

1

Einleitung

Seit Jahren führen größere und komplexere Schaltungen in der Mikroelektronik zu neuen Herausforderungen im Chipdesign. Die enorme Leistungssteigerung integrierter Schaltkreise wurde ermöglicht durch eine fortschreitende Miniaturisierung verbunden mit einer Steigerung der Funktionalität und dem rasanten Anstieg der Arbeitsgeschwindigkeit. Letztere führt dazu, daß die Übertragungseigenschaften mikroelektronischer Systeme immer mehr von Einflüssen dominiert werden, die in konventionellen Designprozessen bestenfalls ansatzweise berücksichtigt werden. Die Einflüsse resultieren ganz wesentlich aus den elektrodynamischen Eigenschaften der Leitbahnen, die die elektrischen Verbindungen zwischen den aktiven Bauelementen (also in der Regel Transistoren) darstellen. Leider haben diese Verbindungsstrukturen auf der Chipebene neben den ihnen zgedachten originären Funktionen auch negative Eigenschaften. So können sie die Signalintegrität¹ in einer für die Funktion der Gesamtschaltung im Allgemeinen ungünstigen und im Einzelfall nur schwer vorhersehbaren Weise beeinflussen. Man spricht deshalb in diesem Zusammenhang auch von *parasitären* Effekten, die die Signalintegrität beeinträchtigen. Während parasitäre Effekte vor einigen Jahren noch nahezu vernachlässigt werden konnten, können sie gegenwärtig je nach Anwendungsfall das Schaltungsverhalten durchaus dominieren. Aus diesem Grund müssen die bei hohen Frequenzen signifikanten Leitbahneffekte (z.B. Reflexion, Dispersion, elektromagnetische Kopplung, Abstrahlung) sowie die Substrateffekte (z.B. Skin-/Proximity-Effekt, Wirbelströme) immer genauer berücksichtigt werden. Diese Effekte kommen einzeln oder in Kombination insbesondere bei schnellen Signalen zum Tragen.

Die Leistungsfähigkeit integrierter Schaltungen hängt neben der Schaltgeschwindigkeit der aktiven Bauelemente unmittelbar davon ab, wie schnell ein Informationstransfer zwischen den einzelnen Komponenten stattfinden kann. Heutzutage existieren auf dem Weltmarkt Mikroprozessoren mit ca. 500 Millionen Transistoren, die mit Leitbahnen

¹Unter Signalintegrität wird die Vermeidung von Signalverzerrungen bzw. der Erhalt der für einen angestrebten Zweck notwendigen Qualität eines i.a. elektrischen Signals verstanden.

in einer Gesamtlänge von einigen Kilometern auf 8 bis 10 Metallisierungslagen verdrahtet sind. Der International Technology Roadmap for Semiconductors („ITRS“ Roadmap) [51] zufolge finden sich bereits heute in integrierten Schaltungen Leitungslängen von bis zu 14.5 km bei Betriebsfrequenzen von bis zu 3.1 GHz bei digitalen Designs. Bei analogen Anwendungen kann die Betriebsfrequenz bis 10 GHz und darüber erreichen. Bereits im nächsten Jahr (2006) ist mit Leitungslängen von bis zu 31.7 km bei Betriebsfrequenzen von bis zu 4.1 GHz bzw. 20 GHz zu rechnen. In Zukunft wird durch die weitere fortschreitende Miniaturisierung die Anzahl der Transistoren ansteigen und entsprechend auch die Verdrahtungslänge. Zugleich sind die Grundflächen der realisierten integrierten Schaltungen eher größer als kleiner geworden. Heutzutage werden ganze Systeme – bestehend aus digitalen und analogen Schaltungsteilen – auf einem Chip integriert. Dabei hat die mittlere Entfernung zwischen den Komponenten zugenommen. Durch die anwachsenden Leitungslängen stehen die Leitbahnverbindungen zwischen den aktiven Bauelementen immer stärker im Mittelpunkt des Schaltungsdesigns. Man spricht mittlerweile von *leitbahnzentriertem* Chipdesign. Prinzipiell muß zwischen *lokalen* (Verdrahtung innerhalb von funktionalen Einheiten) und *globalen* Verbindungsleitungen (zwischen verschiedenen funktionalen Einheiten) in integrierten Schaltungen unterschieden werden. Während die Laufzeiten auf lokalen Verbindungen in ähnlicher Weise wie die Gatterlaufzeiten mit fortschreitender Miniaturisierung abnehmen, ist die Länge globaler Verbindungen von der Chipfläche abhängig und wird daher zunehmen. Die maximale Arbeitsgeschwindigkeit heutiger integrierter Schaltungen wird somit von der Signallaufzeit sowie den parasitären Eigenschaften der globalen Leitungsstrukturen bestimmt.

