feld definiert. Die hier geeignete Art zur Anregung koplanarer Strukturen sind so genannte kompakte Tore. Das sind Tore, die aus einer normierten Anregungsbox und einem inneren Wellenwiderstand bestehen. Sie werden zwischen der „heißen" Struktur und der Masse verschaltet, wie in Abbildung 4.1 zu sehen.

Abbildung 4.1 zeigt die koplanare Einheitszelle aus Abbildung 3.3 mit eingefügten Toren.

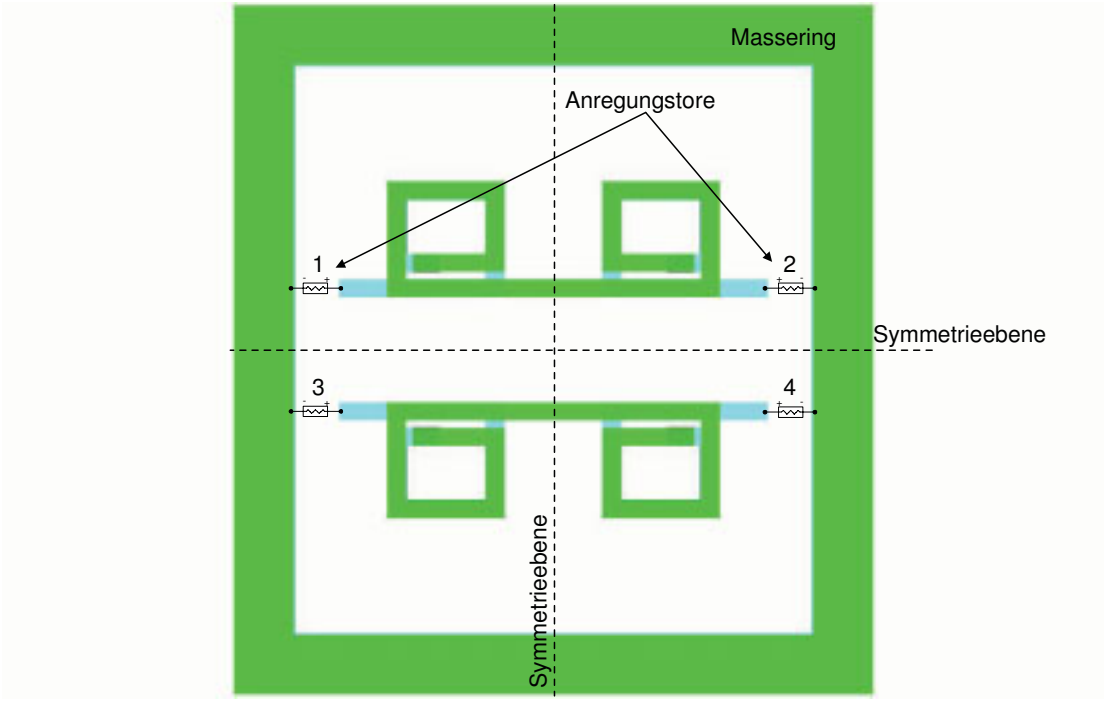


Abb. 4.1: Einheitszelle aus Abbildung 3.3, eingebettet im Feldsimulator mit angeschlossenen Toren zwischen der Struktur und ihrem Massering.

Nach der Definition der Tore erfolgt die Diskretisierung der Struktur. In vielen Simulationen ist dieser Prozess automatisiert. Hier erfolgt die Beschreibung über eine

Gitterstruktur. Die Gitterstruktur kann rechteck- als auch / oder dreieckförmig sein. Eine weitere Option besteht in der Erhöhung der Diskretisierungsliniendichte innerhalb einer Metallisierung, um die Stromverteilung (Skin- und Proximity-Effekt, etc...) innerhalb des Leiters besser erfassen zu können.

In Zeitbereichssimulatoren erfolgt die Anregung der einzelnen Tore mittels Impuls. Die Impulsantworten von allen Toren werden detektiert und anschließend in den Frequenzbereich zurück gerechnet. Aus den resultierenden Spannungen und Strömen im Frequenzbereich berechnet sich dann die Reflexions- und Transmissions- S-Parameter Matrix.

Wie leicht zu erkennen, verhalten sich – aufgrund der geometrischen Symmetrie – die Reflexions- und Transmissions-S-Parameter bei den jeweiligen Toren identisch. Das bedeutet, es braucht nur Tor 1 angeregt und berechnet werden, um daraus die Eigenschaften der gesamten Struktur zu ermitteln, indem jeweils $\underline{S}_{11}=\underline{S}_{22}=\underline{S}_{33}=\underline{S}_{44}$, $\underline{S}_{12}=\underline{S}_{34}$ und $\underline{S}_{13}=\underline{S}_{24}$ gesetzt werden.

Im differentiellen Modus der Anregung verlaufen die elektrischen und magnetischen Feldlinien symmetrisch zu der Symmetrieebene, deren Normale senkrecht zur Ausbreitungsrichtung liegt. Weiterhin verlaufen die elektrischen Feldlinien senkrecht zu dieser Ebene. Diese Ebene verhält sich somit für die Struktur im differentiellen Modus wie eine ideal leitende Ebene.

Wird diese ideal leitende Wand als Randbedingung berücksichtigt, kann der simulationstechnische Aufwand auf die Hälfte des ursprünglichen gesenkt und damit viel Rechenzeit eingespart werden.

Abbildung 4.2 zeigt die koplanare Einheitszelle aus Abbildung 4.1 mit der elektrisch leitenden Wand.

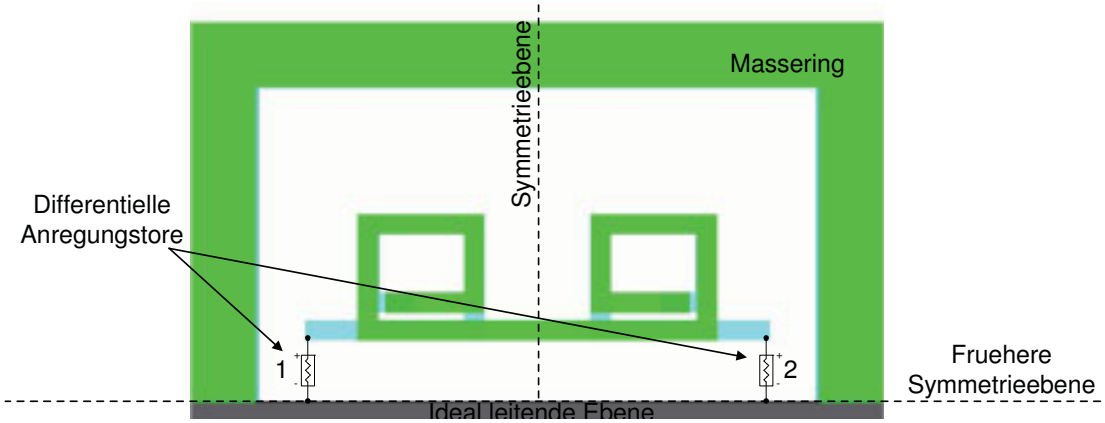


Abb. 4.2: Simulation der Hälfte der Einheitszelle aus Abbildung 4.1 mit angeschlossenen Toren zwischen der Struktur und der ideal leitenden Ebene.

Da diese ideal elektrisch leitende Ebene auch als Masse fungiert, können die Quellen direkt zwischen der Struktur und dieser Ebene angeschlossen werden. Die Simulation gibt dann selbstverständlich nur die differentiellen Eigenschaften der Struktur wider. Auch hier kann die Symmetrie der Struktur in Ausbreitungsrichtung ausgenutzt werden indem nur Tor 1 angeregt wird, wiederum um Rechenzeit zu sparen.

Die differentiellen Eigenschaften der kompletten Einheitszelle ergeben sich dadurch, dass im Schaltungssimulator zwei Einheitszellenhälften aus Abbildung 4.2 kombiniert und differentiell anregt werden. Diese Anordnung zeigt Abbildung 4.3.

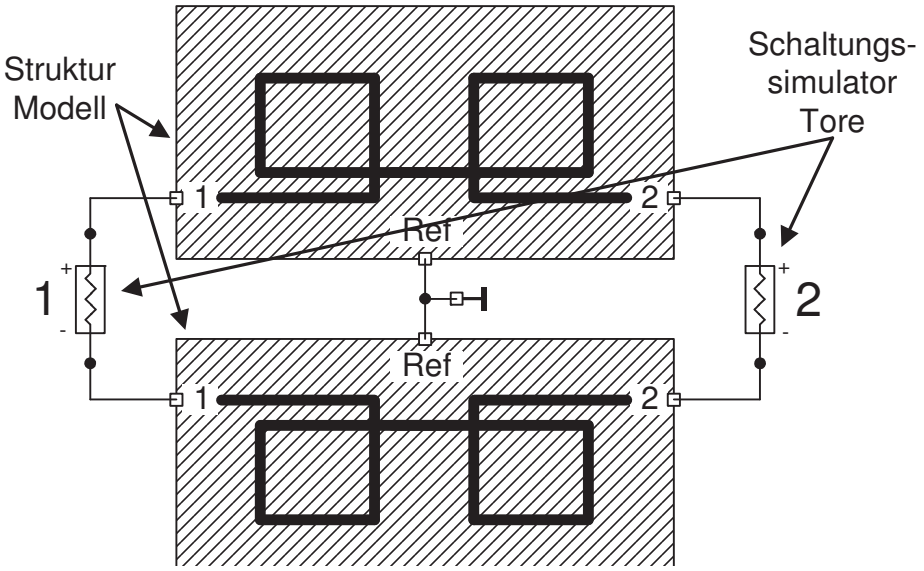


Abb. 4.3: Anordnung zur simulationstechnischen Ermittlung der differentiellen Eigenschaften der gesamten Einheitszellen als Kombination zweier Einheitszellenhälften aus Abbildung 4.2.

Das Symbol der Einheitszellenhälfte aus Abbildung 4.2 ist in der Anordnung schraffiert dargestellt. Die Tore des Symbols sind in diesem Beispiel als kleine Quadrate eingefügt. Jedes Quadrat hat die Tornummer, die ihm im Feldsimulator (Abbildung 4.2) zugewiesen wurde. Hinter dem Symbol steckt die Beschreibung der simulierten Struktur aus Abbildung 4.2. Diese Beschreibung gilt in der Regel für den gesamten simulierten Frequenzbereich. Dabei empfiehlt es sich, den Frequenzbereich auch auf f = 0 (DC) auszudehnen.

Die Simulation gibt die S-Parameter im differentiellen Modus aus. Somit braucht die Umwandlung aus Gleichung (2.13) nicht mehr durchgeführt zu werden; es kann direkt mit der Umwandlung der differentiellen S-Parameter in differentielle Kettenmatrix-Parameter begonnen werden.

Die Simulation von Strukturen, die mit MIM Kapazitäten versehen sind (Struktur aus Abbildung 3.10) erfolgt analog. Der Einbau von MIM Kapazitäten im Feldsimulator ist zwar möglich, sorgt aber für einen komplexeren Strukturaufbau und entsprechend größerer Rechenzeit. Allerdings würde dabei auch gleich der Einfluss der Geometrie der MIM Kapazitäten auf das magnetische Feld der Struktur berücksichtigt.

Eine Alternative besteht darin, die MIM Kapazitäten durch elektrische Tore zu ersetzen, wie in Abbildung 4.4 gezeigt.

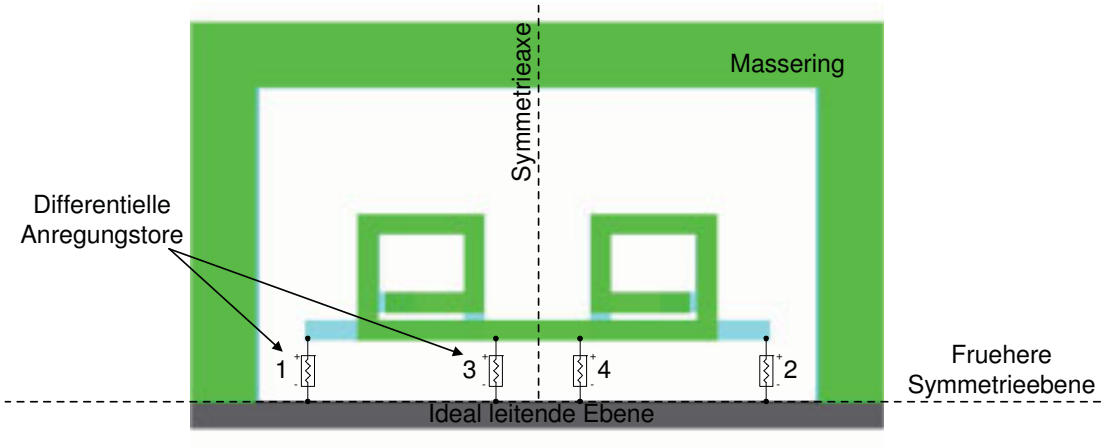


Abb. 4.4: Simulation der Hälfte der Einheitszelle aus Abbildung 3.10 mit angeschlossenen Toren zu der ideal leitenden Ebene.

Für das Beispiel in Abbildung 4.4 wird die Struktur aus Abbildung 3.10 benutzt. Dabei ersetzen die Tore 3 und 4 aus Abbildung 4.4 die inneren MIM Kapazitäten in Abbildung 3.10.

Später – im Schaltungssimulator – wird der Struktur das entsprechende MIM Model wieder hinzugefügt. Die Schaltung dieser Struktur zeigt Abbildung 4.5.

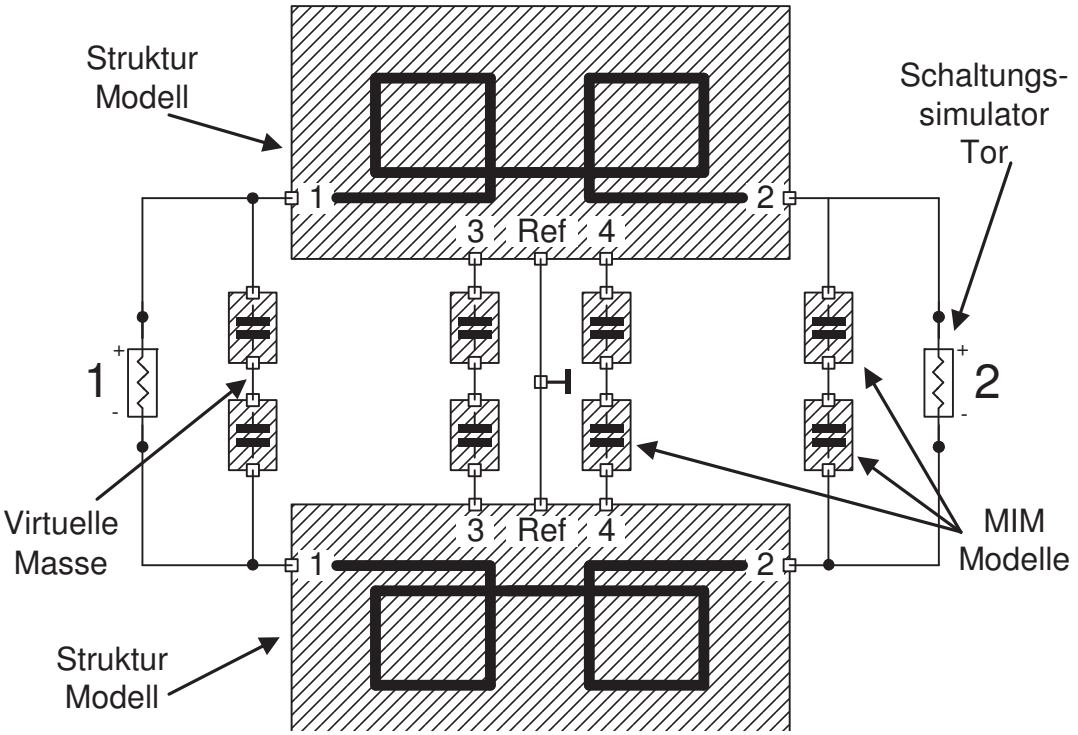


Abb. 4.5: Schaltung für die kombinierte Simulation, bestehend aus den Einheitszellenhälften aus Abbildung 4.4 und den MIM Modellen.

Dabei wird die Struktur mit den Modellen der MIM Kapazitäten verschaltet und differentiell angeregt. Diese Methode hat auch den Vorteil, dass die Modelle der MIM Kapazitäten auf Messungen bei verschiedenen Frequenzen basieren können.

Bei den Strukturen, die mit Varaktordioden ausgestattet sind, ist dieser Weg unvermeidlich, da die Berücksichtigung von Varaktordioden im Feldsimulator sich äußerst kompliziert und aufwendig darstellt. Vor allem lassen sich Frequenz- und DC-Eigenschaften der Diode nur sehr schlecht im Feldsimulator modellieren. Auf diese Weise können aber die auf Messungen basierenden Modelle von Varaktordioden benutzt werden. Dabei sollten die Tore der Varaktordiode so definiert werden, dass damit auch die Durchkontaktierungen (Vias) der Leitung zur Varaktordiode mit berücksichtigt werden. Abbildung 4.6 zeigt das Schaltbild einer solchen Simulation.

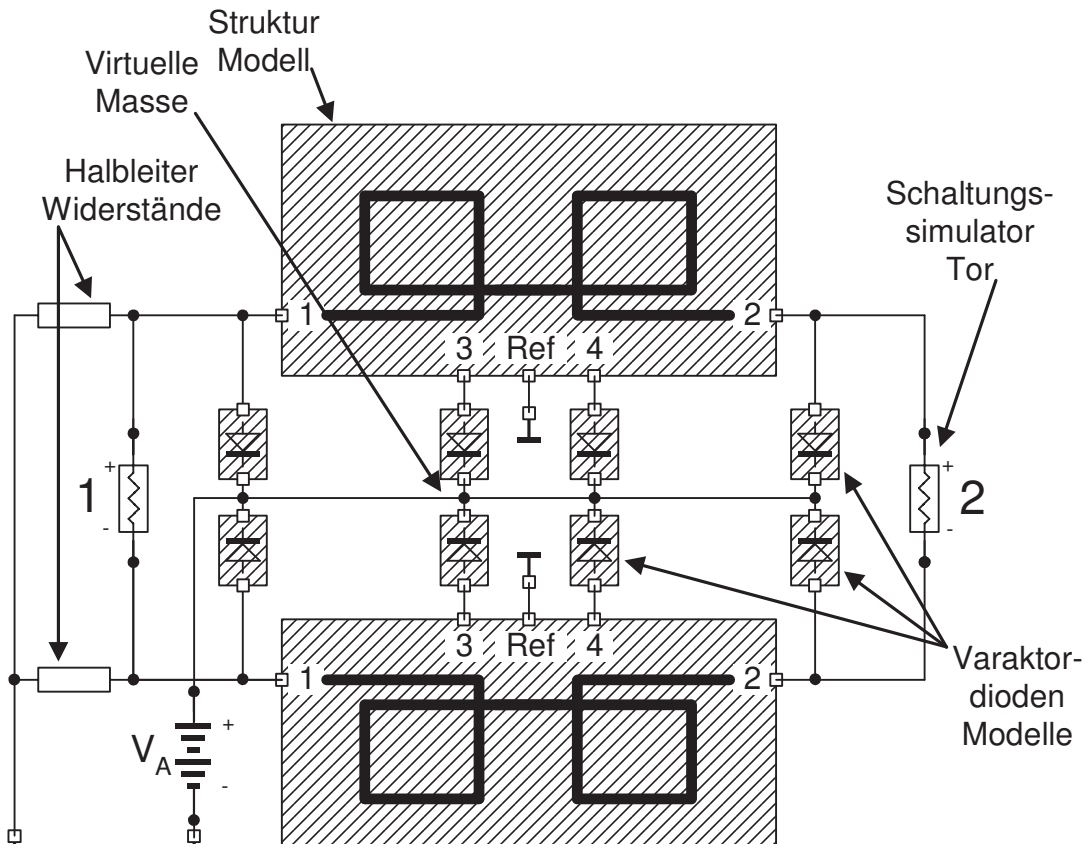


Abb. 4.6: Schaltung für die kombinierte Simulation. bestehend aus den Einheitszellenhälften aus Abbildung 4.4 und den Varaktordioden Modellen.

Die Varaktordiode besitzt im Simulator ein Modell, dass ihr Verhalten sowohl bei Gleichstrom als bei Hochfrequenz modelliert. Mit dieser kombinierten Simulation können die Eigenschaften der gesamten Einheitszelle ermittelt werden. Auf diese Weise können die differentiellen S-Parameter Matrizen, z.B. für die verschiedenen Abstimmspannungen V_A, gewonnen und daraus die Eigenschaften der gesamten Einheitszelle für die verschiedenen V_A ermittelt werden.

Diese Lösung funktioniert nicht bei Strukturen, die eine elektrische Verbindung durch die Symmetrieebene hindurch haben. Bei solchen Strukturen kann keine ideal leitende Ebene angewendet werden, da es sonst zu Kurzschlüssen mit dieser Ebene kommen würde. Ein Beispiel für einen solchen Fall stellt die Einheitszelle aus Abbildung 3.5 dar.