Die Miniaturisierung führt auch zum Anstieg der Integrationsdichte elektrischer Verbindungsstrukturen (Leitbahnen) auf Chips. Hierdurch kommt der elektromagnetischen Kopplung zwischen benachbarten Signalleitungen eine mit dem Miniaturisierungsgrad der Schaltungen wachsende Bedeutung zu. Neben der Tendenz zu kleineren Strukturgrößen spielen für die Kopplungseffekte insbesondere die steigende Taktfrequenz und die anwachsenden Leitungslängen eine entscheidende Rolle. So verursacht z.B. die elektromagnetische Kopplung zwischen Leitungen Signalverzögerungen, die die Arbeitsgeschwindigkeit elektronischer Schaltungen begrenzen. Das führt zunehmend dazu, daß nach bestehenden Regeln korrekt entworfene Schaltungen unter Umständen nicht funktionsfähig sind. Dann notwendig werdende Re-Designs verursachen zum einen erhebliche Kosten, zum anderen sind angestrebte technische Ziele möglicherweise gar nicht erreichbar. Es ist deshalb nicht nur wünschenswert, sondern für komplexe Strukturen auch zwingend erforderlich, die beim Schaltungsdesign benutzten Regeln derart zu modifizieren oder auch völlig neu so zu gestalten, daß die aus der Verdrahtung resultierenden parasitären Effekte bereits beim Entwurf einer Schaltung in hinreichendem Umfang berücksichtigt werden.

Leitungen in integrierten Schaltungen dienen entweder der Verbindung aktiver Bauelemente mit der Betriebsspannung (Versorgungsleitungen) oder zur Informations-

übertragung (Signalleitungen). Dabei muß die Übertragung von Gleichleistung stets gewährleistet sein. Dies setzt die Existenz von mindestens zwei voneinander unabhängigen Elektroden (Hin- und Rückleiter) voraus. Während bei den Versorgungsleitungen ein Hin- und ein Rückleiter stets explizit vorhanden sind, ist der Rückleiter im Falle der Signalleitungen nicht immer eindeutig zu bestimmen. In integrierten Schaltungen wird nämlich häufig darauf verzichtet, bei jedem Bussystem einen oder mehrere Masseleiter parallel mitzuführen. Die Rolle des Rückleiters wird in solchen Fällen bei hohen Frequenzen größtenteils vom halbleitenden Substrat übernommen, das i.a. über eine Vielzahl von Vias mit dem Masseleiter verbunden ist. Der Einfluß des Substrats auf die Signalübertragung wächst dabei mit dem Abstand der Signalleiter zur Masseleitung. Da dieser Abstand verglichen mit dem Abstand zwischen Signalleiter und Substrat häufig sehr groß ist, darf der Substrateinfluß, insbesondere bei hohen Frequenzen, nicht vernachlässigt werden. Über die o.g. Wechselwirkungen, die das Übertragungsverhalten von Leitungen in integrierten Schaltungen maßgeblich beeinflussen können, ist nur relativ wenig bekannt. Daher sind Untersuchungen erforderlich, inwieweit der Einfluß der Masseleitungspositionierung auf die Übertragungseigenschaften von On-Wafer-Leitungssystemen zu berücksichtigen ist.

1.1 Stand der Forschung

Auf dem Gebiet der Charakterisierung von Leitungssystemen wurden zahlreiche Arbeiten veröffentlicht. Diese lassen sich in zwei Hauptgruppen unterteilen. Die erste Gruppe befaßt sich mit der Charakterisierung von Leitungen basierend auf analytischen, quasi-analytischen oder auch numerischen Berechnungsverfahren. Die zweite Gruppe beschäftigt sich mit experimentellen Meßmethoden zur Ermittlung der charakteristischen Leitungsgrößen aus den meßtechnisch gewonnenen Daten. Die genauesten Ergebnisse wurden dabei im Allgemeinen mit kalibrierten Streuparametermessungen erzielt.