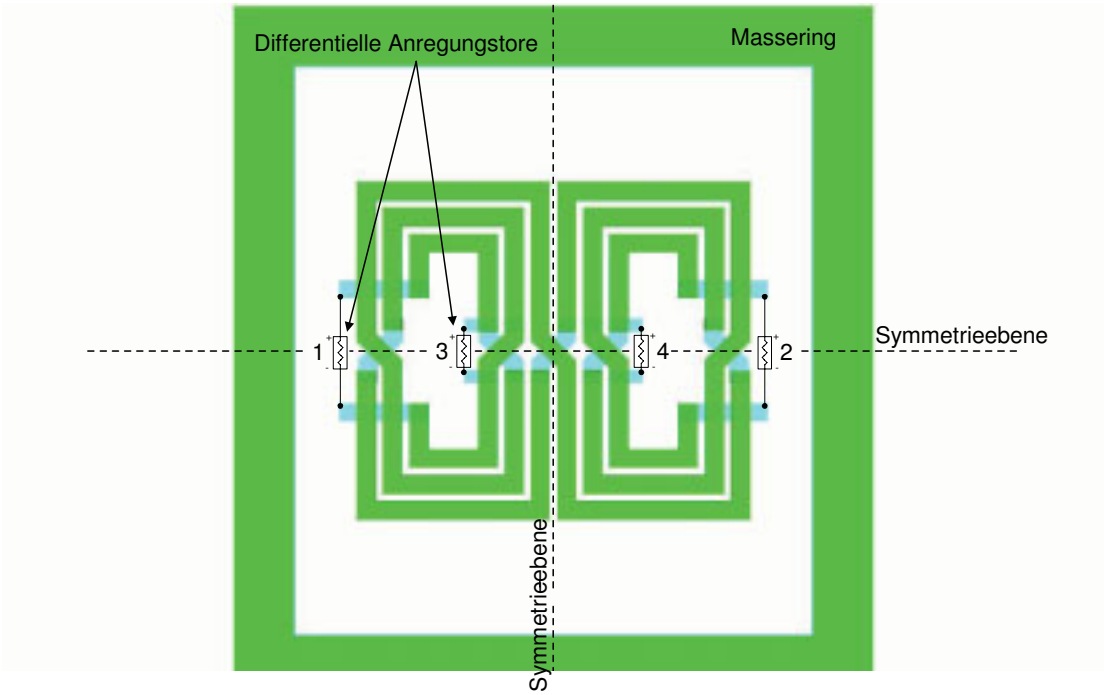


Abb. 4.7: Einheitszelle aus Abbildung 3.5, angeregt mit differentiellen Toren.

Nun muss die gesamte Struktur im Feldsimulator differentiell (der Port sitzt zwischen den beiden symmetrischen Leitern) angeregt werden. Die Tore 1 und 2 sind die differentiellen Eingänge der Einheitszelle. Die Tore in der Strukturmitte (Tor 3 und 4) symbolisieren beispielsweise die differentiellen Varaktordioden. Ähnlich wie in Abbildung 4.6 gezeigt, wird hier eine Strukturhälfte benutzt damit mittels Schaltungssimulators die kombinierte Simulation für beide Strukturhälften, verschaltet mit den differentiellen Varaktordioden, durchgeführt werden kann. Wie daraus die differentiellen S-Parameter der gesamten Einheitszelle ermittelt werden, muss noch gezeigt werden. Dazu dient Abbildung 4.8.

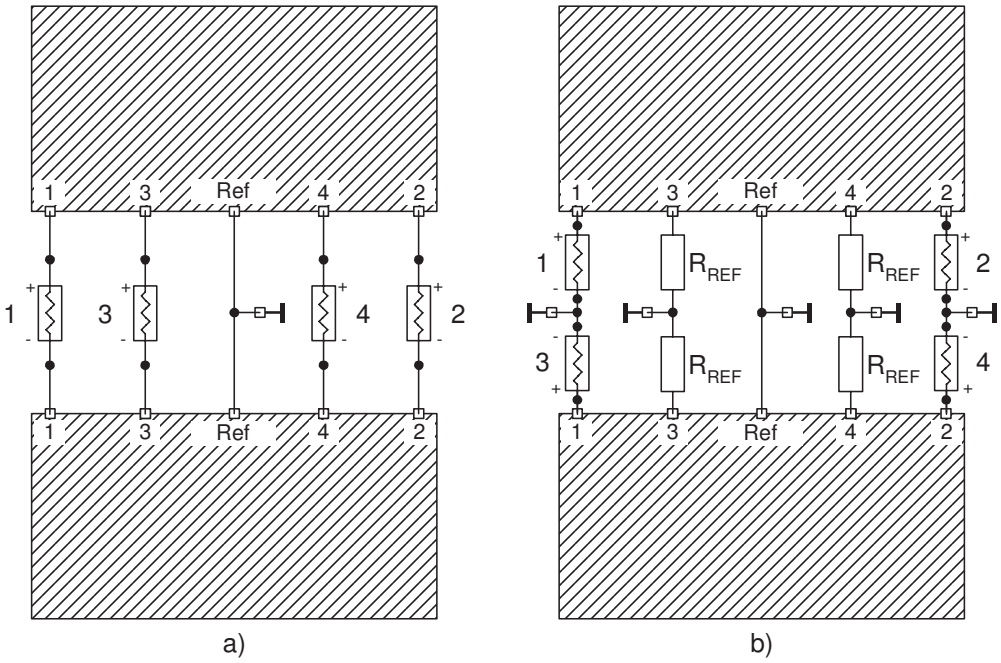


Abb. 4.8: Ersatzschaltbild zur Verdeutlichung des Aufteilens der Einheitszelle aus Abbildung 4.7 in zwei identischen Einheitszellenhälften.

Abbildung 4.8 a) zeigt die Schaltung der Struktur aus Abbildung 4.7, differentiell angeregt; allerdings ist die Struktur symbolisch in zwei identische, single ended Symbole aufgeteilt worden. Abbildung 4.8 b) zeigt die gleiche Einheitszelle, nun single ended angeregt. Zusätzlich werden die Tore 3 und 4 beider Symbole mittels Referenzwiderstands nach Masse abgeschlossen. Dadurch wird das Netzwerk zu einem 4-Tor Netzwerk, und somit einfacher zu behandeln. Aus dem Feldsimulator ergeben sich die differentiellen S-Parameter. Benötigt werden die single ended S-Parametern des Symbols. Der Zusammenhang zwischen differentiellen und single ended S-Parameter mit der Tor Definition aus Abbildung 4.8 b) ist in Gleichung (4.1) gegeben.

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_{11D} & \underline{S}_{12D} \\ \underline{S}_{21D} & \underline{S}_{22D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} - \underline{S}_{13} - \underline{S}_{31} + \underline{S}_{33} & \underline{S}_{12} - \underline{S}_{14} - \underline{S}_{32} + \underline{S}_{34} \\ \underline{S}_{21} - \underline{S}_{23} - \underline{S}_{41} + \underline{S}_{43} & \underline{S}_{22} - \underline{S}_{24} - \underline{S}_{42} + \underline{S}_{44} \end{bmatrix}, \qquad (4.1)$$

wobei $\underline{S}_{11D}$, $\underline{S}_{12D}$, etc. ... die differentiellen S-Parameter der Einheitszelle aus Abbildung 4.8 a) bzw. aus dem Feldsimulator

und $\underline{S}_{11}$, $\underline{S}_{12}$, $\underline{S}_{13}$, etc. ... die gewünschten single ended S-Parameter der Einheitszelle aus Abbildung 4.8 b) sind.

Weil die beiden Symbole aus Abbildung 4.8 b) keinerlei Kopplung zwischen einander haben, sind $\underline{S}_{13}$, $\underline{S}_{31}$, $\underline{S}_{14}$, $\underline{S}_{41}$, $\underline{S}_{32}$, $\underline{S}_{23}$, $\underline{S}_{24}$, und $\underline{S}_{42}$ null. Weiterhin gilt wegen der Gleichheit beide Symbole $\underline{S}_{11}=\underline{S}_{33}$, $\underline{S}_{12}=\underline{S}_{34}$, $\underline{S}_{21}=\underline{S}_{43}$ und $\underline{S}_{22}=\underline{S}_{44}$. So vereinfacht sich Gleichung (4.1) zu:

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_{11D} & \underline{S}_{12D} \\ \underline{S}_{21D} & \underline{S}_{22D} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2*\underline{S}_{11} & 2*\underline{S}_{12} \\ 2*\underline{S}_{21} & 2*\underline{S}_{22} \end{bmatrix}. \tag{4.2}$$

Dann errechnen sich die gewünschten single ended S-Parameter zu:

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\underline{S}_{11D}}{2} & \frac{\underline{S}_{12D}}{2} \\ \frac{\underline{S}_{21D}}{2} & \frac{\underline{S}_{22D}}{2} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}*\begin{bmatrix} \underline{S}_{11D} & \underline{S}_{12D} \\ \underline{S}_{21D} & \underline{S}_{22D} \end{bmatrix}. \tag{4.3}$$

Durch Abschließen der anderen Tore mit R_{RFE} nach Masse, berechnen sich die S-Parameter der Einheitszellenhälfte zu:

$$\begin{bmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} & \underline{S}_{13} & \underline{S}_{14} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} & \underline{S}_{23} & \underline{S}_{24} \\ \underline{S}_{31} & \underline{S}_{32} & \underline{S}_{33} & \underline{S}_{34} \\ \underline{S}_{41} & \underline{S}_{42} & \underline{S}_{43} & \underline{S}_{44} \end{bmatrix} = \frac{1}{2}*\begin{bmatrix} \underline{S}_{11D} & \underline{S}_{21D} & \underline{S}_{31D} & \underline{S}_{41D} \\ \underline{S}_{21D} & \underline{S}_{22D} & \underline{S}_{23D} & \underline{S}_{24D} \\ \underline{S}_{31D} & \underline{S}_{32D} & \underline{S}_{33D} & \underline{S}_{34D} \\ \underline{S}_{41D} & \underline{S}_{42D} & \underline{S}_{43D} & \underline{S}_{44D} \end{bmatrix}. \tag{4.4}$$

Diese Rechnung läßt sich verallgemeinern für mehrere Tore. Theoretisch können die Einheitszellen an mehreren Stellen und sehr oft belastet werden. Für einen Fall mit beliebiger Anzahl von Belastungen an den Toren gilt dann allgemein:

$$[S] = \frac{1}{2}*[S_D]. \tag{4.5}$$

Nach der Berechnung der Einheitszellenhälfte kann nun mit der Berechnung der gesamten Struktur, wie in Abbildung 4.6, fort gefahren werden.

Ähnlich wie die Struktur aus Abbildung 4.7 muss die Struktur nach Abbildung 4.9 behandelt werden. Allerdings gibt es hier den speziellen Fall, dass sich ein tatsächlischer DC-Kurzschluss

am Tor 3 ergibt, da hier die Struktur in die beiden Hälften geteilt wird. Soll an den Klemmen von Tor 3 ein bestimmtes DC Potential angelegt werden, muss das über eine hochohmige Einspeisung erfolgen, z.B. mittels Bias-T.

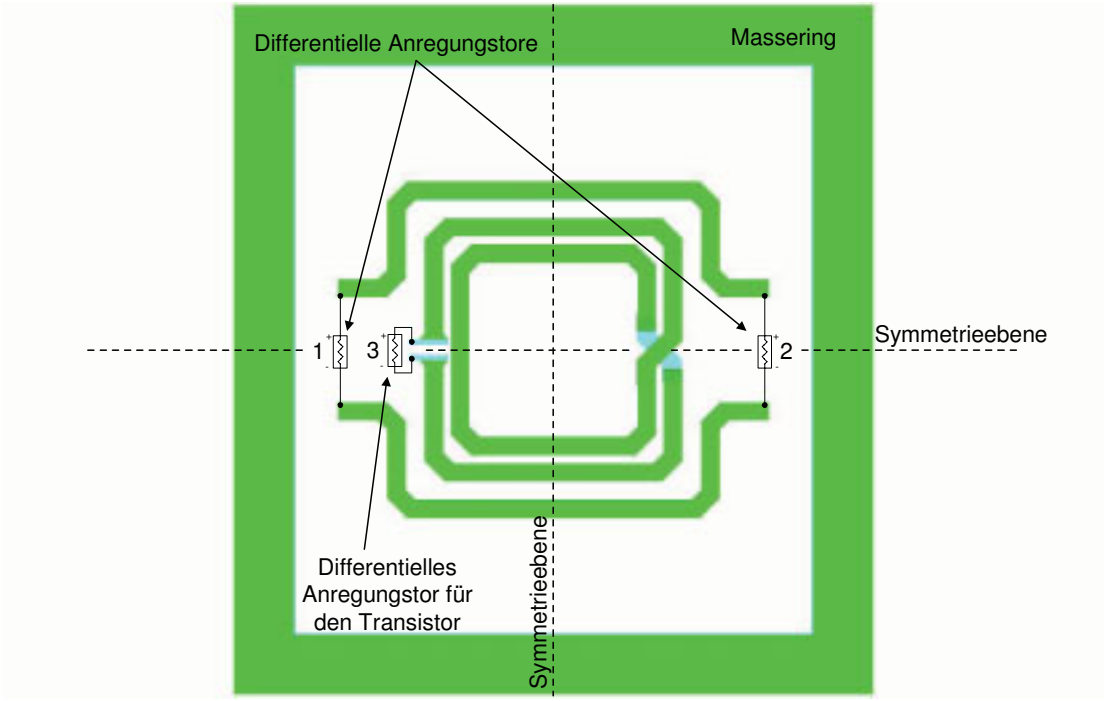


Abb. 4.9: Einheitszelle mit angeschalteten, differentiellen Toren.

Diese Struktur hat nur drei differentielle Tore. Nach dem Aufbrechen in zwei Teilstrukturen, durch Anwendung von Gleichung (4.5), kann die Struktur im Schaltungssimulator eingebaut und simuliert werden. Die Schaltung dieser Simulation zeigt Abbildung 4.10.

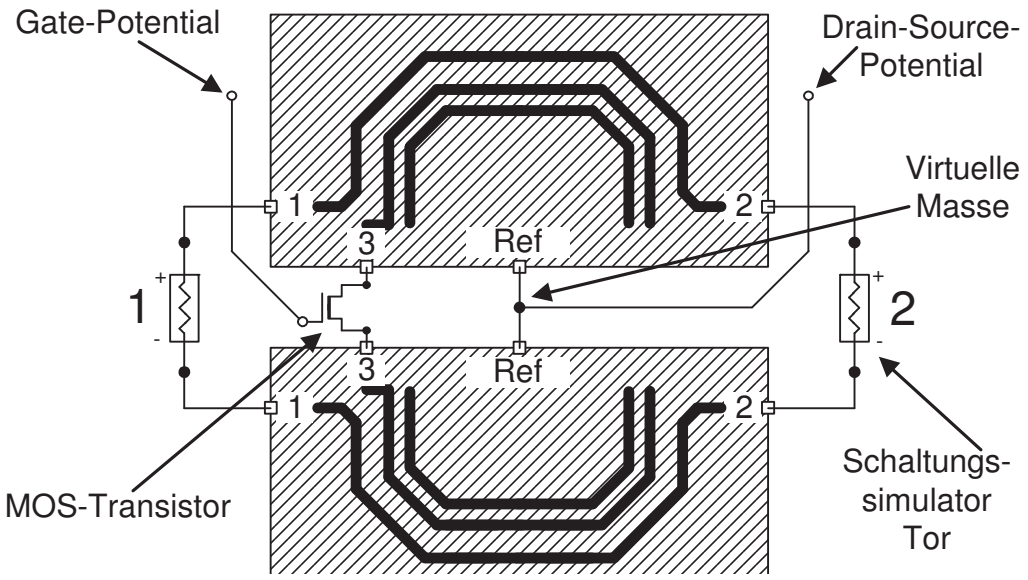


Abb. 4.10: Kombinierte Simulation zur Ermittlung der Eigenschaften der Einheitszelle.

Wie vorher erwähnt, ist Tor 3 an dem Referenzknoten des Symbols gleichstrommäßig kurzgeschlossen. Anderes als bei Nutzung eines Bias-T kann nun der Referenzknoten des Symbols selber als zweiter Anschluß für eine DC Einspeisung benutzt werden. Dieser Referenzknoten verhält sich als virtuelle Masse im differentiellen Modus.

Die Struktur aus Abbildung 4.9 gehört zu den Strukturen, die die elektrische Wand nicht all zu oft durchstoßen. Somit kann die Struktur in zwei Hälften zerlegt und jeder Durchgang durch ein Tor repräsentiert werden, wie in Abbildung 4.11 gezeigt.

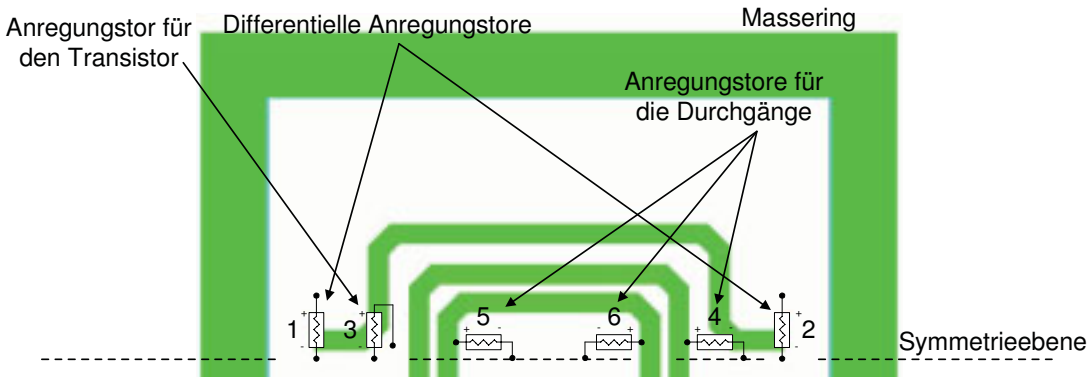


Abb. 4.11: Simulation einer Hälfte der Einheitszelle aus Abbildung 4.9 mit angeschlossenen Toren gegenüber der ideal leitenden Ebene.

Aus dieser Simulation ergibt sich die Beschreibung der Einheitszellenhälfte. In diesem Beispiel ergibt sich ein 6-Tor Netzwerk. Abbildung 4.12 zeigt dann die weitere Beschaltung im Schaltungssimulator zur Simulation der gesamten Einheitszelle.

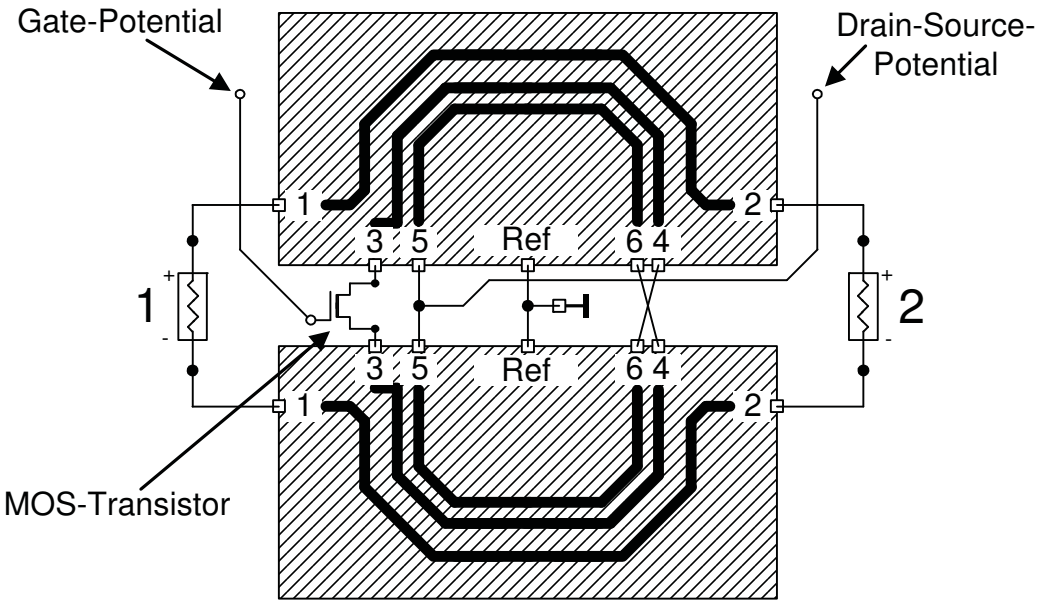


Abb. 4.12: Schaltung der Simulation zur Ermittlung der Eigenschaften der Einheitszelle aus Abbildung 4.9.

Zwischen den Toren 4 und 6 der einzelnen Symbole wird die Kreuzung aus Abbildung 4.9 realisiert. Die Tore 5 wurden

kurzgeschlossen; sie stellen in diesem Fall den DC-Anschluß der Drain- und Source- Gebiete dar. Ebenfalls stellen sie im differentiellen Modus die virtuelle Masse dar. Der Transistor besitzt im Simulator ein Modell, das ihn sowohl im Gleichstrom als auch im Hochfrequenz Bereich modelliert. Mit dieser kombinierten Simulation können die Eigenschaften der Einheitszelle ermittelt werden. Durch Einstellung der verschiedenen Potentiale können die Eigeschaften der Einheitszelle über die Abstimmungsspannung simuliert werden. Auf diese Weise werden die differentiellen S-Parameter Matrizen, z.B. für die verschiedenen Gate-Drain/Source Spannungen, gewonnen, die wiederum die Eigenschaften der Einheitszelle für verschiedene definierte Abstimmspannungen ergeben. Der Unterschied zur vorherigen Methode aus Abbildung 4.10 besteht darin, dass hier die Kreuzung zwischen den Toren 4 und 6 sowie der Kurzschluss zwischen den Toren 5 mittels idealer Verbindungen ralisiert wird. Das ist nur zulässig, wenn deren Einflüsse (z.B. Serienwiderstand, etc.) vernachläßigt werden kann.

5 Realisierung der Teststrukturen

Zur messtechnischen Verifizierung der simulierten DTL wurden mehrere Teststrukturen entworfen und hergestellt. Dafür wurde ATMEL's AT46k7 Technologie genutzt. Zunächst wird der allgemeine Aufbau der Teststrukturen beschrieben, um danach die Technologie etwas näher vorzustellen.

5.1 Aufbau der Teststrukturen

Die Testrukturen bestehen aus differentiellen Transmissionsleitungen (DTL) in koplanarer Anordnung. Zur Charakterisierung der DTL stehen koplanare Mikrowellenmessspitzen in der GSSG (Ground-Signal-Signal-Ground) Konfiguration zur Verfügung. Die Mikrowellenmessspitzen werden im Kapitel 6 näher beschrieben. Die Abbildung 5.1 zeigt den Aufbau der Teststrukturen.