Erste Untersuchungen der Signalausbreitung entlang von Streifenleitungen auf verlustbehafteten Substraten wurden bereits 1967 von Guckel et al. [22] durchgeführt. Basierend darauf wurden 1971 von Hasegawa [24] die Übertragungseigenschaften von Mikrostreifenleitungen auf Silizium-Substraten theoretisch untersucht und mit Hilfe einfacher Netzwerkmodelle in Abhängigkeit von der Frequenz und der Substratleitfähigkeit klassifiziert. Zur Verifikation der Ergebnisse wurden Messungen an Leitungen mit einer Breite von $70\ \mu\text{m}$ und $1600\ \mu\text{m}$ im Frequenzbereich bis 4 GHz durchgeführt. Die Erkenntnisse aus dieser Arbeit sind für eine qualitative Beschreibung der Wellenausbreitung auf halbleitenden Substraten nach wie vor von zentraler Bedeutung und werden deshalb in Abschnitt 2.2.1 näher erläutert.

Die meisten der seit damals erschienenen Veröffentlichungen beschäftigen sich mit numerischen Feldberechnungen. So kamen verschiedene numerische Verfahren zum Einsatz, mit deren Hilfe das vollständige elektromagnetische Feld unter Berücksichti-

gung aller Feldkomponenten berechnet werden konnte („Full-Wave-Analysis“). Wird die induzierende Wirkung des von einer Verschiebungsstromänderung hervorgerufenen Magnetfeldes vernachlässigt², so kann auch mit einem quasi-stationären Ansatz gearbeitet werden. Dieser Ansatz erlaubt zwar keine Wellenausbreitung, kann aber unter bestimmten Voraussetzungen zur Feldbeschreibung ausreichend sein. Eine Zusammenfassung numerischer Feldberechnungsmethoden ist in [30] zu finden. Als Beispiele seien hier die Finite-Elemente-Methode (FEM), die Momentenmethode (MOM) [23], die Boundary-Elemente-Methode (BEM) [42, 43] sowie der Partial-Element-Equivalent-Circuit-Ansatz (PEEC) [47, 50] genannt. Da in der vorliegenden Arbeit die Frequenzbereichsergebnisse auf numerischen Feldberechnungen beruhen, wird in Anhang A auf diese Verfahren eingegangen. Neben diesen numerischen Verfahren wurden auch analytische Methoden zur Beschreibung der Übertragungseigenschaften von zunächst verlustlosen Leitungen entwickelt. Diese sind jedoch i.a auf zweidimensionale Geometrieordnungen beschränkt. Die Kombination von analytischen Näherungen und numerischen Berechnungen (quasi-analytischer Ansatz) erlaubte es, Leiter- und Substratverluste zu berücksichtigen [19, 56]. Weitere erschienene Veröffentlichungen wie z.B. [16], [55], [69] und [70] beschäftigen sich mit der Entwicklung geeigneter Netzwerkmodelle, die das frequenzabhängige Übertragungsverhalten der Leitbahnen hinreichend genau approximieren. Basierend auf den erstellten Modellen wurden insbesondere für Mikrostreifenleitungen sowie koplanare Leitungen in Anwesenheit von leitenden Substraten geschlossene analytische Formeln für die frequenzabhängigen Leitungsparameter vorgestellt.

Die vollständige meßtechnische Charakterisierung von Leitbahnen in integrierten Schaltungen ist erst in der jüngeren Vergangenheit Gegenstand intensiver Forschung geworden. Neben den 1991 vorgestellten Meßverfahren zur Charakterisierung von Leitungen auf nahezu verlustlosen Halbleitersubstraten (wie z.B. GaAs) [28, 45, 38] wurden auch verschiedene Meßmethoden für leitfähige Substrate, die in aktuellen CMOS-Technologien Anwendung finden, entwickelt. Parasitäre Effekte innerhalb der Leitungsteststrukturen, die z.B. von den Kontaktpads der Prüfspitzen sowie von den Übergängen dieser Pads zu dem eigentlich zu charakterisierenden Leitungssegment herrühren und mit steigender Frequenz zunehmend an Bedeutung gewinnen, erschwerten dabei die genaue Bestimmung der Leitbahneigenschaften aus den Meßdaten. Eine weitverbreitete Methode, um die Kontaktpads bei der Messung von Leitungen auf Silizium-Substraten zu berücksichtigen, stammt von Eisenstadt und Eo und wurde im Jahr 1992 veröffentlicht [10]. Die Bestimmung des Wellenwiderstands blieb jedoch aufgrund der unvollständigen Charakterisierung der parasitären Einflüsse der Kontaktpads ungenau, so daß befriedigende Resultate nur bis zu einer Frequenz von maximal 10 GHz erzielt werden konnten. 1993 wurde von Williams und Marks die Kalibrierungsvergleichsmethode zur Bestimmung des Wellenwiderstands vorgestellt [59], wobei die Meßinformation durch Vergleich einer an den Teststrukturen durchgeführten TRL-

²In metallischen Leitern wird der Verschiebungsstrom gegenüber dem Leitungsstrom komplett vernachlässigt.