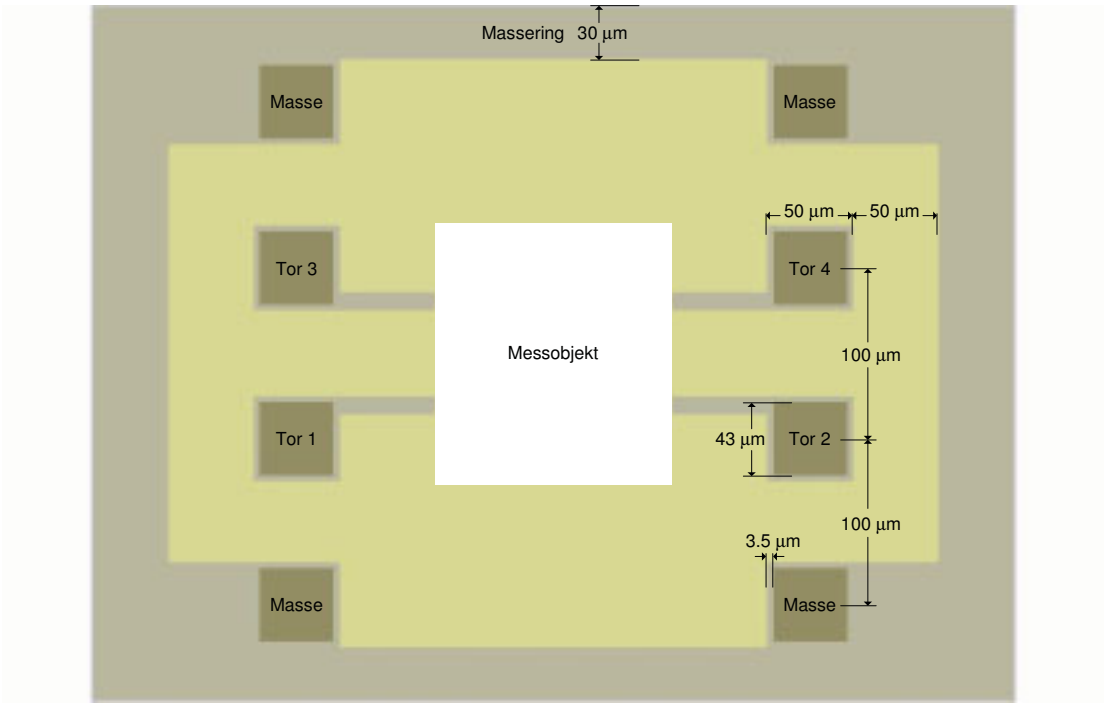


Abb. 5.1: Kontaktflächen für die Mikrowellenmessspitzen zur Messung der differentiellen Transmissionsleitungen.

Um eine zuverlässige Kontaktierung zu erhalten, werden die von der Passivierungsschicht freigeätzten Kontaktflächen zu einer Breite und einer Länge von je 43µm gewählt, wobei der Abstand zu benachbarten Kontaktflächen 100µm beträgt. Die Ground-Kontaktflächen, sowohl der eigenen Messspitze als auch der beiden Messspitzen untereinander sind mit einer gemeinsamen Masseleitung verbunden. In der Teststruktur sind die Masseleitungen in allen verfügbaren Metallisierungsebenen mit einer Breite von 30µm ausgeführt. Weiterhin werden sie durchgehend zueinander sowie zum Substrat kontaktiert. So ensteht ein 3D-Massering um die Einheitszelle herum.

Abstimmbare Strukturen benötigen weitere Kontaktflächen zur Bereitstellung der Abstimmspannungen. Das wird über eine weitere DC-Nadel vorgenommen. In diesem Fall findet eine achtfache DC-Nadelanordnung Anwendung.

5.2 Technologie

In diesem Unterkapitel wird die verwendete Technologie kurz beschrieben.

Sie besitzt fünf Aluminium-Metalllagen, welche in Siliziumoxid (ε_r = 4,1) eingebettet sind. Um parasitäre Effekte für die hauptsächlich passiven Elemente zu minimieren, werden sie möglichst in den obersten Metallebenen realisiert. Die Abbildung 5.2 zeigt die wesentlichen Materialschichten in der AT46k7 Technologie. Über den verschieden dotierten Siliziumgebieten befinden sich vier Aluminium Lagen (Dicke ca. 1µm) und eine sogenannte Spulen Metalllage (Dicke ca. 4,1µm). Zwischen den Metalllagen befindet sich je eine 1µm dicke Oxidschicht. Um wohl definierte Metallstrukturen herstellen zu können, wird nach jedem Metallisierungsschritt die gesamte Scheibenoberfläche eingeebnet.

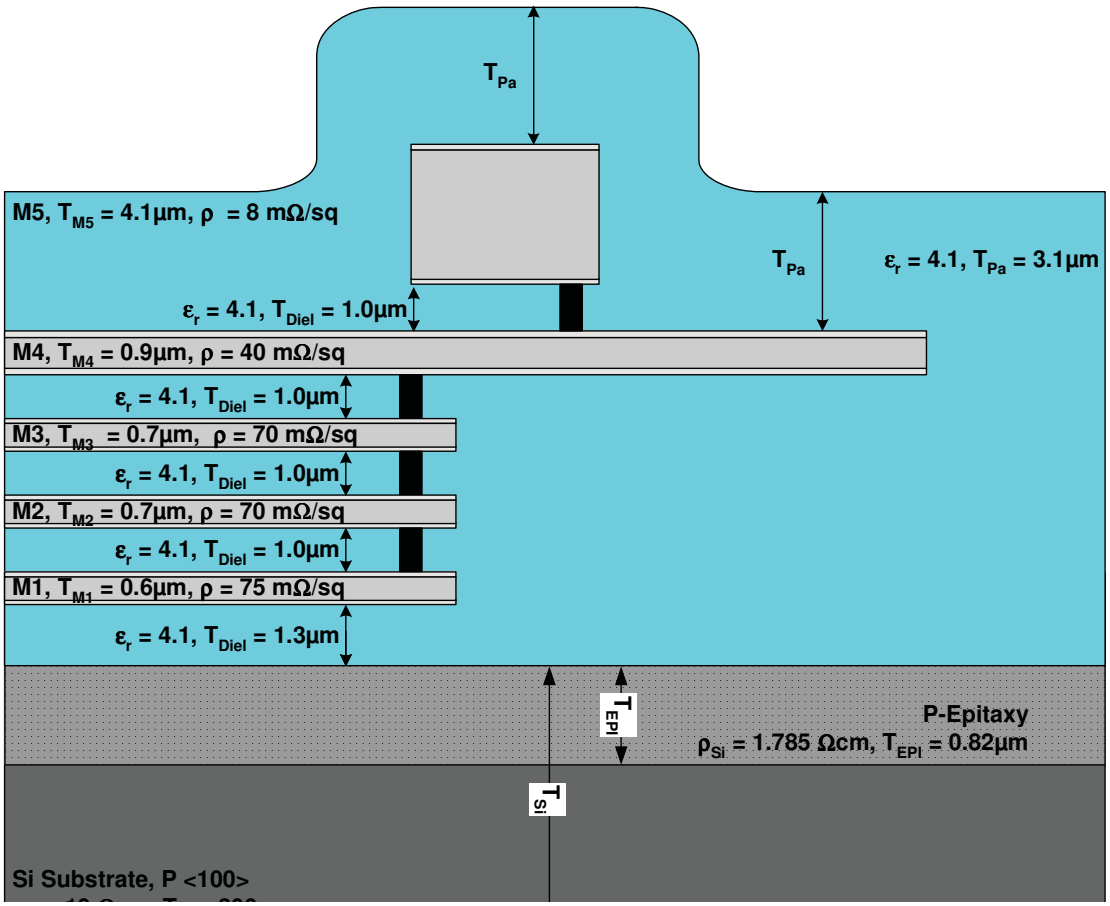


Abb. 5.2: Materialschichten der Technologie AT46k7 der Firma Atmel Corporation.

Um die Grenzoberfläche Silizium / Siliziumoxid langfristig zu stabilisieren, fügt man eine p-Epi-Wanne hinzu. Die Einstellung der Leitfähigkeit solcher Epi-Wannen wird gut beherrscht und unterstützt somit die Reproduzierbarkeit der Grenzoberfläche Silizium / Siliziumoxid.

In den vier unteren Metallagen M1, M2, M3 und M4 dürfen die Schlitze zwischen zwei Metallleitern einen Mindestabstand von 0,56µm nicht unterschreiten. In der obersten Metalllage ist die kleinste erlaubte Schlitzbreite 3.1µm – bedingt durch die Dicke dieser Metallisierungslage. Die Metallebenen werden mittels Durchkontaktierungen (Vias) verbunden. Das Si-Substrat hat eine Leitfähigkeit von 19Ωcm, die p-Epi Schicht von 1,78Ωcm.

6 Messtechnische Charakterisierung

In diesem Kapitel wird die Messtechnik für die Charakterisierung der DTL vorgestellt.

Zuerst wird der Meßaufbau beschrieben, danach erfolgt die Beschreibung der Kalibrierung des Messaufbaus und am Ende wird die verwendete Methodik zur Extrahierung der Ergebnisse vorgestellt.

Zur Charakterisierung der DTL wird ein 4-Tor Streuparameter-Messplatz benötigt.

6.1 Der 4-Tor Streuparameter-Messplatz

Der Messplatz besteht aus einem NWA und einem mechanischen Aufbau (On-wafer Prober) mit zwei 3D Manipolatoren, die jeweils eine Mikrowellenmessspitze (MWMS) trägt, und den Verbindungskabeln.

In folgenden werden die einzelnen Teile beschrieben.

Der 4-Tor Vektor Netwerkanalysator (NWA)

Zur Verfügung stand der NWA N5230A der Firma Agilent. Das ist ein 4-Tor NWA mit einem Frequenzbereich 100kHz bis 20GHz. Er verfügt über vier 50Ω SMA-Eingänge. Dieses Gerät ermittelt sowohl Betrag als auch Phase der S-Parameter. Der Aufbau mit den Schaltboxen ist sehr kompliziert, deshalb geschieht deren Steuerung über ein eigenes Steuerprogramm. Über einen internen Rechner mit dem Betriebsystem Window-XP kann der NWA bedient werden. Nach Auswahl des gewünschten Frequenzbereichs, Anzahl der Frequenzpunkte und Anzahl der zu messenden Tore ist die Eingabeprozedur beendet. Die S-Parameter können dann direkt am Display angezeigt werden. Es wurden 4-Tor Messungen im Frequenzbereich von 0,3 bis 20GHz mit 20.000 gleich verteilten Frequenzpunkten durchgeführt. Die Ausgabe der Messdaten zur Weiterverarbeitung erfolgt über das "Touchstone" Datenformat.

Um die Teststruktur zu kontaktieren, werden Mikrowellen-Messspitzen eingesetzt. Mittels 50Ω Koaxialkabeln werden die MWMS jeweils mit den dazugehörigen NWA-Eingängen verbunden. Die Konstruktion der MWMS wird im folgenden Abschnitt beschrieben.

Differentielle Mikrowellenmessspitzen

Zur Kontaktierung der in Abschnitt 5.1 vorgestellten DTL Struktur in koplanarer Konfiguration werden zwei differentiell aufgebaute koplanare MWMS mit der GSSG-Konfiguration der Firma Cascade Microtech verwendet. Die MWMS mit der Bezeichnung ACP-40-DW (AIR COPLANAR PROBE) sind für den gesamten Frequenzbereich 0 – 40GHz geeignet.

Die von der Passivierungsschicht befreiten Kontaktflächen auf der Teststruktur sind in der vierten Metallisierungsebene ausgeführt. Aluminium mit geringem Siliziumanteil bildet das Materialsystem dieser Metallisierungsebene. Leider bildet sich im Allgemeinen an der Al-Oberfläche zur Luft hin eine Oxidschicht. Um die Metallisierung richtig – d.h. ohmsch – zu kontaktieren, muss diese Oxidschicht durchstoßen werden. Das Problem liegt nun aber darin, dass sich an Luft sehr schnell immer wieder eine neue Oxidschicht bildet.

Als Material für die MWMS stehen sowohl Wolfram als auch Beryllium-Kupfer zur Verfügung. Der Unterschied zwischen beiden Systemen besteht darin, dass Wolfram hart und sich gut eignet zum Durchstoßen der störenden Oxidschicht auf den Kontaktflächen. Die Nadelspitze kann aber aus technischen Gründen nicht sehr spitz ausgeführt werden. Beryllium-Kupfer ist etwas weicher und somit mechanisch empfindlicher als Wolfram. Die Nadelspitze kann aber sehr spitz hergestellt werden. Bei der Kontaktierung dringen die Spitzen der MWMS geringfügig in das Materialsystem ein und stellen somit zur darunter liegenden Metallisierung einen sehr gut reproduzierbaren ohmschen Kontakt her. Diese MWMS haben die Bezeichnung „Infinity"-Probe. Die Kontaktwiderstände dieser Spitze zu der Al-Kontaktfläche liegt im Bereich von 0,03Ω und dieser Kontaktwiderstand ist wesentlich stabiler

und reproduzierbarer als bei Verwendung konventioneller Wolfram MWMS, bei denen der Kontaktwiderstand im Bereich von 0,13Ω liegt. Nun ist es eine Frage des Preises und der Stabilität / Reproduzierbarkeit der Messungen mit derart niedrigen Kontaktwiderstand, ob die jeweiligen Messungen ohne gravierende Probleme durchgeführt werden können. Deshalb werden in dieser Arbeit Wolfram MWMS verwendet.

Die Abstände zwischen G und S sowie S und S betragen bei den verwendeten Messspitzen 100µm. Die MWMS sind symmetrisch aufgebaut und eignen sich daher hervorragend zur Durchführung von Messungen an symmetrischen Bauelementen. Sie verfügen über zwei koaxiale Schnittstellen, an denen die Koaxialkabel angeschlossen werden. Die MWMS werden auf dem On-wafer Prober einander gegenüberliegend montiert, wie es die Teststruktur aus Unterkapitel 5.1 zeigt. Zur mechanischen Justage der MWMS werden manuell bedienbare Manipulatoren verwendet. Die Positionierung dieser beiden GSSG- Messspitzen ist wesentlich leichter als das gleichzeitige Justieren von vier gewöhnlichen GSG-Messspitzen, da man sonst zwei Messspitzen mit jeweils zwei Toren an einem Ende der Teststruktur positionieren müsste. Andere und noch genauere Messspitzen, gebaut auf der Basis der klassischen Bauform, sind die GSGSG- Messspitzen. Sie besitzen die gleiche Genauigkeit wie die GSG-Messspitzen. Ihr Nachteil liegt aber darin, dass die Signale dann 200µm weit voneinander entfernt abgegriffen werden müssten. Gerade wenn wenig Platz an der Teststruktur zur Verfügung steht oder die Abmessungen zu klein sind, werden deshalb vorzugsweise Spitzen in GSSG- Konfiguration verwendet. Diese Messspitzen funktionieren bis zu einer oberen Frequenz von 40GHz, sind daher für die Messungen, die in dieser Arbeit vorgesehen sind, ausreichend.

Jede Messspitze weist zwei SMA-Stecker auf. Insgesamt werden vier Koaxialkabel benötigt, die zum NWA führen. Diese Kabel sind möglichst gleich lang und von gleicher Qualität zu wählen. Das erhöht die Unempfindlichkeit des Messplatzes gegenüber Schwankungen der Umgebungsverhältnisse (Alle Kabel haben z.B. die gleiche Temperaturkonstante und werden

dann auf eine Temperaturschwankung auch die gleiche Reaktion aufweisen). Allgemein gilt jedoch, je kürzer die Kabeln, umso empfindlicher ist der Messplatz. Daher wird der NWA hinter dem On-wafer Prober platziert. Der Aufbau ist in der Abbildung 6.1 gezeigt.

Abb. 6.1:Der 4-Tor S-Parameter Messplatz.

Zur spannungsgesteuerten Einstellung der Arbeitspunkte an den verschiedenen Strukturen wird eine sogenannte DC-Nadelanordnung der Firma Cascade Microtech verwendet, die acht getrennte DC- Potentiale zur Verfügung stellen kann. Sie wird auf einen dritten Manipulator montiert und steht im 90° Winkel zu den Mikrowellenmeßspitzen. Der Abstand zwischen den einzelnen Nadeln dieser DC-Nadelanordnung beträgt

150µm. Abbildung 6.2 zeigt die Sicht durch das Mikroskop auf alle drei Nadeln, die eine abstimmbaren DTL kontaktieren.

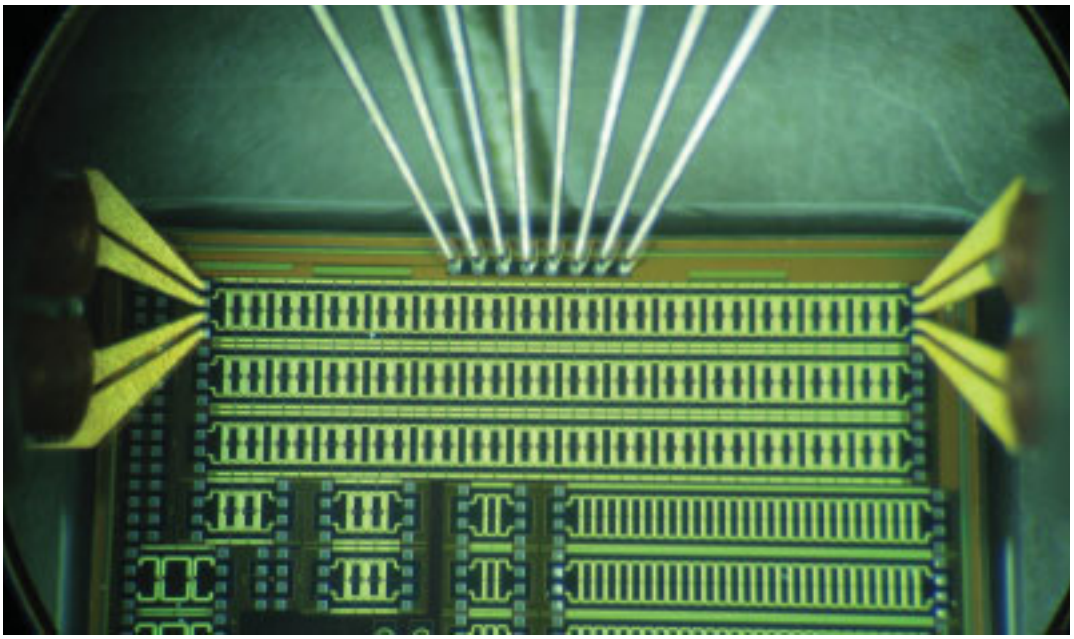


Abb. 6.2: Mikroskopische Ansicht der DTL, kontaktiert mit den Mikrowellenmessspitzen und den DC-Nadeln für die Charakterisierung.

Nach dem Aufbau des Messplatzes muss dieser kalibriert werden, erst dann können die eigentlichen Messungen an den Teststrukturen durchgeführt werden.

6.2 Messplatzkalibrierung und Durchführung der Messungen

Im folgenden Abschnitt wird die Kalibrierung des Messplatzes beschrieben.

Die Kalibrierung des Messplatzes für die Durchführung von differentiellen Messungen

Die Kalibrierung des Messplatzes wird durch das Messen an verschiedenen Kalibrierstandards, deren elektrische Eigenschaften bekannt sind, durchgeführt. Aus den Messergebnissen des noch unkalibrierten Messsystems kann ein Fehlermodel abgeleitet werden. Durch Anwendung dieses Fehlermodells

kann die Referenzebene hin zur Spitze der MWMS verschoben werden.

Diese Kalibrierstandards werden in der Regel auf einen Keramiksubstrat hergestellt. Das in dieser Arbeit verwendete Kalibriersubstrat ist von der Firma Cascade Mikrotech und liegt in GSSG- Konfiguration vor. Darauf sind die Kalibrierstandards Short, Open, Load, und Thru angeordnet. Es wird eine s.g. SOLT- Kalibrierung (Short-Open-Load-Thru-Kalibrierung) [53] durchgeführt. Für eine SOLT- Kalibrierung sind 16 Messungen erforderlich. Allerdings verringert sich der Aufwand im Falle der differentiellen Messungen um den Faktor zwei, da die 16 Messungen in nur acht Kalibrierschritten vorgenommen werden brauchen.

Dieser Prozess vom Messen der Kalibrierstandards bis hin zur Berechnung des Fehlermodells läuft weitgehend automatisiert ab. Nach jedem Aufsetzen und Messen eines Kalibrier-standards werden die Messdaten im NWA gespeichert und das Fehlermodell wird berechnet. Im Folgenden wird das Fehlermodel automatisch bei jeder Messung der eigentlichen Teststrukturen berücksichtigt und der Einfluss von Messspitzen und Koaxialkabeln wird so eliminiert.

Überprüfung der Kalibrierung

Die Kalibrierung wird überprüft, indem die Kalibrierstandards ein zweites Mal gemessen und mit den Herstellerwerten verglichen werden. Nach dem Feststellen einer erfolgreichen Kalibrierung kann mit dem eigentlichen Messvorgang begonnen werden.

Durchführung der Messungen

Die Kontaktierung der MWMS erfordert eine hohe Genauigkeit bei der Positionierung hinsichtlich der Passivierungsfenster Öffnungen.

Bei der Kontaktierung ist es wichtig sicher zu stellen, dass der Kontaktwiderstand klein genug ist. Instabile Kontaktwider-

stände werden hauptsächlich durch die immer präsente Oxidschicht verursacht. Zur Beurteilung des Kontaktwiderstands wird die Symmetriebedingung geprüft. Dies bedeutet für symmetrische Systeme, dass alle vier Reflexionsparameter $\underline{S}_{11}$, $\underline{S}_{22}$, $\underline{S}_{33}$ und $\underline{S}_{44}$ gleiche Beträge und Phasen aufweisen müssen.

Nach der Kontaktierung der Teststruktur werden die Messergebnisse vom NWA automatisch ermittelt und angezeigt. Die Ergebnisse liegen, wie oben beschrieben, als 4-Tor S-Parameter vor. Der NWA hat überdies die Möglichkeit, eine sofortige Umrechnung der S-Parametern in Mixed Mode S-Parameter vorzunehmen. Dabei werden die in Gleichung (2.13) gezeigten Umrechnungen durchgeführt. Man sieht somit im Display sofort die differentiellen S-Parameter. Das ist bei den Messungen sehr hilfreich, weil die Eigenschaften der differentiellen S-Parameter der DTL eher bekannt sind. Es ist möglich, die Messdaten in verschiedenen Formaten abzuspeichern. Ein sehr bekanntes Format, das auch von vielen Schaltungssimulatoren verwendet wird, ist das s.g. Touchstone Format. In diesem Format liegen die S-Parameter in Single-ended Konfiguration vor. Weiterhin enthält die Datei die Angabe des verwendeten Referenzwiderstands (hier 50Ω).

Doch diese Messungen beschreiben die Struktur, wie oben beschrieben, mit den Kontaktierungsflächen und den On-wafer Zuleitungen, die die Kontaktflächen mit der zu charakterisierenden DTL verbinden. Das Herausrechnen der Einflüsse der Kontaktflächen und deren Zuleitungen kennt man als Deembedding. Wie dieses durchgeführt wird, ist im folgenden Abschnitt beschrieben.

Deembedding

Mit der oben beschriebenen Kalibrierung gelingt es, die Referenzebene zu der Spitze der Mikrowellenspitze zu schieben, quasi dorthin wo die Mikrowellenspitze die zu charakterisierende Struktur kontaktiert. Das heisst, die Messergebnisse beschreiben die Kontaktierungspads, die Zuleitungen zur DTL und die DTL selbst. Das entspricht der

Struktur aus Abbildung 6.3(a). Das Herrausrechnen der Eigenschaften der DTL in Abbildung 6.3(c) aus den von dem NWA aufgenommenen Rohmessdaten beschreibt das Procedere beim Deembedding. Das ist mehr oder weniger eine Verschiebung der Referenzebene von der Stelle, an der die MWMS die Kontaktierungspads kontaktieren, hin zum Anfang der DTL.

Im Rahmen dieser Arbeit wird eine Methode entwickelt, die das Deembedding in zwei Schritte erreicht. Zuerst wird die Ausbreitungskonstante heraus gerechnet, danach der Wellenwiderstand.

Um das Deembedding der Ausbreitungskonstante der DTL durchzuführen zu können, werden zwei Messungen an zwei DTL unterschiedlischer Anzahl von Einheitszellen benötigt. Für das Herausrechnen des Wellenwiderstands werden drei Messungen benötigt. Das sind zum einen die beiden Messungen, die bereits für das Herausrechnen der Ausbreitungskonstante benötigt wurden, und zum anderen eine Messung der Kontaktierungspads alleine.

Zuerst wird die Methode zum Deembedding der Ausbreitungskonstante vorgestellt.

Deembedding der Ausbreitungskonstante der Einheitszelle

Es werden zwei Messobjekte benötigt. Das eine Messobjekt stellt die DTL, bestehend aus N Einheitszellen, dar. Das andere stellt die Pads mit den Zuleitungen dar (Hier ein Spezialfall mit 0 Einheitszellen!). Abbildungen 6.3 (a) und (b) zeigen die beiden Messobjekte. Die Abbildung 6.3 (c) zeigt die DTL so wie sie deembeddet werden muss. Die in Abbildung 6.3 realisierte DTL besteht hier aus zwei Einheitszellen.

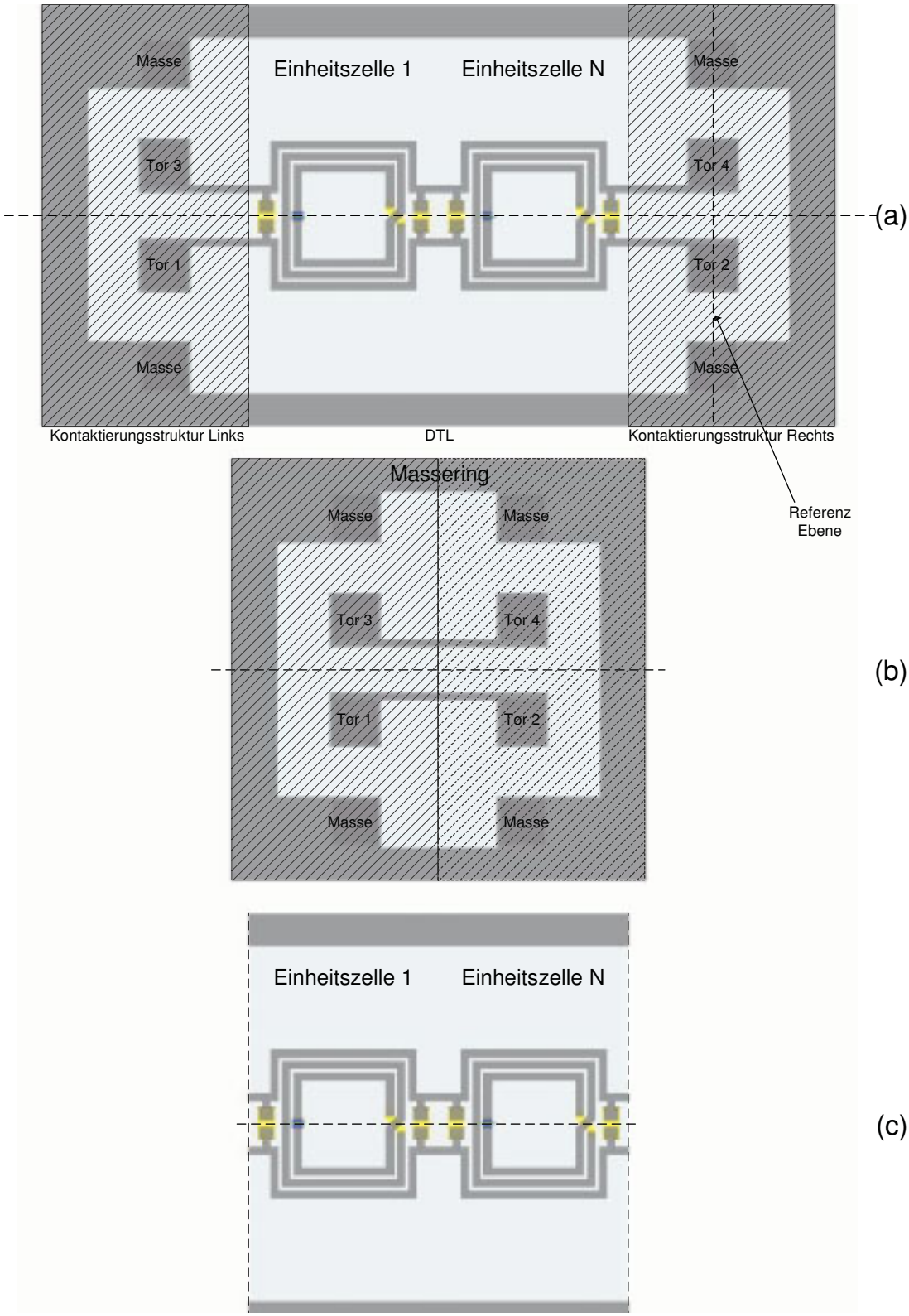


Abb. 6.3: Messstrukturen zur Verdeutlischen der Deembedding-Methode.
(a) Erstes Messobjekt bestehend aus DTL, Pads und Zuleitungen,
(b) Zweites Messobjekt bestehend aus Pad und Zuleitungen und
(c) Gewünschte DTL nach dem Deembedding.

In Abbildung 6.3 (a) sind die Strukturen schraffiert dargestellt, die aus der Struktur herausgerechnet werden müssen.

Die Ergebnisse der Messungen sind 4-Port S-Parameter. Der erste Schritt ist die Berechnung der differentiellen S-Parameter beider Messungen. Danach erfolgt die Umrechnung der differentiellen Transmissions-Matrizen:

Dafür wird folgende Gleichung aus [54] verwendet:

$$\begin{bmatrix} \underline{T}_{11} & \underline{T}_{12} \\ \underline{T}_{21} & \underline{T}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(1+\underline{S}_{11})*\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} & \frac{(1+\underline{S}_{11})(1+\underline{S}_{22})-\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} \\ \frac{1}{\underline{Z}_0}\frac{(1-\underline{S}_{11})(1-\underline{S}_{22})-\underline{S}_{12}*\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} & \frac{(1-\underline{S}_{11})(1+\underline{S}_{22})+\underline{S}_{12}*\underline{S}_{21}}{2*\underline{S}_{21}} \end{bmatrix} \tag{6.1}$$

$\underline{Z}_0$ ist wieder der Referenzwiderstand, der für die Aufnahme der S-Parameter als Referenz dient.

Es seien $[T_{M1}]$ die Transmissions-Matrix der ersten Messung (Abbildung 6.3 (a)), und $[T_{M2}]$ die Transmissions-Matrix der zweiten Messung (Abbildung 6.3(b)).

$[T_{M1}]$ kann dann dargestellt werden als die Multiplikation der einzelnen Kettenmatrizen der Teilstrukturen (Kontaktierungs-struktur Links, DTL und Kontatierungsstruktur Rechts), aus denen das erste Messobjekt besteht:

$$[T_{M1}] = [T_{KL}] \times [T_{DTL}] \times [T_{KR}]. \tag{6.2}$$

Während $[T_{M2}]$ wie folgt dargestellt werden kann:

$$[T_{M2}] = [T_{KL}] \times [T_{KR}]. \tag{6.3}$$

Dabei sind $[T_{KL}]$, $[T_{KR}]$ und $[T_{DTL}]$ die Kettenmatrizen der Kontaktierungsstruktur Links, Kontaktierungsstruktur Rechts und der DTL selbst.

Um eine Kontaktierungsstruktur, zum Beispiel die Rechts, zu eliminieren, kann $[T_{M1}]$ mit der invertierten $[T_{M2}]$ multipliziert und zu $[T_M]$ zusammengefasst werden:

$$[T_M] = [T_{M1}] \times [T_{M2}]^{-1} = [T_{KL}] \times [T_{DTL}] \times [T_{KL}]^{-1}. \tag{6.4}$$

Die DTL hat einen unbekannten Wellenwiderstand $\underline{Z}_{DTL}$, der auch vom Referenzwiderstand abweichen kann, und eine

Ausbreitungskonstante $\underline{\gamma}_{DTL}$. Die DTL Kettenmatrix $[T_{DTL}]$ läßt sich mit diesen Größen dann wie folgt ausdrücken:

$$[T_{DTL}] = \frac{1}{\left(1-\underline{r}^2\right) * e^{-\underline{\gamma}_{DTL}}} \begin{bmatrix} e^{-2\underline{\gamma}_{DTL}} - \underline{r}^2 & \underline{r} * \left(1 - e^{-2\underline{\gamma}_{DTL}}\right) \\ -\underline{r} * \left(1 - e^{-2\underline{\gamma}_{DTL}}\right) & 1 - \underline{r}^2 * e^{-2\underline{\gamma}_{DTL}} \end{bmatrix}. \qquad (6.5)$$

Dabei ist $\underline{r}$:

$$\underline{r} = \frac{\underline{Z}_{DTL} - \underline{Z}_0}{\underline{Z}_{DTL} + \underline{Z}_0}. \qquad (6.6)$$

Z_0 ist der Referenzwiderstand des Messsystems. Die Matrix aus Gleichung (6.4) kann in eine Multiplikation aus mehreren Teilmatrizen umgeschrieben werden:

$$[T_{DTL}] = \frac{1}{1-\underline{r}^2} \times \begin{bmatrix} 1 & \underline{r} \\ \underline{r} & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} e^{-\underline{\gamma}_{DTL}} & 0 \\ 0 & e^{\underline{\gamma}_{DTL}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & -\underline{r} \\ -\underline{r} & 1 \end{bmatrix}. \qquad (6.7)$$

Das ergibt eine Trennung nach Phase und Fehlanpassungs-matrix.

$$[T_{DTL}] = [T_r] \times [T_{DTL,A}] \times [T_r]^{-1} \qquad (6.8)$$

Dabei sind $[T_{DTL,A}]$ und $[T_r]$ die Matrizen der angepasste DTL und der Reflexionsmatrix. DTL,A hat die gleiche Ausbreitungskonstante wie die DTL selbst, allerdings besitzt sie einen Wellenwiderstand gleich dem Referenzwiderstand.

Nach Einsetzten von Gleichung (6.7) in Gleichung (6.3) ergibt sich folgende Relation:

$$[T_M] = [T_{KL}] \times [T_r] \times [T_{DTL,A}] \times [T_r]^{-1} \times [T_{KL}]^{-1}. \qquad (6.9)$$

Werden Kontaktierungsstruktur und Fehlanpassungsmatrix als eine gesamte Fehlermatrix $[T_F]$ zusammen gefaßt, ergibt sich:

$$[T_F] = [T_{KL}] \times [T_r]. \qquad (6.10)$$

Dann lässt sich Gleichung (6.8) wie folgt umschreiben:

$$[T_M] = [T_F] \times [T_{DTL,A}] \times [T_F]^{-1}. \qquad (6.11)$$

Und Gleichung (6.10) nach $T_{DTL,A}$ umgestellt, ergibt:

$$\left[T_{DTL,A}\right]=\left[T_F\right]^{-1}\times\left[T_M\right]\times\left[T_F\right]. \qquad (6.12)$$

Ausgeschrieben ergibt das:

$$\begin{bmatrix} e^{-\underline{\gamma}_{DTL}} & 0 \\ 0 & e^{\underline{\gamma}_{DTL}} \end{bmatrix}=\frac{1}{\underline{T}_{F11}\underline{T}_{F22}-\underline{T}_{F12}\underline{T}_{F21}}\begin{bmatrix} \underline{T}_{F22} & -\underline{T}_{F12} \\ -\underline{T}_{F21} & \underline{T}_{F11} \end{bmatrix}\times\begin{bmatrix} \underline{T}_{M11} & \underline{T}_{M12} \\ \underline{T}_{M21} & \underline{T}_{M22} \end{bmatrix}\times\begin{bmatrix} \underline{T}_{F11} & \underline{T}_{F12} \\ \underline{T}_{F21} & \underline{T}_{F22} \end{bmatrix}. \qquad (6.13)$$

Aus dieser Matrizengleichung ergibt sich folgendes Gleichungssystem:

$$e^{-\underline{\gamma}_{DTL}}=\frac{\left(\underline{T}_{F22}*\underline{T}_{M11}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{M21}\right)*\underline{T}_{F11}+\left(\underline{T}_{F22}*\underline{T}_{M12}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{M22}\right)*\underline{T}_{F21}}{\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{F22}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{F21}}, \qquad (6.14)$$

$$0=\frac{\left(\underline{T}_{F22}*\underline{T}_{M11}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{M21}\right)*\underline{T}_{F12}+\left(\underline{T}_{F22}*\underline{T}_{M12}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{M22}\right)*\underline{T}_{F22}}{\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{F22}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{F21}}, \qquad (6.15)$$

$$0=\frac{\left(\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{M21}-\underline{T}_{F21}*\underline{T}_{M11}\right)*\underline{T}_{F11}+\left(\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{M22}-\underline{T}_{F21}*\underline{T}_{M12}\right)*\underline{T}_{F21}}{\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{F22}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{F21}}, \qquad (6.16)$$

$$e^{\underline{\gamma}_{DTL}}=\frac{\left(\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{M21}-\underline{T}_{F21}*\underline{T}_{M11}\right)*\underline{T}_{F12}+\left(\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{M22}-\underline{T}_{F21}*\underline{T}_{M12}\right)*\underline{T}_{F22}}{\underline{T}_{F11}*\underline{T}_{F22}-\underline{T}_{F12}*\underline{T}_{F21}}. \qquad (6.17)$$

Nun muß noch dieses Gleichungssystem gelöst werden. Dividieren von Gleichung 6.13 mit $\underline{T}_{F22}^2$ und anschließendes vereinfachen ergibt:

$$\left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)^2*\underline{T}_{M21}+\left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)*\left(\underline{T}_{M22}-\underline{T}_{M11}\right)-\underline{T}_{M12}=0. \qquad (6.18)$$

Äquivalente Behandlung von Gleichung (6.14) mit $\underline{T}_{F21}^2$ und Vereinfachen ergibt:

$$\left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right)^2*\underline{T}_{M21}+\left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right)*\left(\underline{T}_{M22}-\underline{T}_{M11}\right)-\underline{T}_{M12}=0. \qquad (6.19)$$

Das Lösen der Gleichungen (6.17) und (6.18) ergibt:

$$\left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)=\frac{\underline{T}_{M11}-\underline{T}_{M22}\pm\sqrt{\left(\underline{T}_{M22}-\underline{T}_{M11}\right)^2+4*\underline{T}_{M21}*\underline{T}_{M12}}}{2*\underline{T}_{M21}} \qquad (6.20)$$

und

$$\left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right) = \frac{\underline{T}_{M11} - \underline{T}_{M22}}{\underline{T}_{M21}} - \left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right). \tag{6.21}$$

Die Ausbreitungskonstante ergibt sich durch Dividieren der Gleichung 4 mit $\underline{T}_{F21}*\underline{T}_{F22}$:

$$e^{\underline{\gamma}_{DTL}} = \frac{\left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right)*\left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)*T_{M21} - \left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)*T_{M11} + \left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right)*T_{M22} - T_{M12}}{\left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right) - \left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)} \tag{6.22}$$

und somit:

$$\underline{\gamma}_{DTL} = \ln\left(\frac{\left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right)*\left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)*T_{M21} - \left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)*T_{M11} + \left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right)*T_{M22} - T_{M12}}{\left(\frac{\underline{T}_{F11}}{\underline{T}_{F21}}\right) - \left(\frac{\underline{T}_{F12}}{\underline{T}_{F22}}\right)}\right). \tag{6.23}$$

Die Ausbreitungskonstante der Einheitszelle berechnet sich dann äquivalent zu Gleichung (2.9) zu:

$$\underline{\gamma}_{EZ} = \frac{\underline{\gamma}_{DTL}}{N}. \tag{6.24}$$

Deembedding des Wellenwiderstands der Einheitszelle

Hierfür werden drei Messungen benötigt.

Als dritte, zusätzliche Messung wird die Messung der Kontaktierungspads alleine benötigt.

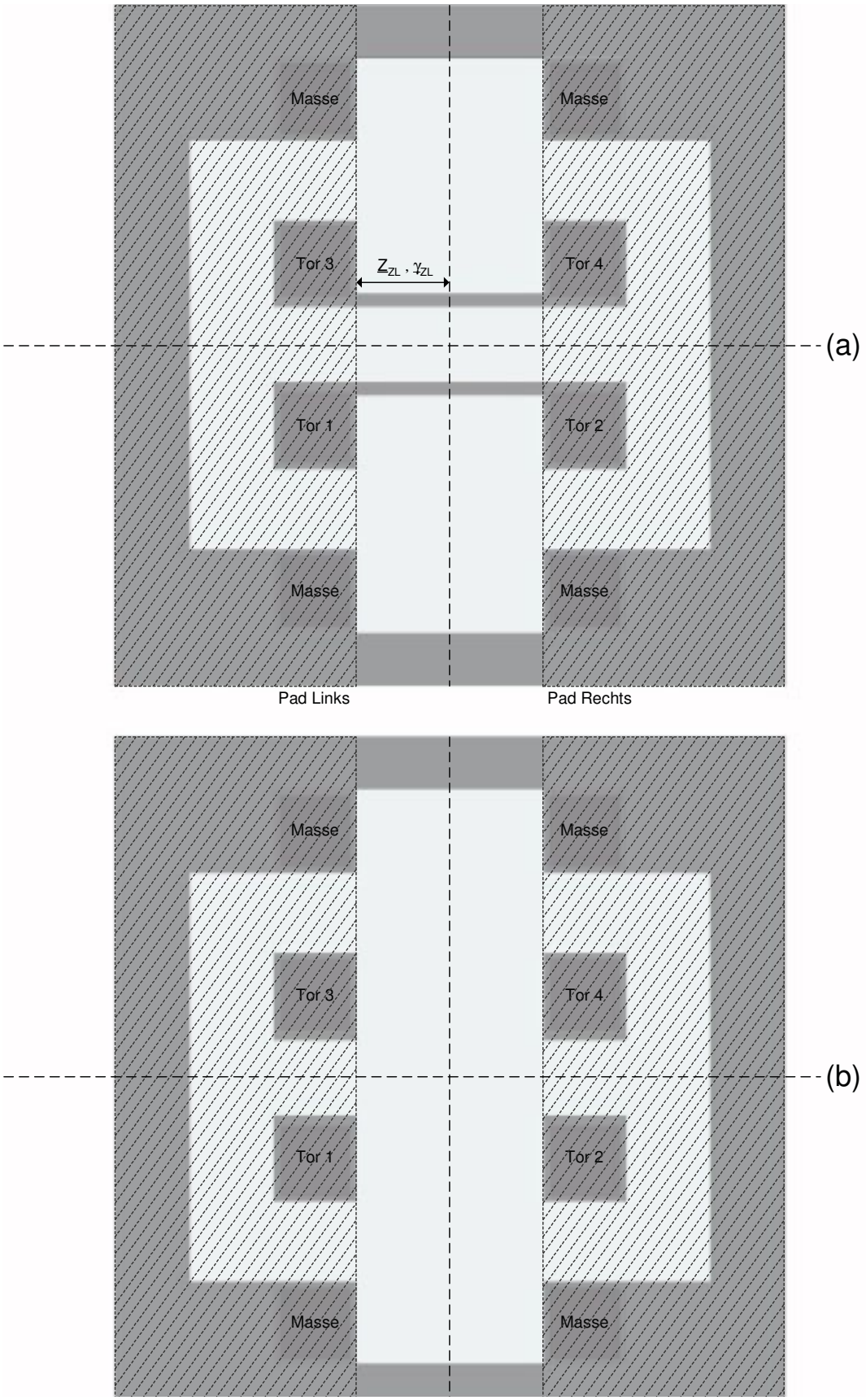


Abb. 6.4: Messstrukturen zur Verdeutlischung der Wellenwiderstand Deembedding-Methode, (a) Pads und Zuleitungen, (b) Pads alleine.

Wieder erfolgt die Umrechnung der differentiellen S-Parametern in differentielle Kettenmatrix Parameter.