Kalibrierung mit einer TRL-Kalibrierung auf einem Referenzsubstrat erhalten wird. Diese Meßmethode ist allerdings für hohe Substratleitfähigkeiten nicht geeignet [60]. In dem von Zaage 1994 vorgestellten Verfahren werden die charakteristischen Leitungsgrößen einer Einzelleitung durch Reflexionsmessungen an Leitungen verschiedener Länge bestimmt [68]. Die 1996 von Winkel veröffentlichte Meßmethode benötigt zur Bestimmung des Wellenwiderstands Messungen an zwei Leitungen verschiedener Länge, wobei zur Charakterisierung der Kontaktpads zusätzliche Messungen an drei Pad-Teststrukturen notwendig sind [62, 63]. Die Berechnung der Ausbreitungskonstanten beruht auf dem Verfahren von Mondal und Chen [41]. Bei beiden Meßmethoden (Zaage, Winkel) ist eine exakte Positionierung der Mikrowellenprüfspitzen auf den Kontaktpads von großer Bedeutung, um genaue Meßergebnisse zu erhalten. Die 1998 von Arz vorgestellte erweiterte Kalibrierungsvergleichsmethode zur Bestimmung des Wellenwiderstands [1, 2, 4] beruht auf dem von Williams und Marks bereits 1991 eingeführten Meßverfahren [58]. Bei dieser Methode werden zunächst alle systematischen Fehler des Meßaufbaus bis hin zum Aufsetzpunkt der Mikrowellenprüfspitzen mit Hilfe von sehr genau charakterisierbaren Standards (koplanare Wellenleiter auf GaAs-Substrat) unter Einsatz einer Multiline-TRL-Kalibrierung korrigiert. Verwendet man anschließend die auf diese Weise kalibrierten Meßdaten der Leitungsteststrukturen als Standards einer On-Wafer-Multiline-TRL-Kalibrierung zweiter Ordnung, werden die Einflüsse der Kontaktpads und der Übergänge zum eigentlichen Leitungssegment sehr genau erfaßt. Ein Vergleich beider Kalibrierungen gestattet es, den frequenzabhängigen Wellenwiderstand der Leitungsteststrukturen zu ermitteln. Die gestiegenen Anforderungen an die Signalintegrität haben in letzter Zeit zu einem verstärkten Interesse an Verfahren zur meßtechnischen Charakterisierung gekoppelter Leitungssysteme geführt. Die meisten aktuellen Publikationen mit Ergebnissen für aktuelle CMOS-Technologien beschränken sich auf Verfahren für symmetrische gekoppelte Zweileitersysteme [13]. Eine wesentliche Vereinfachung stellt hierbei die Frequenzunabhängigkeit der Spannungs-Transformationsmatrizen symmetrischer gekoppelter Zweileitersysteme dar. Diese Vereinfachung wird auch in den in [62], [63], [64] und [65] vorgestellten Meßverfahren für die Matrizen der Ausbreitungskonstanten und der Wellenwiderstände symmetrischer gekoppelter Zweileitersysteme ausgenutzt. Verfahren für asymmetrische gekoppelte Zweileitersysteme, bei denen der Zusammenhang zwischen den Leiterspannungen der beiden fundamentalen Ausbreitungsmoden i.a. stark frequenzabhängig ist, wurden zunächst nur für verlustlose Substrate entwickelt [49, 61]. Erst das von Arz im Jahr 2000 veröffentlichte Meßverfahren erlaubte die breitbandige und vollständige Charakterisierung sowohl symmetrischer als auch asymmetrischer gekoppelter Zweileitersysteme auf Halbleitersubstraten [3]. Weil in der vorliegenden Arbeit die von Winkel und Arz entwickelten Meßmethoden der experimentellen Verifikation der aus numerischen Feldberechnungen gewonnenen Resultate dienen, werden diese in Kapitel 4 näher erläutert. Ein Vergleich beider Meßmethoden erfolgt in Kapitel 5.

Obwohl geeignete Werkzeuge zur Beschreibung der Übertragungseigenschaften von Leitungen in integrierten Schaltungen zur Verfügung standen, blieb bisher ungeklärt,

wie die Positionierung von Rückleitern die Übertragungseigenschaften realer Leitungssysteme auf leitenden Substraten beeinflusst.