Die Kettenmatrix $[A_{M1}]$ der Struktur aus Abbildung 6.3 (a) kann als Multiplikation der Kettenmatrizen der Substrukturen dargestellt werden.

$$[A_{M1}] = [A_{KL}] \times [A_{DTL}] \times [A_{KR}] \tag{6.25}$$

Wobei $[A_{KL}]$, $[A_{DTL}]$ und $[A_{KR}]$ die Kettenmatrizen der Kontaktierungsstruktur links, der DTL selbst und der Kontaktierungsstruktur rechts sind.

Ebenfalls läßt sich die Kettenmatrix $[A_{M2}]$ der zweiten Messung der Struktur aus Abbildung 6.3 (b) behandeln.

$$[A_{M2}] = [A_{KL}] \times [A_{KR}] \tag{6.26}$$

Der Einfluß einer Kontaktierungsstruktur kann eliminiert werden, indem $[A_{M1}]$ mit der invertierten $[A_{M2}]$ multipliziert wird. Es ergibt sich:

$$[A_M] = [A_{M1}] \times [A_{M2}]^{-1} = [A_{KL}] \times [A_{DTL}] \times [A_{KL}]^{-1}. \tag{6.27}$$

Aufgelöst nach $[A_{DTL}]$ ergibt sich:

$$[A_{DTL}] = [A_{KL}]^{-1} \times [A_M] \times [A_{KL}]. \tag{6.28}$$

Jetzt muss nur noch $[A_{KL}]$ messtechnich ermittelt werden. Dazu werden nochmals die Messungen der Strukturen aus den Abbildungen 6.4 (a) und (b) benötigt, aus denen die differentielle Eingangsadmitanz $\underline{Y}_P$ der Pads (nur eine Seite z.B. linke Seite) ermittelt wird.

Die Kettenmatrix eines Pads alleine ist dann:

$$[A_P] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \underline{Y}_p & 1 \end{bmatrix}. \tag{6.29}$$

Somit läßt sich die Kettenmatrix $[A_{M2}]$ der Struktur aus Abbildung 6.4 (a) als Multiplikation der Kettenmatrizen der Substrukturen darstellen.

$$[A_{M2}]=\begin{bmatrix}1 & 0\\ \underline{Y}_p & 1\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}\cosh(2*\underline{\gamma}_{DZL}) & \underline{Z}_{DZL}*\sinh(2*\underline{\gamma}_{DZL})\\ \frac{1}{\underline{Z}_{DZL}}*\sinh(2*\underline{\gamma}_{DZL}) & \cosh(2*\underline{\gamma}_{DZL})\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}1 & 0\\ \underline{Y}_p & 1\end{bmatrix} \quad (6.30)$$

Wobei $\underline{Z}_{DZL}$ und $\underline{\gamma}_{DZL}$ Wellenwiderstand und Ausbreitungskonstante der differentiellen Zuleitung darstellen.

Gleichung (6.29) kann dann nach den Eigenschaften der Zuleitung aufgelößt werden:

$$\begin{bmatrix}\cosh(2*\underline{\gamma}_{DZL}) & \underline{Z}_{DZL}*\sinh(2*\underline{\gamma}_{DZL})\\ \frac{1}{\underline{Z}_{DZL}}*\sinh(2*\underline{\gamma}_{DZL}) & \cosh(2*\underline{\gamma}_{DZL})\end{bmatrix}=[A_P]^{-1}\times[A_{M2}]\times[A_P]^{-1}. \quad (6.31)$$

Aus der Lösung des sich aus der Matrizengleichung ergebenden Gleichungssystems ergibt für den differentiellen Wellenwiderstand der Zuleitung:

$$\underline{Z}_{DZL}=\pm\sqrt{\frac{\underline{A}_{M2,12}}{\underline{Y}_P*(\underline{Y}_P*\underline{A}_{M2,12}-\underline{A}_{M2,11}-\underline{A}_{M2,22})+\underline{A}_{M2,21}}} \quad (6.32)$$

und für die differentielle Ausbreitungskonstante der Zuleitung:

$$\underline{\gamma}_{DZL}=\frac{\operatorname{acosh}(\underline{A}_{M2,11}-\underline{Y}_P*\underline{A}_{M2,12})}{2}. \quad (6.33)$$

Somit ergibt sich $[A_{KL}]$ zu:

$$[A_{KL}]=\begin{bmatrix}\cosh(\underline{\gamma}_{DZL}) & \underline{Z}_{DZL}*\sinh(\underline{\gamma}_{DZL})\\ \underline{Y}_P*\cosh(\underline{\gamma}_{DZL})+\frac{1}{\underline{Z}_{DZL}}*\sinh(\underline{\gamma}_{DZL}) & \underline{Y}_P*\underline{Z}_{DZL}*\sinh(\underline{\gamma}_{DZL})+\cosh(\underline{\gamma}_{DZL})\end{bmatrix}. \quad (6.34)$$

Durch Einsetzen in Gleichung (6.27) und Auflösen von $[A_{DTL}]$ in ihre TL-Darstellung ergibt sich:

$$\begin{bmatrix}\cosh(\underline{\gamma}_{DTL}) & \underline{Z}_{DTL}*\sinh(\underline{\gamma}_{DTL})\\ \frac{1}{\underline{Z}_{DTL}}*\sinh(\underline{\gamma}_{DTL}) & \cosh(\underline{\gamma}_{DTL})\end{bmatrix}=[A_{KL}]^{-1}\times[A_M]\times[A_{KL}]. \quad (6.35)$$

So läßt sich der Wellenwiderstand der DTL berechnen zu:

$$\underline{Z}_{DTL}=\sqrt{\frac{(\underline{A}_{KL22}*\underline{A}_{M11}-\underline{A}_{KL12}*\underline{A}_{M21})*\underline{A}_{KL12}+(\underline{A}_{KL22}*\underline{A}_{M12}-\underline{A}_{KL12}*\underline{A}_{M22})*\underline{A}_{KL22}}{(\underline{A}_{KL11}*\underline{A}_{M21}-\underline{A}_{KL21}*\underline{A}_{M11})*\underline{A}_{KL11}+(\underline{A}_{KL11}*\underline{A}_{M22}-\underline{A}_{KL21}*\underline{A}_{M12})*\underline{A}_{KL21}}} \quad (6.36)$$

Eine Zusammenfassung der Messergebnisse sowie deren Vergleich mit den Simulationsergebnissen enthält dann das nächste Kapitel.

7 Ergebnisse und Diskussion

In diesem Kapitel werden die messtechnisch ermittelten Daten bewertet, mit denen von der Simulation verglichen und diskutiert. Im Allgemeinen handelt es sich hier um Strukturen, deren theoretischer Hintergrund in Kapitel 3 besprochen wurde.

Während im Abschnitt 7.1 die Ergebnisse von TL diskutiert werden, handelt es sich im Abschnitt 7.2 um die Ergebnisse eines realisierten, abstimmbaren Resonators.

Hinweis: Im Folgenden wird mit Phase immer die Phasenverschiebung der Einheitszelle gemeint.

7.1 Transmissionsleitungen

Im Abschnitt 3.1 wurden Strukturen gezeigt, die hohe Verkürzungsfaktoren gegenüber Standard TL aufweisen. Diese Strukturen sind – wie bereits erwähnt – von hoher Bedeutung für die Realisierung von integrierten Resonatoren, die einen akzeptablen Flächenverbrauch haben. Mit diesem Hintergrund wurden drei TL entworfen und realisiert. Diese DTLs bestehen jeweils aus vier Einheitszellen. Sie sind in Abbildung 7.1 gezeigt.

Abbildung 7.1 (a) zeigt eine DTL, bei der die Einheitszelle eine erhöhte magnetische Kopplung zwischen den einzelnen Leitungssegmenten aufweist. Dieser Struktur ist analog zu der Struktur aus Abbildung 3.4. Sie wurde mit der vierten und der fünften Metallisierungsebene realisiert. Somit liegen die Leitungssegmente am weitesten weg vom Substrat, was die Substratverluste minimiert; darüber hinaus besitzen diese Metallisierungsebenen die größten Dicken, was die ohmschen Verluste minimiert. Allerdings existiert ein Gebiet innerhalb dieser Einheitszelle, indem die magnetische Kopplung negativ ist. Dieses Gebiet wurde in der Einheitszelle der DTL nach Abbildung 7.1 (b) eliminiert, so dass die magnetische Kopplung weiter verstärkt wird. Beide Einheitszellen aus Abbildung 7.1 (a) und (b) wurden, wie bereits erwähnt, mit zwei Metalli-

sierungslagen realisiert, im Gegensatz zur Einheitszelle aus Abbildung 7.1 (c), wo vier Metallisierungslagen (M2, M3, M4 und M5) benutzt werden, um zwei weitere Wicklungen in vertikaler Richtung zu gewinnen und somit die magnetische Kopplung und die elektrische Länge bei Beibehaltung der Fläche weiter zu erhöhen.

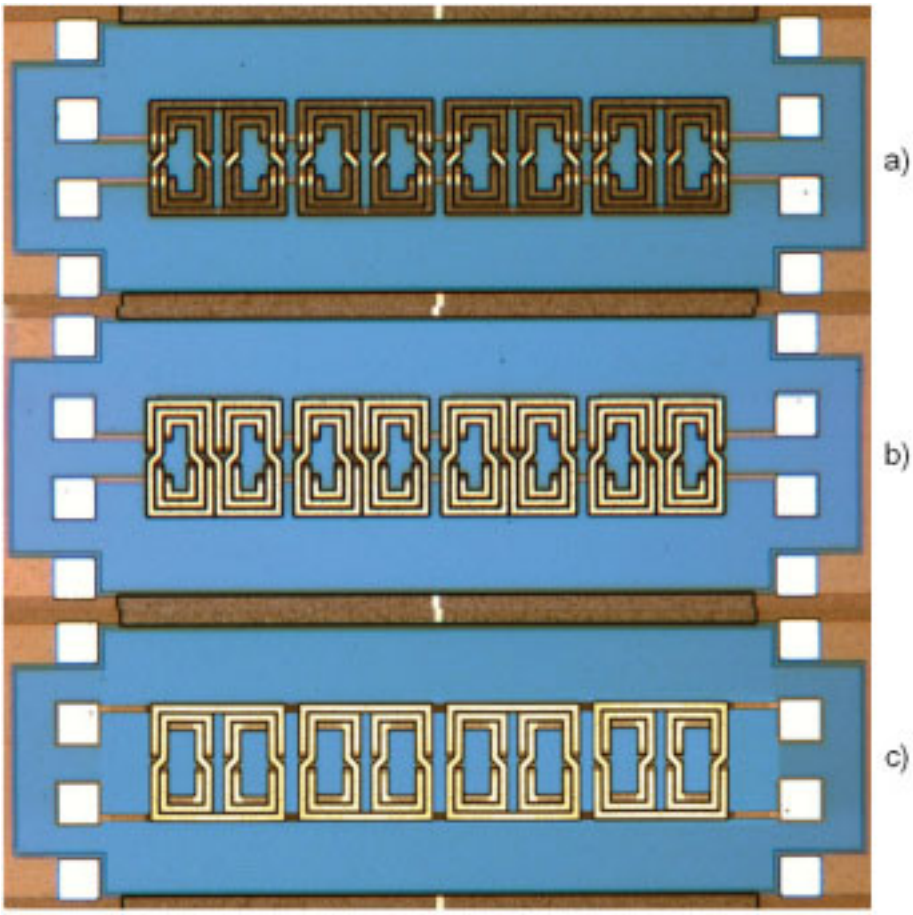


Abb. 7.1:Chip-Abbildung dreier TL, bestehend aus jeweils vier Einheitszellen, siehe Text.

Zur Verbindung zwischen den Metallisierungsebenen werden Vias benutzt. Es wird immer eine ausreichende Anzahl an Vias verwendet (die Via-Block Abmessung entspricht der Leiterbreite). Auf diese Weise wird der Einfluss vom Vias selbst auf der Güte der TL minimiert.

Abbildung 7.2 zeigt die Abmessungen der Strukturen sowie deren geometrischen Aufbau.

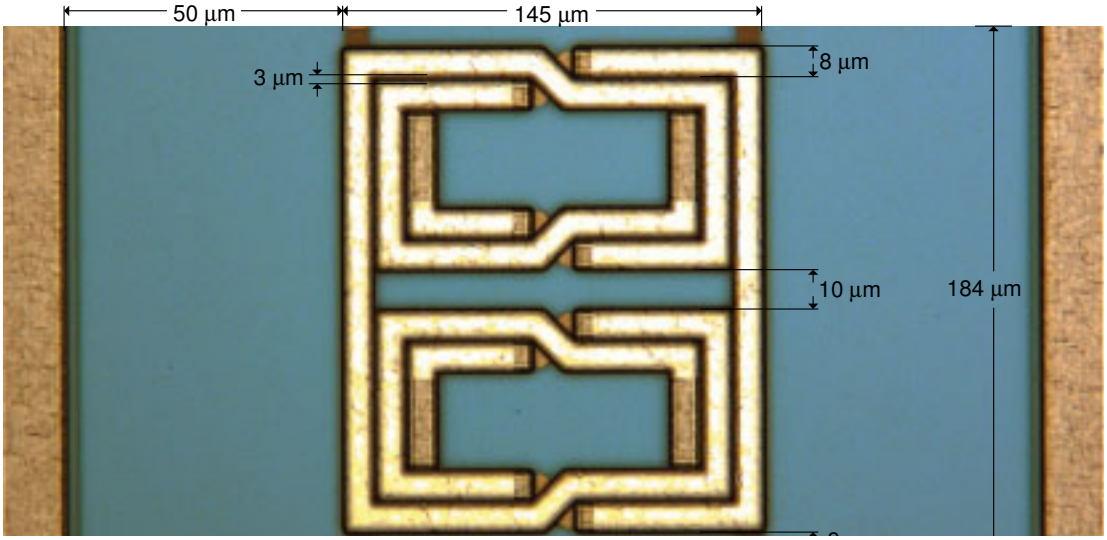


Abb. 7.2: Geometrische Abmessungen der Einheitszelle aus Abbildung 7.1 (c).

Erkennbar ist, dass die Fläche jeder Einheitszelle bei allen drei DTL gleich ist. Somit sind die einzelnen Einheitszellen bzw. DTL untereinander vergleichbar. Parallel dazu wurde eine TL in klassischer Bauform realisiert, die ebenfalls denselben Flächenverbrauch aufweist. Somit werden die Vorteile dieser Strukturen im Vergleich zum Stand der Technik am leichtesten erkennbar.

Alle drei DTL wurden messtechnisch charakterisiert. Die Eigeschaften dieser DTL bzw. deren Einheitszellen wurden mit den im vorher gehenden Kapitel beschriebenen Methoden deembeddet.

Abbildung 7.3 zeigt die Phase je Einheitszelle für alle drei DTL aus Abbildung 7.1 (a), (b) und (c) und im Vergleich zur klassischen Bauform als Funktion der Frequenz.

Deutlich zu erkennen ist die immer weitere Vergrößerung der Phase für eine Einheitszelle der DTL von a bis c. Die Flächeneffizienz erhöht sich bei der Struktur (a) um den Faktor 8,8 gegenüber dem klassischen Aufbau. Das bedeutet, der Flächenverbrauch beispielsweise eines $\lambda/4$ Resonators sinkt auf 11,4%. Dieser gewaltige Vorteil steigert sich weiter bei der Struktur (b). Unter Nutzung aller zur Verfügung stehenden Metallisierungsebenen – wie bei der Struktur (c) – vergrößert

sich die Flächeneffizienz um den Faktor 21,8 gegenüber dem klassischen Aufbau. Würde eine Technologie mit weiteren Metallisierungsebenen zur Verfügung stehen, würden noch weitaus höhere Verkürzungsfaktoren erreichbar sein.

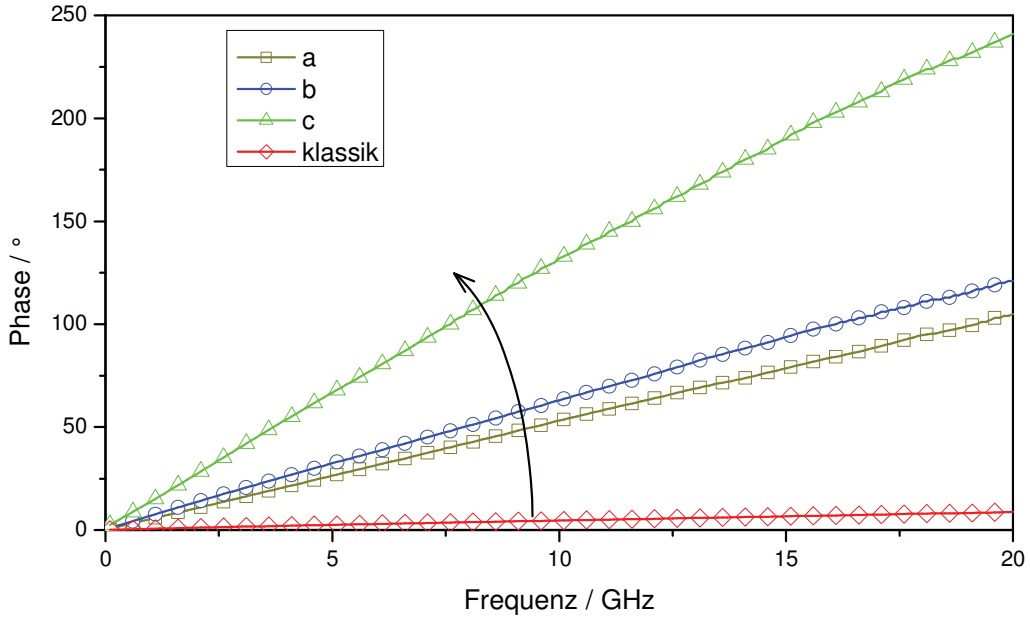


Abb. 7.3: Frequenzgang der Phase einer Einheitszelle der DTL a, b und c aus Abbildung 7.1 im Vergleich mit der klassischen Struktur.

Abbildung 7.4 zeigt die Messergebnisse des Gütefaktors für alle drei Bauformen (a) – (c) als Funktion der Frequenz im Vergleich zur klassischen.

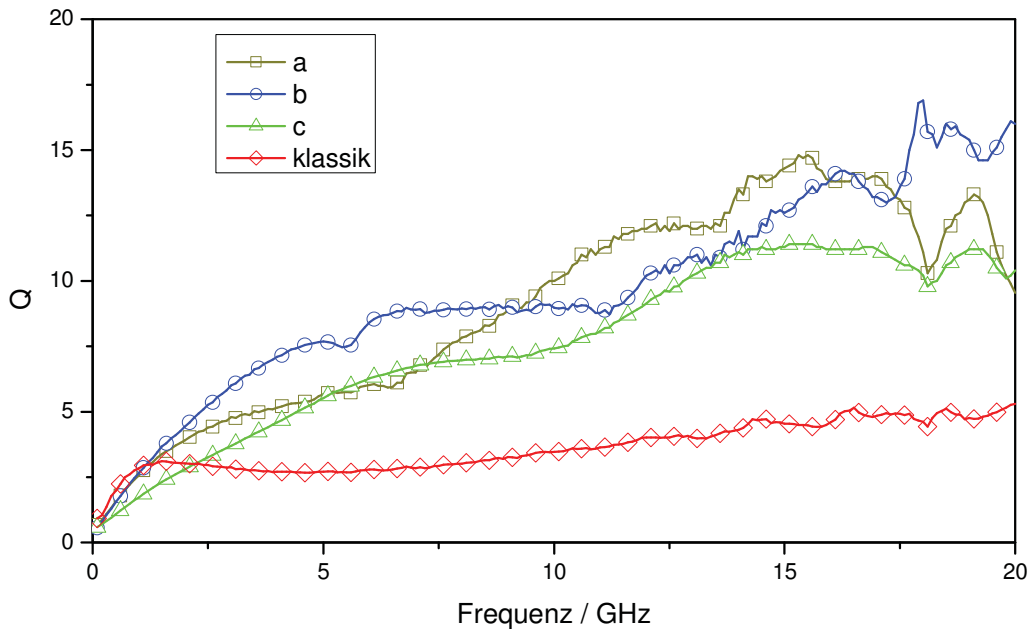


Abb. 7.4: Die Güten der DTL aus Abbildung 7.1 im Vergleich mit der klassischen Struktur.

Alle drei DTL besitzen eine ähnliche Güte, die ca. um den Faktor drei über der der klassischen DTL liegt. Die Verdreifachung bedeutet einen gewaltigen Erfolg für deren Anwendung in der integrierten Schaltungstechnik.

Die Güte der DTL nach Struktur (c) ist generell niedriger als die der beiden anderen, einerseits durch Nutzung der unteren Metallisierungslagen die Substratverluste und andererseits die Metallverluste ebenfalls ansteigen, da die unteren Metallisierungslagen dünner und damit hochohmiger sind.

Die Substratleitfähigkeit hat einen erheblichen Einfluss hinsichtlich der Güte. Bei hochohmigem Sustrat erniedrigen sich die Substratverluste und somit erhöht sich der Gütefaktor.

Die Kapazitäten zum Substrat haben in der Regel schlechtere Gütefaktoren als die Kapazitäten von Leiter zu Leiter, deren elektrische Felder sich hauptsächlich im Siliziumoxid befinden.

Die Gütefaktoren können weiter erhöht werden, indem die Leiterbreiten vergrößert werden durch Verringerung der ohmschen Verluste.

Eine Zusammenfassung der Ergebnisse von je 20 Messungen dieser drei Einheitszellen bei 10GHz bietet die Tabelle 7.1.

DTL	Re($\underline{Z}_W$) / Ω	Phase / °	Q-faktor	Verkürzungs -faktor
Klassische TL	100	6	2,5	1
7.1 (a)	106	53	10	8,8
7.1 (b)	118	63	9	10,5
7.1 (c)	125	131	8	21,8

Tabelle 7.1: Zusammengefaßte Ergebnisse zu den Einheitszellen aus Abbildung 7.1.

Abbildung 7.5 zeigt das Chipbild von drei DTL mit gleicher Grundstruktur, aber mit unterschiedlicher Belastung. Diese DTL bestehen aus vier Einheitszellen. Als Grundstruktur für die Belastung wurde die Einheitszelle aus Abbildung 7.5 (a) gewählt.

Diese Struktur wurde in den beiden oberen Metallisierungsebenen (M4 und M5) realisiert. Die erhöhte magnetische Kopplung wurde dadurch erreicht, dass die Wicklungen in beiden Ebenen und dabei übereinander angeordnet sind. Abbildung 7.6 zeigt die geometrischen Abmessungen.

Abbildung 7.5 (b) zeigt diese Grundstruktur, belastet mit integrierten MIM Kapazitäten und Abbildung 7.5 (c) zeigt die gleiche Struktur, aber belastet mit differentiellen Varaktordioden zur Realisierung der elektrischen Abstimmbarkeit.

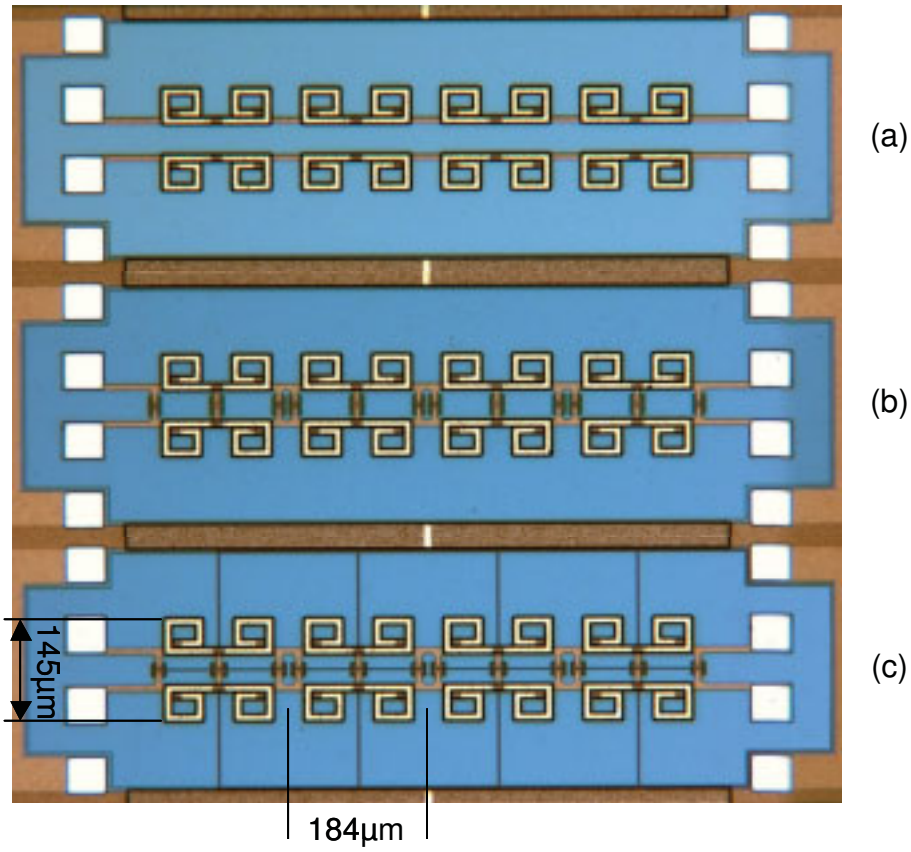


Abb. 7.5: Chipbilder der drei DTL, bestehend aus jeweils vier Einheitszellen: Grundstruktur (a), belastet mit MIM Kapazitäten (b) und belastet mit differentiellen Varaktordioden (c).

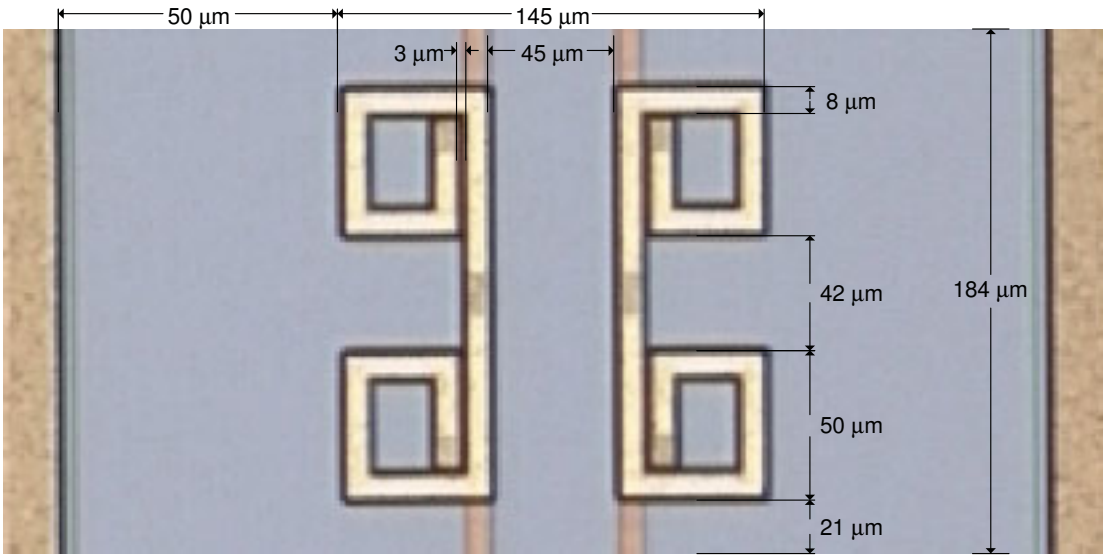


Abb. 7.6: Geometrische Abmessungen der Einheitszelle der Grundstruktur aus Abbildung 7.5 (a).

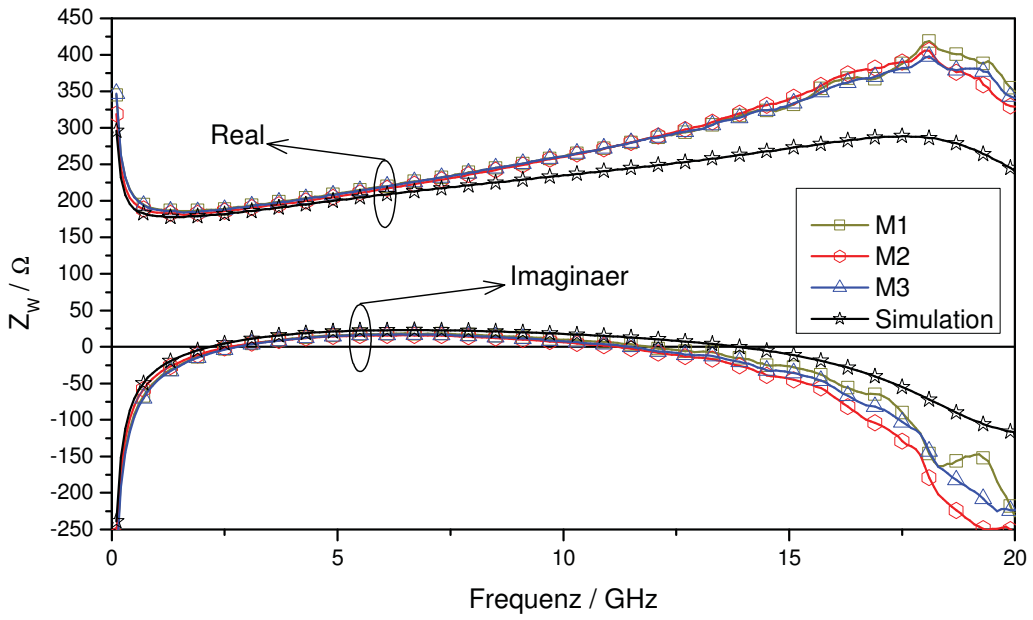


Abb. 7.7: Real- und Imaginär-Teil des Wellenwiderstands der DTL aus Abbildung 7.5 (a) als Funktion der Frequenz.

Die Struktur aus Abbildung 7.5 a) besitzt wegen der hohen magnetischen Kopplung zwischen den einzelnen Leitungssegmenten – wie in 3.1 beschrieben – einen relativ hohen Wellenwiderstand. Die Abbildung 7.7 zeigt Real- und Imaginär-Teil des Wellenwiderstands aus Messungen an drei Teststrukturen im Vergleich zu den simulierten Ergebnissen.

Die Struktur hat im hier interessierenden Frequenzbereich einen reellen Wellenwiderstand von ca. 200Ω, was relativ hochohmig für integrierte Schaltungen (relativ kleine parasitäre Kapazitäten zum Substrat) und für viele Anwendungen sehr wünschenswert – aber bisher leider nicht einfach darstellbar – ist. Auf diese Weise können DTL realisiert werden, die trotz Nutzung von Substraten mit hoher Dielektrizitätskonstante (was hier der Fall ist) einen hochohmigen Wellenwiderstand besitzen.

Zu beobachten ist weiter eine gute Übereinstimmung zwischen den Messungen und den Simulationsergebnissen. Diese Übereinstimmung verliert sich mit zunehmender Frequenz etwas. Das ist in erster Linie der bei hohen Frequenzen

ungenaueren Beschreibung von Struktur und Materialien im Feldsimsulator geschuldet.

Abbildung 7.8 zeigt einen Vergleich zwischen gemessener – wieder an drei Teststrukturen – und simulierter Phase dieser Einheitszelle.

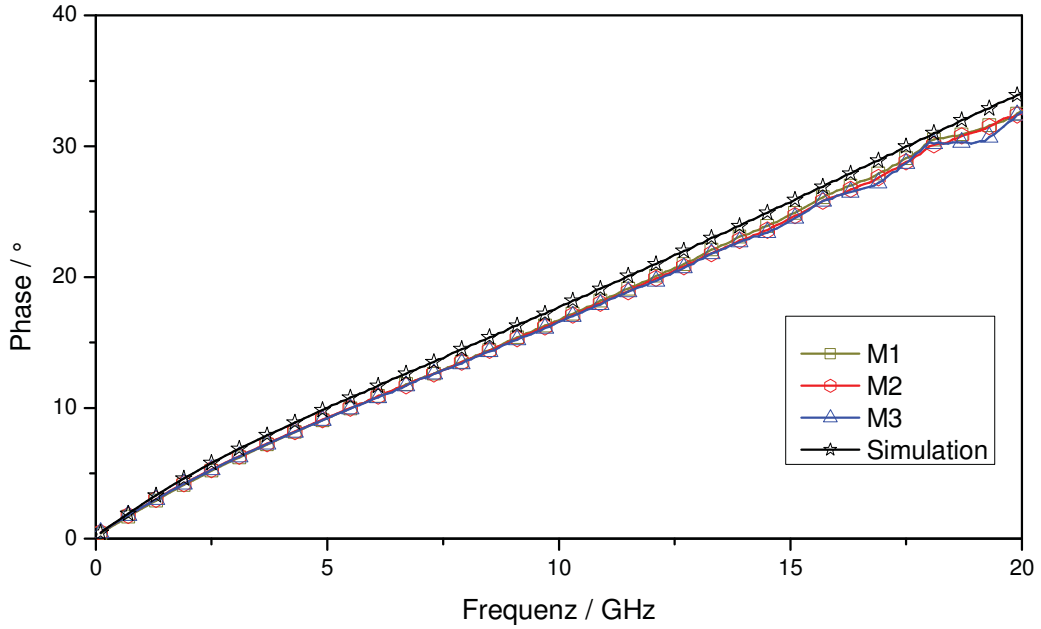


Abb. 7.8: Die Phase der Einheitszelle der DTL aus Abbildung 7.5a) als Funktion der Frequenz im Vergleich mit der klassische TL.

Die Übereinstimmung zwischen der Simulation und den Messungen ist gut. Im Vergleich zu der klassisch aufgebauten Einheitszelle wird ein Verkürzungsfaktor von ca. drei erreicht.

Abbildung 7.9 zeigt einen Vergleich zwischen Simulation und Messung des Gütefaktors der DTL.

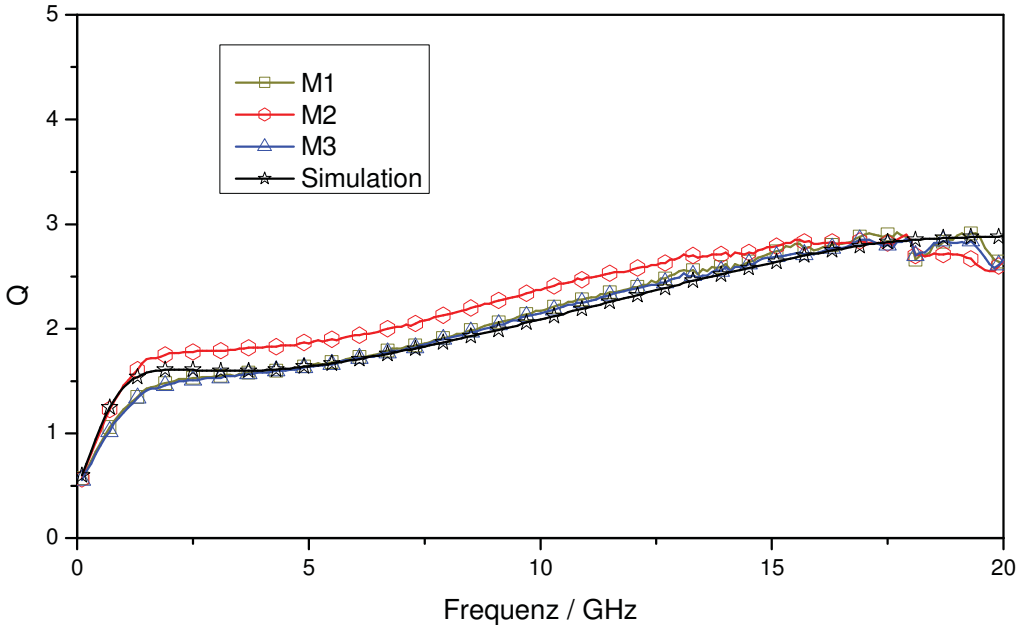


Abb. 7.9: Die Güte der DTL aus Abbildung 7.5 (a) als Funktion der Frequenz.

Die DTL weist eine ähnliche Güte wie im klassischen Aufbau auf. Hauptgrund hierfür ist die Güte der effektiven Kapazitäten zum Substrat. Sie weisen eine schlechte Güte auf und ziehen die Gesamtgüte der DTL herab.

In der DTL nach Abbildung 7.5 (b) wird die Grundstruktur mit MIM Kapazitäten belastet, so dass ein differentieller Wellenwiderstand von 100Ω realisiert wird. Abbildung 7.10 zeigt die gemessenen sowie die simulierten Real- und Imaginär-Teile des Wellenwiderstands dieser Struktur als Funktion der Frequenz.

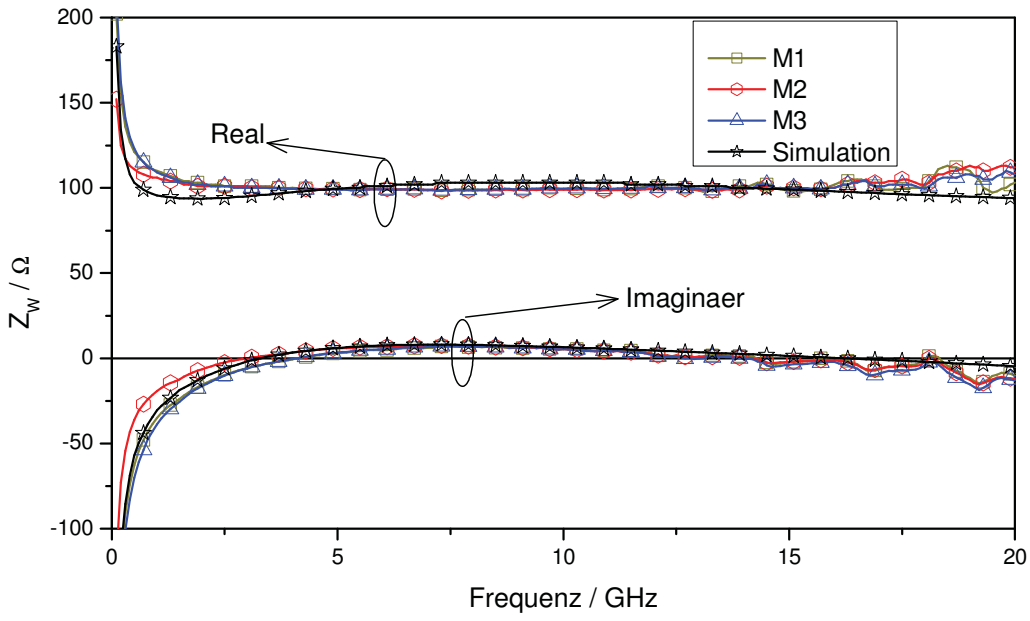


Abb. 7.10: Der Wellenwiderstand der mit MIM Kapazitäten belasteten DTL aus Abbildung 7.5 (b).

Deutlich zu erkennen ist die gute Übereinstimmung der simulierten im Vergleich zu den gemessenen Werten über den gesamten Frequenzbereich. Die Abweichung nimmt – wie erwartet – bei höheren Frequenzen zu.

Damit können sehr breitbandige DTL realisiert werden.

Bei den gewählten MIM Kapazitätswerten beträgt die elektrische Länge der Einheitszelle 45° bei 10GHz. Das heißt, eine DTL bestehend aus zwei Einheitszellen, hat bei 10GHz eine elektrische Länge von einem Viertel der Wellenlänge – oder mit anderen Worten: Ein $\lambda/4$ Resonator für 10GHz besteht aus zwei Einheitszellen.

Abbildung 7.11 zeigt die Phase dieser Einheitszelle.

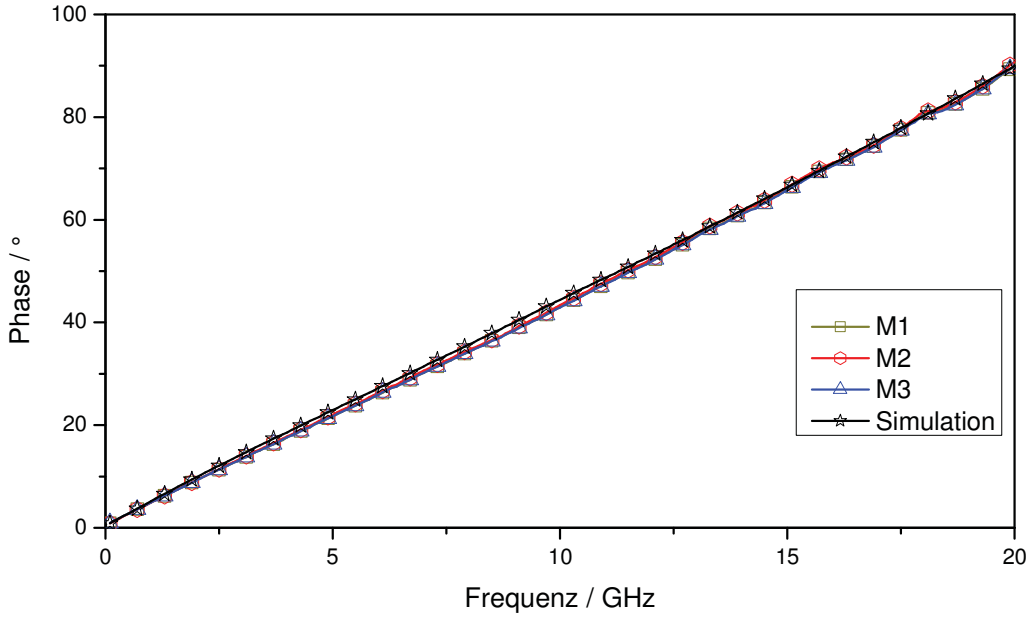


Abb. 7.11: Die Phase der Einheitszelle aus Abbildung 7.5 (b).

Es kann ebenfalls eine gute Übereinstimmung von gemessener und simulierter Phase der Einheitszelle festgestellt werden. Der Verkürzungsfaktor bei dieser Struktur beträgt 7,5 im Vergleich zur klassischen.

Abbildung 7.12 zeigt die gemessene sowie die simulierte Güte der Struktur nach Abbildung 7.5 (b).

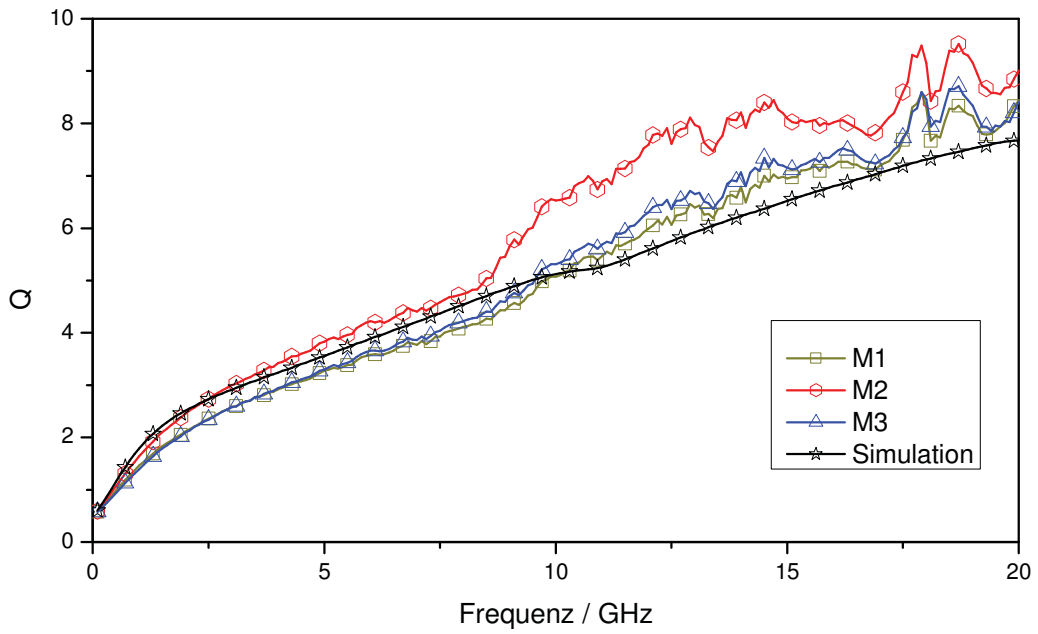


Abb. 7.12: Die Güte der DTL aus Abbildung 7.5 (b) als Funktion der Frequenz.

Zu sehen ist wiederum die gute Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation. Gegenüber der Struktur nach 7.5(a) hat sich die Güte sogar verdoppelt. Die Ursache liegt in der Belastung der Grundstruktur mit MIM Kapazitäten, die einen hohen Güte Faktor aufweisen und damit die Güte der effektiven Kapazität erhöhen, die damit wiederum die Gesamtgüte der DTL anheben.

Zur Realisierung von abstimmabaren DTL wird die gleiche Grundstruktur mit differentiellen Varaktordioden belastet, wie in Abbildung 7.5 (c) zu sehen. Die Abbildung 7.13 zeigt die gemessene absolute Phasenänderung der Einheitszelle bei verschiedenen Abstimmspannungen für vier verschiedene Frequenzen.

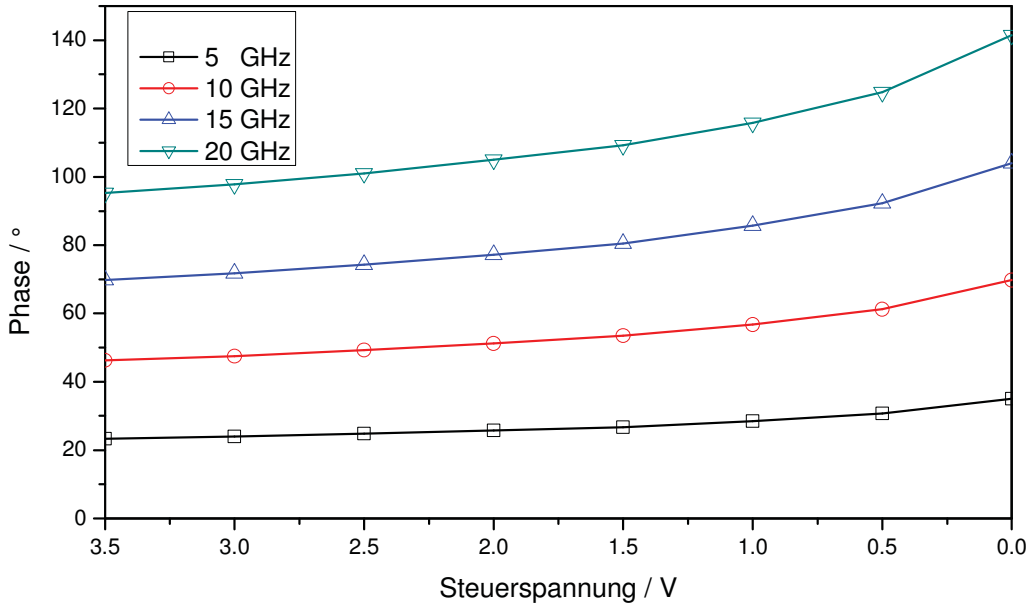


Abb. 7.13: Die Phase der abstimmbare Einheitszelle aus Abbildung 7.5 (c) über die Abstimmungsspannung für vier Frequenzpunkte.

Bei 10GHz verändert sich die Phase der Einheitszelle von 69° nach 46°, wenn die Absitmmungsspannung von 0 nach 3,5 V variiert. Das entspricht einer relativen Phasenänderung von 40%.

Die Abbildung 7.14 zeigt die relative Phasenänderung dieser Struktur. Selbstverständlich wird die höchste relative Phasenänderung bei der Steuerspannung 0V erreicht. Dort beträgt die erreichte relative Änderung ca. 40 %.

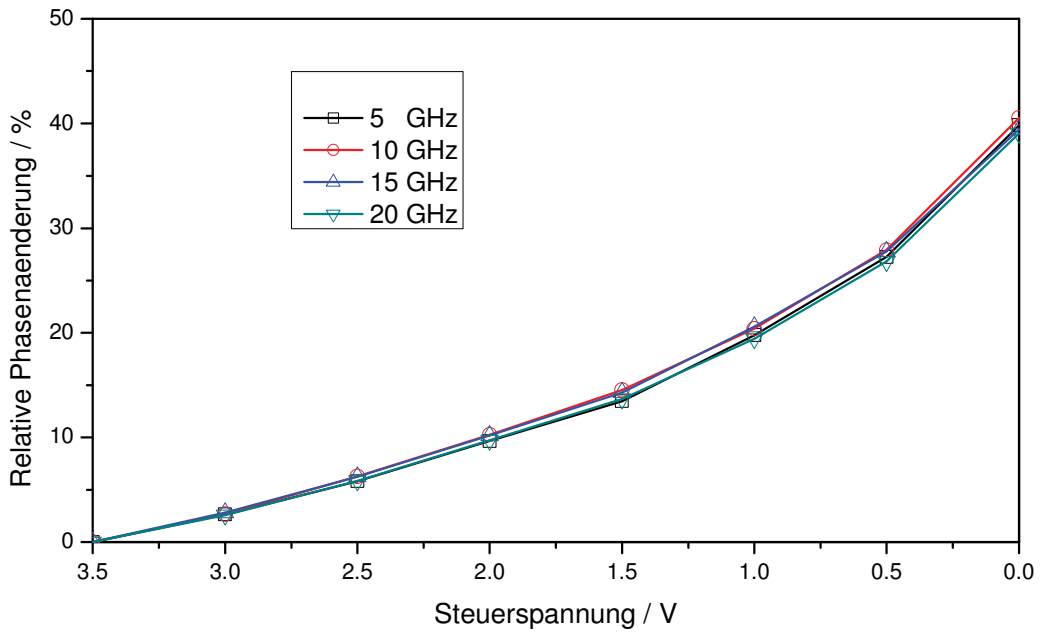


Abb. 7.14: Die relative Phasenänderung der abstimmbaren Einheitszelle aus Abbildung 7.5 (c) über die Abstimmungsspannung.

Die relative Änderung ist für alle Frequenzen gleich.

Die Güte der Einheitszelle aus Abbildung 7.5 (c) ist selbstverständlich höher als die der Einheitszelle aus Abbildung 7.5 (a), weil durch die Belastung mit den Varaktordioden die Güte der effektiven Kapazitäten sich ebenfalls erhöht hat.

Die Abbildung 7.15 zeigt die gemessene Güte der DTL.

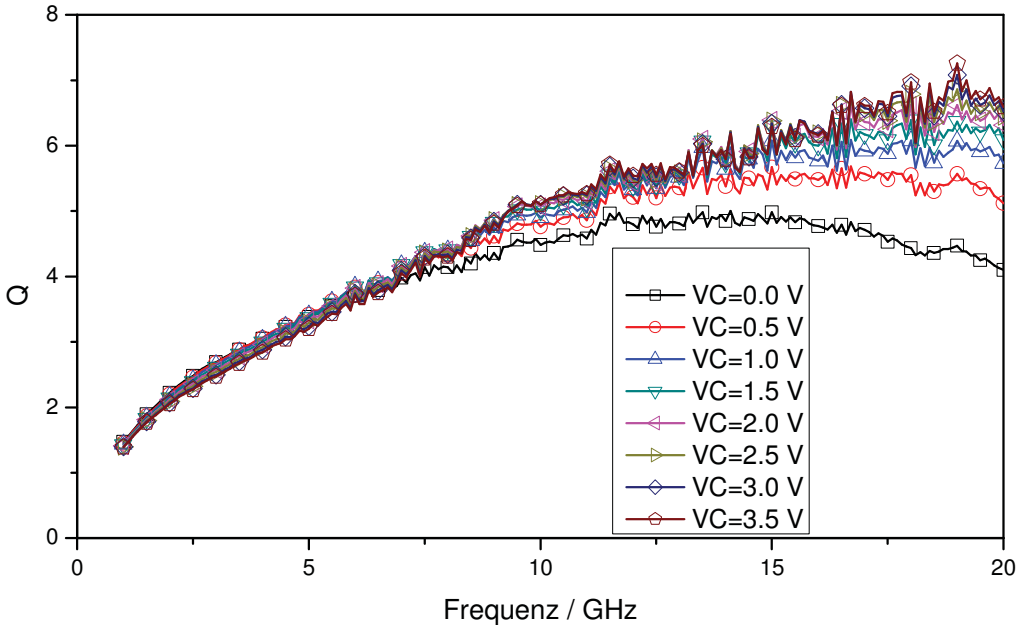


Abb. 7.15: Die Güte der DTL aus Abbildung 7.5(c) als Funktion der Frequenz für verschiedene Abstimmspannungen.

Zu erkennen ist eine nahzu konstante Güte für die verschiedenen Abstimmungsspannungen. Eine größere Abweichung ist bei Frequenzen über 12GHz zu sehen.

Allerdings bleibt die Güte der Einheitszelle aus Abbildung 7.5 (c) unter der aus Abbildung 7.5 (b), da die Güte der MIM Kapazitäteten höher ist als die der Varaktordioden.

7.2 Resonatoren

Eine Anwendung der oben beschriebenen neuartigen DTL ist die Verwendung in Resonatoren [55], [56], [57], [58], [59]. Deshalb wurde in dieser Arbeit auch ein differentieller Resonator entworfen und realisiert. Dieser Resonator besteht aus einer an einem Ende kurzgeschlossenen TL mit einer elektrischen Länge von ¼ der Wellenlänge. Diese TL besteht aus zwei Einheitszellen. Die Abbildung 7.16 zeigt eine Mikroskop-Aufnahme, sowie deren Abmessungen.

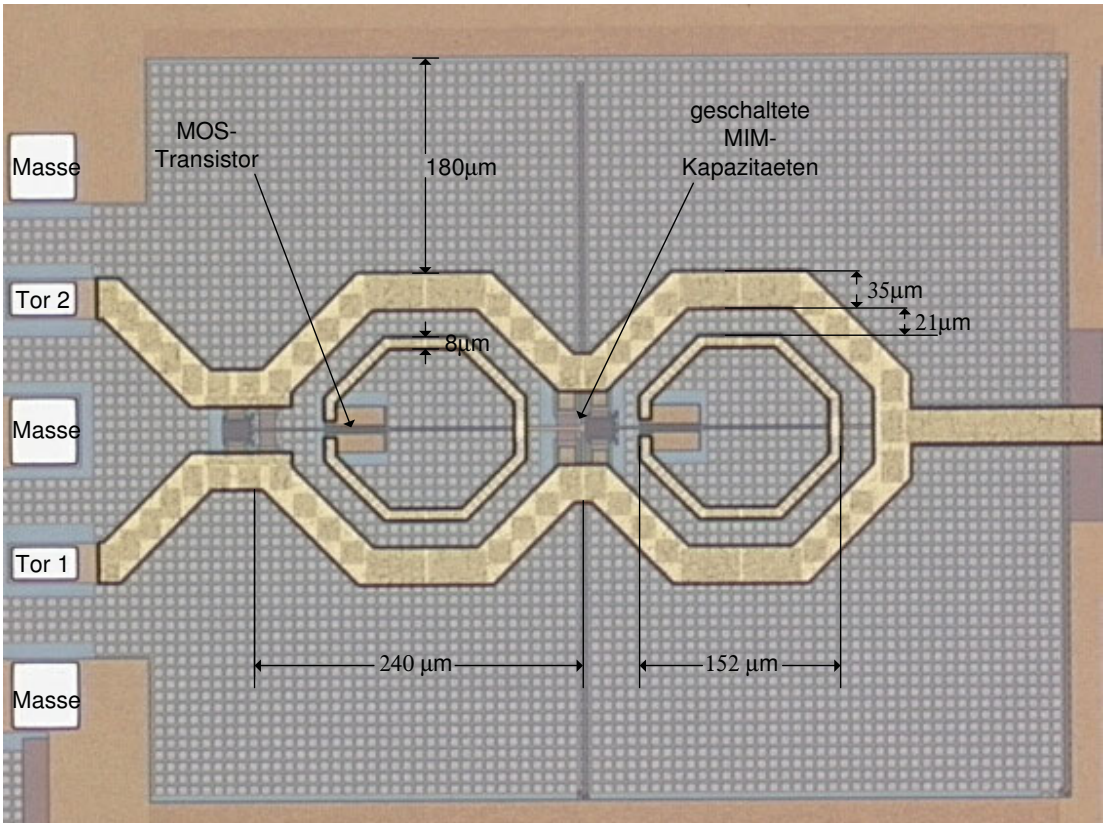


Abb. 7.16: Mikroskopisches Abbildung des realisierten Resonators, bestehend aus zwei Einheitszellen.

Dieser Resonator wurde für den Einsatz in rauscharmen, spannungsgesteuerten Oszillator entworfen. Daher soll die Güte hoch sein bei maximaler, frequenzmäßiger Abstimmbarkeit. Um die Güte zu maximieren wurden die drei oberen Metallisierungslagen (M3, M4 und M5) parallel geschaltet und das bei einer Leiterbahnbreite von 40µm, um die ohmschen Verluste zu minimieren. Eine weitere Parallelschaltung der unteren Metallisierungsebenen (M1 und M2), die zwangläufig näher zum Substrat liegen, erniedrigt den Serienwiderstand weiter, erhöht aber die Substratverluste. Die innere Schleife ist ebenfalls aus den drei oberen Metallisierungsebenen realisiert worden, allerdings mit kleineren Leiterbahnbreiten von 8µm. Zur Steuerung der Schleife wurde ein 33-Finger N-MOS Transistor mit der Breite von 33µm benutzt.

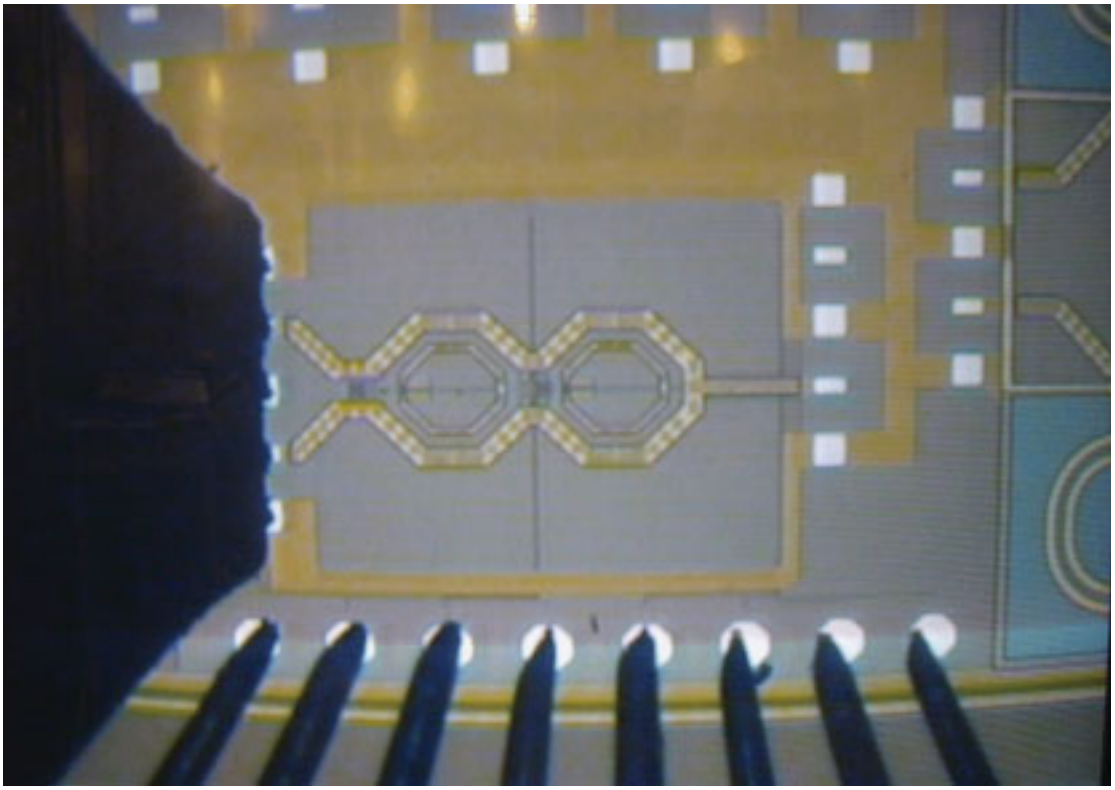


Abb. 7.17: Mikroskopische Abbildung des kontaktierten Resonators bei der messtechnischen Charakterisierung.

Die Einheitszelle dieses Resonators besitzt beide Abstimmungsmethoden: Admittanz- und Impedanz-Abstimmung. Die Abstimmspannungen zur Steuerung der einzelnen Komponenten werden über eine separate DC-Spitze geliefert. Die Abbildung 7.17 zeigt eine Aufnahme dieses Resonators, kontaktiert mit einer GSGSG-Mikrowellenspitze (Infinity von Cascade Microtech) und einer Spitze für die DC-Versorgung. Es wurden die Streuparameter des differentiellen Resonators gemessen (2-Tor); daraus wurde die differentielle Eingangsimpedanz $\underline{Z}_{D11}$ des Resonators ermittelt. Die Phase von $\underline{Z}_{D11}$ liefert die Information zur Resonanzfrequenz des Resonators: im Nulldurchgang des Phaseverlaufs.

Die Abbildung 7.17 zeigt die gemessene Phase der Eingangsimpedanz des Resonators $\varphi(\underline{Z}_{D11})$.

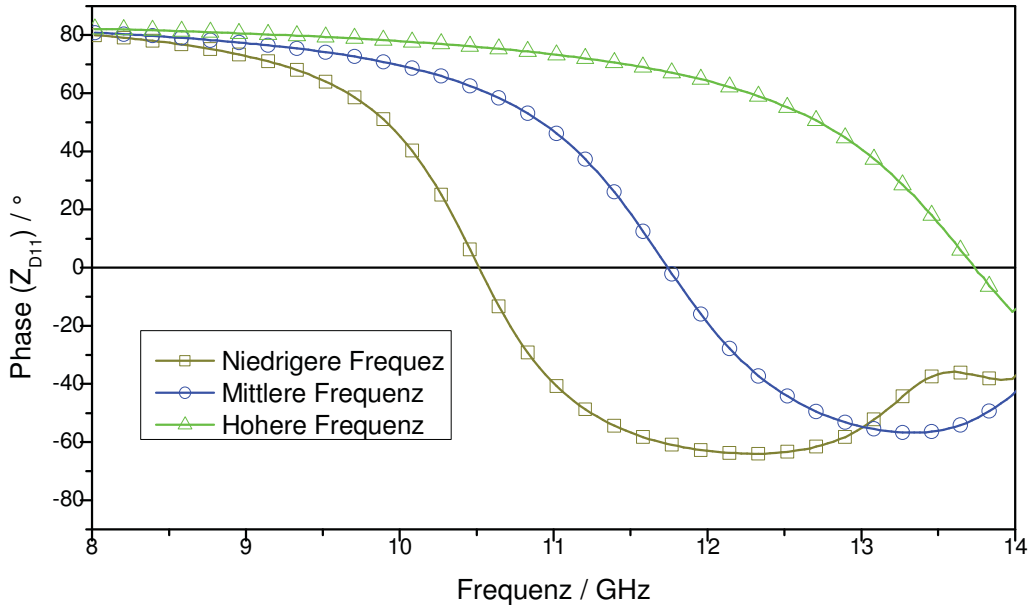


Abb. 7.18: Die Phase der Eingangsimpedanz des Resonators aus Abbildung 7.13 als Funktion der Frequenz für die verschiedenen Abstimmspannungen.

Durch das unterschiedliche Anlegen der Abstimmspannungen können drei Resonanzfrequenzen eingestellt werden. Diese Frequenzen sind in Abbildung 7.18 als niedrigere, mittlere und höhere Frequenz bezeichnet. Die Resonanzfrequenz f_0 entpricht der Frequenz mit $\varphi(\underline{Z}_{D11}) = 0$. Die Resonanzfrequenzen sind bei 10,5, 11,7 und 13,8GHz. Somit besitzt dieser Resonator eine Abstimmbarkeit von 31%. Die Abbildung 7.18 zeigt die Güte des Resonators für die drei Resonanzfrequenzen.

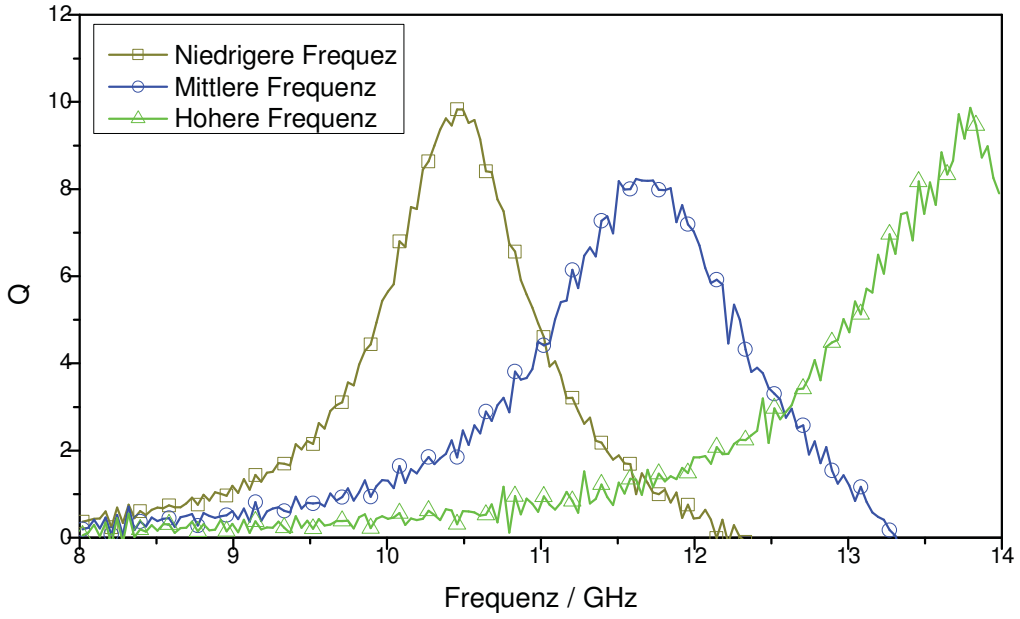


Abb. 7.19: Die Güte des differentiellen Resonators aus Abbildung 7.13 für die verschiedenen Abstimmspannungen.

Die Güte ist definiert zu:

$$Q = \frac{\pi}{360} * \left(f * \left| \frac{\partial(\varphi)}{\partial(f)} \right| \right)_{f \to f_0}, \qquad (7.1)$$

wobei φ die Phase der Eingangsimpedanz des Resonators in Grad und f die Frequenz in Hertz sind.

Für die hier vorliegende Resonator Struktur wurde eine Güte von 8-10 erreicht, wobei die Werte nahzu konstant für alle drei Resonanzfrequenzen sind. Das ist ein sehr gutes Ergebnis für eine integrierte Resonatorschaltung.

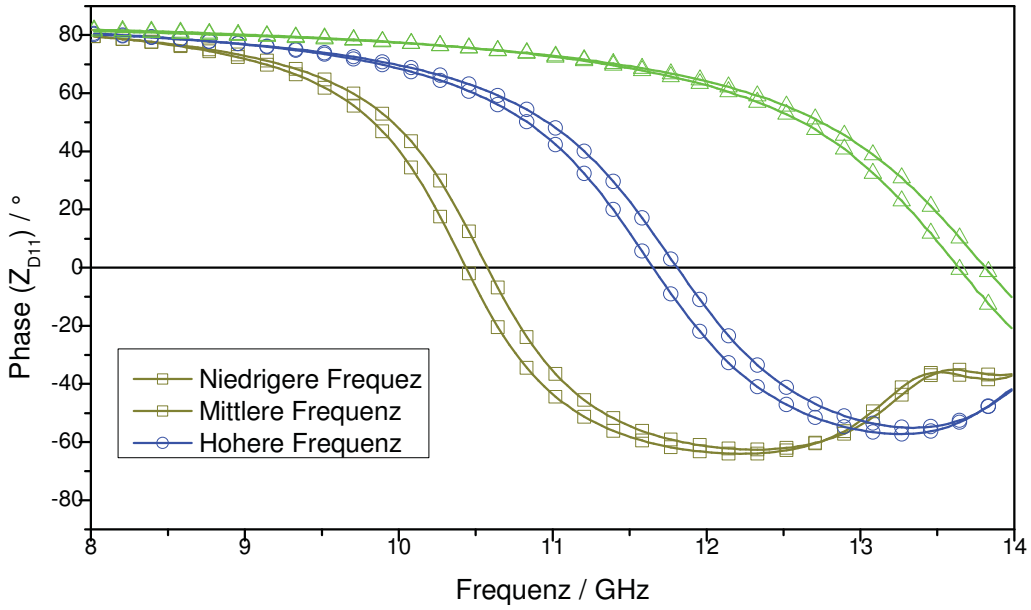


Abb. 7.20: Maximale Variation der Resonanzfrequenzen aus insgesamt 30 Messungen über drei Wafer.

Für Ausbeute Untersuchungen wurden 30 Teststrukturen über drei Wafer messtechnisch charakterisiert. Eine akzeptable Abweichung konnte ermittelt werden. Die Abweichung bei der Resonanzfrequenz betrug 1,3%. Das reduziert den gesamten Abstimmbereich nur um 4,5%.

8 Zusammenfassung

Ziel der vorliegenden Arbeit ist die Realisierung und Evaluierung von periodischen Transmissionsleitungen für die integrierte Schaltungstechnik. Ein Schwerpunkt liegt hierbei auf der Realisierung von periodischen, symmetrischen Transmissionsleitungen mit einem minimalen Flächenverbrauch und optimalen Eigenschaften. Einen weiteren Schwerpunkt bildet die Realisierung von abstimmbaren Transmissionsleitungen.

Zunächst werden in Kapitel zwei die theoretischen Grundlagen vorgestellt und die Ausbreitungseigenschaften der beiden gängigsten Modi auf periodischen symmetrischen Transmissionsleitungen (STL) hergeleitet.

In Kapitel drei werden dann Realisierungsformen von Einheitszellen, die zu starken magnetischen und elektrischen Kopplungen führen, vorgestellt. Es wird erläutert, wie dies zu deutlichen Vorteilen, wie einer drastisch erhöhten Flächeneffizienz und höheren Gütefaktoren führt. Anschließend werden Realisierungsformen von abstimmbaren Einheitszellen vorgestellt. Diese ermöglichen Differentiellen Transmissionsleitungen (DTLs), deren wesentliche Parameter wie Wellenwiderstand, elektrische Länge und Gütefaktor mit Hilfe einer Abstimmspannung eingestellt werden können. Damit wird es möglich, Hauptparameter nachträglich abzustimmen, um z.B. Technologie Schwankungen zu korrigieren.

Hierfür werden Methoden zur Abstimmung sowohl des Impedanzbelages als auch des Admittanzbelages entwickelt. Werden beide Abstimmmethoden kombiniert, so wird es möglich, z.B. eine reine Abstimmung der Phasenverschiebung über ein breites Abstimmungsband zu erreichen bei gleichzeitig strenger Konstanthaltung des Wellenwiderstandes und umgekehrt.

Nach der Vorstellung dieser Strukturen und Besprechung ihrer Grundlagen und Vorteile werden in Kapitel 4 die Simulationsmethoden zur Berechnung sämtlicher Strukturen bzw. Einheitszellen mittels Feldsimulatoren in Kombination mit Schaltungssimulatoren vorgestellt und erläutert.

Zur Bestätigung dieser theoretischen Überlegungen wird eine Technologie der Firma ATMEL gewählt, um Test Strukturen zu realisieren. Der Aufbau diesen Strukturen wird in Kapitel 5 beschrieben. Dieser Aufbau erlaubt die Charakterisierung der Strukturen mittels 4-Tor Streuparameter Messplatz. Ebenfalls wird in Kapitel 5 die hierfür verwendete Technologie beschrieben.

In Kapitel 6 wird die verwendete 4-Tor On-Wafer Streu-Parameter Messtechnik beschrieben. Der Aufbau des Messplatzes wird vorgestellt; anschliessend wird die Durchführung der Kalibrierung und der Messung beschrieben. Es werden Methoden entwickelt, um diese Strukturen zu deembedden. Diese Methoden werden ebenfalls in Kapitel 6 detailliert beschrieben.

In Kapitel 7 werden die Mess-Ergebnisse ausgewählter Strukturen vorgestellt, mit Simulationsergebnissen verglichen und diskutiert.

Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und vorgestellten Strukturen ermöglichen:

- Die Realisierung von DTL mit hohen Wellenwiderständen.
- Die Realisierung von DTL mit hohen Verkürzungsfaktoren von bis zu 22, entspricht einer Flächenreduzierung auf 4,5%.
- Die Realisierung von abstimmbaren DTL, die eine Abstimmbarkeit der elektrischen Länge von bis zu 41% besitzen.
- Die Erhöhung der Güte der DTL auf das Dreifache.
- Der realisierte Resonator besitzt eine Abstimmbarkeit der Resonanzfrequenz von 31%.

9 Literatur

[1] C. P. Yue, S. S. Wong: A study on substrate effects of silicon-based RF passive components. Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, Volume 4, 13-19 June 1999, 1625 - 1628

[2] J. K. Abraham, K. J. Vinoy, R. Tellakula, V. K. Varadan: Experimental results of planar meta materials, Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE Volume 4, 22-27 June 2003, 615 - 618

[3] J. K. Abraham, R. Tellakula, K. J. Vinoy, Y. Sha, V. K. Varadan: Tailoring the dielectric properties of meta materials, Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International Volume 3, 8-13 June 2003, 1837 – 1840

[4] N. Yang, Z. Ning Chen, Y. Yi Wang, M. Y. W. Chia: A two-Layer compact electromagnetic band gap (EBG) structure and its Applications in microstrip filters design, Microwave and Optical Technology Letters, Vol.37, No. 1, 5 April 2005

[5] A. Saib, I. Huynen: Transmission lines on periodic bandgap metamaterials: from microwaves to optics applications, Journal of Optics Applications, Pure ans Applied Optics, January 2005, 124 - 132

[6] Sio-Weng Ting, Kam-Weng Tam, R. P. Martins: Miniaturized microstrip lowpass filter with wide stopband using double equilateral U-shaped defected ground structure, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Volume 16, Issue 5, May 2006, 240 - 242

[7] R. Coccioli, Fei-Ran Yang, Kuang-Ping Ma, T. Itoh: Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 47, Issue 11, Nov. 1999, 2123 – 2130

[8] R. Gonzalo, P. De Maagt, M. Sorolla: Enhanced patch-antenna performance by suppressing surface waves using photonic-bandgap substrates, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 47, Issue 11, Nov. 1999, 2131 - 2138

[9] K. Ma, J. Ma, M. Anh Do, K. Seng Yeo: Experimentally investigating slow-wave transmission lines and filters based on conductor-backed CPW periodic cells, Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International, 12-17 June 2005, 4

[10] Bao-qin Lin, Qiu-rong Zheng, Nai-chang Yuan: A novel planar PBG structure for size reduction, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 16, Issue 5, May 2006, 269 - 271

[11] Chul-sik kee, Mi-Young Jang, Ikmo Park, H. Lim: Photonic band gap formation by microstrip ring: A way to reduce the size of microwave photonic band gap structures, Applied Physics Letters Volume 80, number 9, 4 March 2002, 1520 – 1522

[12] Hsiuan-ju Hsu, M. J. Hill, R. W. Ziolkowski, J. Papapolymerou: A Duroid-based planar EBG cavity resonator filter with improved quality factor, Antennas and Wireless Propagation Letters, Volume 1, Issue 1, 2002, 67 - 70

[13] M. J. Hill, R. W. Ziolkowski, J. Papapolymerou: A high-Q reconfigurable planar EBG cavity resonator, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE, Volume 11, Issue 6, June 2001, 255 - 257

[14] C. Caloz, T. Itoh: Characteristics of the Composite Right/Left-Handed Transmission lines, IEEE Microwave Magazine, September 2004, 34-50

[15] A. Grbic, G. V. Eleftheriades: Dispersion analysis of a microstrip-based negative refractive index periodic structure, Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 13, Issue 4, April 2003, 155 – 157

[16] S. G. Mao, S. L. Chen, C. W. Huang: Effective Electromagnetic Parameters of Novel Distributed Left-Handed Microstrip Lines, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 53, no. 4, April 2005, 1515 - 1520

[17] F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, R. Marques, T. Lopetegi, M. Sorolla: Left-Handed Coplanar Waveguide Band Pass Filters Based on Bi-layer Split Ring Resonators, IEEE Microw. and Wireless Components Letters, vol. 14, no. 1, January 2004, 10 -12

[18] H. Salehi, A. H. Majedi, R. R. Mansour: Analysis and design of Superconducting left-handed transmission lines, Applied Superconductivity, IEEE Transactions on Volume 15, Issue 2, Part 1, June 2005, 996 - 999

[19] O. Zinke, H. Brunswig: Hochfrequenztechnik 1, Springer-Verlag Berlin, 1995

[20] A. Ferrero, M. Pirola: Generalized Mixed-Mode S-Parameter, Microwave Theorie and Techniques, IEEE Transaction on Volume 54, Issue 1, Jan. 2006, 458 - 463

[21] H. Shi, W. T. Beyene, J. Feng, B. Chia and X. Yuan: Properties of Mixed Mode Parameter of Cascaded Balanced Networks and their Applications in Modeling of differential Interconnects, Microwaves Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 54, Issue 1, Jan. 2006, 360 – 372

[22] I. Wolff: Grundlagen der Elektrotechnik, Verlagsbuchhandlung Nellissen-Wolff GmbH, Aachen 1997

[23] S. El Rai: New differentially sourced Transmission Lines on Silicon, Kleinheubacher Tagung, Kleinheubach, Germany, 26 - 30 Sep. 2005

[24] S. El Rai, R. Tempel: New Design of differential Transmission lines on Silicon, Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF) 2006, San Diego, USA, 18-20 January 2006, 101 – 102

[25] S. El Rai, R. Tempel, D. Jäger: New Design of Differential Transmission Lines on Silicon, Proceedings of the SODC, Duisburg, Germany, 3 - 8 Sep. 2006

[26] S. El Rai, R. Tempel: Monolithically integrated circuit arrangement, DE 102005050484.1-33 am 21 Oct. 2005, WO PCT/EP2006/009937 am 14 Okt. 2006

[27] A. M. Niknejad,R. G. Meyer: Analysis, design and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF ICs, Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 33, Issue 10, Oct. 1998, 1470 - 1481

[28] T. O. Dickson, M. A. LaCroix, S. Boret, D. Gloria, R. Beerkens, S. P. Voinigescu: 30-100 GHz inductors and transformers for millimeter-wave (Bi)CMOS integrated circuits, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 53, Issue 1, Jan. 2005, 123 - 133

[29] T. Biondi, A. Scuderi, E. Ragonese, G. Palmisano: Analysis and modeling of layout scaling in silicon integrated stacked transformers, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 54, Issue 5, May 2006, 2203 - 2210

[30] Chih-Chun Tang, Chia-Hsin Wu, Shen-Iuan Liu: Miniature 3-D inductors in standard CMOS process, Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 37, Issue 4, April 2002, 471 - 480

[31] R. L. Bunch, D. I. Sanderson, S. Raman: Quality factor and inductance in differential IC implementations, Microwave Magazine, IEEE Volume 3, Issue 2, Jun 2002, 82 - 92

[32] T. Dickson, M. A. LaCroix, S. Boret, D. Gloria, R. Beerkens, S. P. Voinigescu: Si-based inductors and transformers for 30-100 GHz applications, Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, Volume 1, 6-11 June 2004, 205 - 208

[33] Heng-Ming Hsu, Jiong-Guang Su, Yo-Sheng Lin, Ming-Hao Tseng, Jason Chih-Hsien Lin, Jack Yuan-Chen Sun, Denny Tang, Tsing-Tyan Yang, Ting-Sien Tu, Li-Fu Lin: High Q broadband copper spiral inductors with Q=45 on proton-bombarded semi-insulating silicon substrate, ASIC 2002 Proceedings, 2002 IEEE Asia-Pacific Conference on, 6-8 Aug. 2002, 113 – 116

[34] S. S. Mohan, M. D. M. Hershenson, S. P. Boyd, T. H. Lee,: Bandwidth extension in CMOS with optimized on-chip inductors, Solid-State Circuits, IEEE Journal of, Volume 35, Issue 3, March 2000, 346 - 355

[35] J. C. Guo, T. Y. Tan: A broadband and scalable model for on-chip inductors incorporating substrate and conductor loss effects, Radio Frequency integrated Circuits (RFIC) Symposium 2005, 12-14 June 2005, 593 - 596

[36] Wei Gao, Zhiping Yu, Scalable compact circuit model and synthesis for RF CMOS spiral inductors, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 54, Issue 3, March 2006, 1055 - 1064

[37] S. El Rai, R. Tempel, D. Jäger: Radical Shorted Differential Transmission Lines on Silicon Based upon Periodic PBG Structures, The 36th European Microwave Conference EUMC 2006, European Microwave Week 2006, Manchester, UK, 10-15 Sep. 2006, 788 - 791.

[38] S. El Rai, A. Pawlikiewicz, R. Tempel, D. Jäger: Transmission Lines Based on Metamaterial Structures for Si-MMICs, Progress In Electromagnetics Research Symposium, PIERS 2008, Cambridge, USA, 2-6 July 2008

[39] J. N. Burghartz, M. Soyuer, K. A. Jenkins, M. Kies, M. Dolan, K. J. Stein, J. Malinowski, D. L. Harame: Integrated RF components in a SiGe bipolar technology, Solid-State Circuits, IEEE Journal of, Volume 32, Issue 9, Sept. 1997, 1440 - 1445

[40] Q. S. I. Lim, A. V. Kordesch, R. A. Keating: Performance comparison of MIM capacitors and metal finger capacitors for analog and RF applications, RF and Microwave Conference 2004, Selangor, Malaysia, 5-6 Oct. 2004, 85 - 89

[41] S. El Rai, R. Tempel: Differential Transmission Lines on Silicon Based on Periodic Photonic Bandgap Structures, Radio and Wireless Symposium (RWS) 2006, San Diego, USA, 14-20 Jan. 2006, 207 – 210

[42] A. Pawlikiewicz, R. Wood: AT46700 Rev 0.35 SiGe BiCMOS Technology, ATMEL Corp., Colorado Springs, Colorado, USA, 2006

[43] S. M. Sze: Physics of Semiconducor devices, John Wiley & Sons, 1981

[44] J. Maget, R. Kraus, M. Tiebout: A physical model of a CMOS varactor with high capacitance tuning range and its application to simulate a voltage controlled oscillator, Semiconductor Device Research Symposium 2001, 5-7 Dec. 2001, 609 - 612

[45] C. F. Huang, C. C. Wu, C. H. Chen, C. C. Ho, Y. J. Chan, C. S. Chang, C. P. Chao, G. J. Chern: A comprehensive varactor study for advanced CMOS RFIC design, VLSI Technology, 2005 IEEE VLSI-TSA International Symposium on, 25-27 April 2005, 66 - 67

[46] W. M. Y. Wong, Ping Shing Hui, Zhiheng Chen, Keqiang Shen, J. Lau, P. C. H. Chan, Ping-Keung Ko: A wide tuning range gated varactor Solid-State Circuits, IEEE Journal of, Volume 35, Issue 5, May 2000, 773 - 779

[47] S. C. Kelly, J. A. Power, M. O'Neill: Selection and modeling of integrated RF varactors on a 0.35-/spl mu/m BiCMOS technology, Semiconductor Manufacturing, IEEE Transactions on, Volume 17, Issue 2, May 2004, 142 - 149

[48] S. El Rai, R. Tempel, D. Jäger: Tunable Transmission line on Silicon Based upon Periodic Photonic Bandgap Structures, German Microwave Conference (GeMiC), Karlsruhe 2006

[49] S. El Rai, R. Tempel, D. Jäger: Tunable Transmission lines on Silicon Based upon Periodic Photonic Bandgap Structures, Journal of the European microwave association EuMA, Volume 2, Issue 4, Dec. 2006, 294 - 299

[50] S. El Rai, R. Tempel: Coupling element for electromagnetic coupling of at least two conductors of a transmission line, DE 102005054348.0-09 15 Nov. 2005, EU 60231867 08 Nov. 2006, US 11/599399 15 Nov. 2006, CN 2006101485397 15 Nov. 2006

[51] S. El Rai, R. Tempel: Integrated resonance circuit, DE 102006023353.0-35 17 May 2006, EP 70067772 31 Mar. 2007, US 11/798917 17 May 2007

[52] S. El Rai, A. Pawlikiewicz, R. Tempel, D. Jäger: Realization of tunable periodical Differential Transmission Lines on Silicon, Proceedings of the 14th International Conference, Mixed Design of integrated circuits and systems, MIXDES 2007 ciechocinek, Poland, 21-23 Jun. 2007, 328 - 332

[53] T. E. Kolding: On-wafer calibration techniques for giga-hertz CMOS measurements Microelectronic Test Structures, Proceedings of the 1999 International Conference, 15-18 March 1999, 105 – 110

[54] D. A. Frickey: Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 42, Issue 2, Feb. 1994, 205 - 211

[55] A. W. Biggs: Slow wave transmission line transformers Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on Volume 34, Issue 3, Part1 , Aug 1992, 242 – 251

[56] H. Frederick: A Narrowband Quasi-Transversal Filter using a Slow-Wave Structure, European Microwave Conference, 1994 24th Volume 1, Oct. 1994, 478 – 483

[57] S. Gruszczynski, K. Wincza, K. Sachse: Design of Compensated Coupled-Stripline 3-dB Directional Couplers, Phase Shifters, and Magic-T's, Part I: Single-Section Coupled-Line Circuits, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 54, Issue 11, Nov. 2006, 3986 – 3994

[58] S. Gruszczynski, K. Wincza, K. Sachse: Design of Compensated Coupled-Stripline 3-dB Directional Couplers, Phase Shifters, and Magic-T's, Part II: Broadband Coupled-Line Circuits, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 54, Issue 9, Sept. 2006, 3501 – 3507

[59] K. Sen Ang, Y. Choy Leong: Converting baluns into broad-band impedance-transforming 180/spl deg/ hybrids, Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, Volume 50, Issue 8, Aug. 2002, 1990 - 1995

10 Anhang A

Der Beweis der folgende Ausdruck kann mit Hilfe der vollständige Induktion getan werden:

$$\begin{bmatrix} \cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) & \underline{Z}_{D,EZ}\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) \\ \frac{1}{\underline{Z}_{D,EZ}}\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) & \cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) \end{bmatrix}^{N} = \begin{bmatrix} \cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) & \underline{Z}_{EZ}\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) \\ \frac{1}{\underline{Z}_{EZ}}\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) & \cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) \end{bmatrix}$$

das gilt für N=1, man muß nur noch es für N+1 beweisen.

$$\begin{bmatrix} \cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) & \underline{Z}_{EZ}\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) \\ \frac{1}{\underline{Z}_{EZ}}\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) & \cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) \end{bmatrix}^{N+1} =$$

$$\begin{bmatrix} \cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) & \underline{Z}_{EZ}\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) \\ \frac{1}{\underline{Z}_{EZ}}\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) & \cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ}) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) & \underline{Z}_{EZ}\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) \\ \frac{1}{\underline{Z}_{EZ}}\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) & \cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} \cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\cosh(\underline{\gamma}_{EZ})+\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) & \underline{Z}_{EZ}*(\cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\sinh(\underline{\gamma}_{EZ})+\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\cosh(\underline{\gamma}_{EZ})) \\ \frac{1}{\underline{Z}_{EZ}}*(\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\cosh(\underline{\gamma}_{EZ})+\cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\sinh(\underline{\gamma}_{EZ})) & \sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\sinh(\underline{\gamma}_{EZ})+\cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) \end{bmatrix}$$

nach der Einsetzen der Additionstheoreme.

$$\begin{matrix} \cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\cosh(\underline{\gamma}_{EZ})+\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\sinh(\underline{\gamma}_{EZ}) \\ \cosh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\sinh(\underline{\gamma}_{EZ})+\sinh(N*\underline{\gamma}_{EZ})*\cosh(\underline{\gamma}_{EZ}) \end{matrix}$$

ergibt sich die obere Gleichung.