Die 1997 und 1999 von Deutsch [8, 9] veröffentlichten Arbeiten liefern zwar anhand zahlreicher Untersuchungen von Leitungssystemen auf verschiedenen Metallisierungslagen Richtlinien für die Berücksichtigung parasitärer Leitungseffekte bei der Zeitbereichsanalyse, vernachlässigen jedoch bei der Impedanzermittlung aufgrund der als sehr niedrig angenommenen Substratleitfähigkeit alle Substrateffekte. Ein leitendes Substrat wird lediglich bei der Kapazitätsberechnung berücksichtigt.

In der 1998 von Krauter vorgestellten [31] Methode für die Zeitbereichsanalyse von On-Chip-Leitungssystemen wird der Einfluß eines leitenden Substrats ebenfalls vollständig vernachlässigt. Hochfrequente Substrateffekte unabhängig von der Substratleitfähigkeit zu vernachlässigen, ist jedoch i.a. nur zulässig, wenn der Abstand zwischen Rück- und Signalleiter kleiner als der Abstand der Signalleitung zum Substrat ist. Die Methode behandelt zwar den bei hohen Frequenzen auftretenden Proximity-Effekt im Falle mehrerer metallischer Rückleiter, die Charakterisierung erfolgt jedoch lediglich für sehr niedrige bzw. sehr hohe Frequenzen.

Später erschienene Arbeiten auf dem Gebiet der Zeitbereichsanalyse von On-Wafer-Leitungssystemen brachten keine nennenswerten Erkenntnisse.

1.2 Ziele der Arbeit

Die Frequenzabhängigkeit von On-Wafer-Leitungsparametern resultiert grundsätzlich aus einer der folgenden physikalischen Ursachen, wobei diese meistens nicht einzeln, sondern vielmehr gemeinsam auftreten:

- Der Skin-Effekt innerhalb leitender Substrate. Im Gegensatz dazu kann der Skin-Effekt in metallischen Leitern meistens vernachlässigt werden, weil die Querschnittsabmessungen der On-Wafer-Leitungen im Allgemeinen viel kleiner als die Eindringtiefe sind. Bei schwacher Substratleitfähigkeit muß der Skin-Effekt jedoch auch in den Leitbahnen berücksichtigt werden.
- Der Proximity-Effekt, wenn mehrere Rückstrompfade für den Rückstrom zur Verfügung stehen.
- Wirbelströme innerhalb von isolierten leitenden Substraten.

Zwei der wichtigsten und bisher unbeantworteten Fragen beim Chip-Entwurf lauten daher: „Unter welchen Bedingungen beeinflusst das Substrat in Abhängigkeit der Masseleitungspositionierung die Leitungsparameter typischer On-Wafer-Leitungssysteme?“ und „Welche Auswirkung hat dies auf das Übertragungsverhalten im Frequenz- und im

Zeitbereich?“

Zu diesem Zweck wurden in der vorliegenden Arbeit spezielle Teststrukturen entworfen und von *Infineon Technologies* gefertigt. Diese Teststrukturen wurden in 110 nm-CMOS-Technologie hergestellt und befinden sich auf einem Wafer mit DRAM-Chips. Die Substratleitfähigkeit des Wafers ist 100 S/m.

Ziel der Arbeit ist die Beantwortung obiger Fragen durch systematische Untersuchung der Übertragungseigenschaften von Einzelleitungen sowie von gekoppelten Leitungssystemen in integrierten Schaltungen in Abhängigkeit von der Masseleitungspositionierung. Dabei wird der Einfluß halbleitender Substrate auf das Übertragungsverhalten im Frequenz- und Zeitbereich ausführlich untersucht. Aus den gewonnenen Erkenntnissen sollen Richtlinien abgeleitet werden, mit deren Hilfe sich die parasitären Effekte aufgrund der Masseleitungspositionierung beim Entwurf von integrierten Schaltungen präventiv berücksichtigen lassen.

Dazu werden zunächst numerische Feldberechnungen für den gefertigten Testwafer mit der mittleren Substratleitfähigkeit (100 S/m) sowie zwei zusätzlichen Substratleitfähigkeiten, nämlich 10 S/m (niedrig) und 10^4 S/m (hoch), durchgeführt. Ziel der Extraktion ist es, neben Informationen über die elektromagnetische Feldverteilung insbesondere die Leitungsparameter für die vorgegebenen Teststrukturen zu gewinnen. Basierend auf Feldberechnungen mit finiten Elementen wird die Stromdichteverteilung im Substrat ebenfalls überprüft und quantifiziert. Darüber hinaus werden die Verluste innerhalb des Substrats für die oben erwähnten Leitfähigkeiten über den gesamten Frequenzbereich von 0 bis 50 GHz errechnet. In einem nächsten Schritt wird die Gültigkeit der Extraktionen für die mittlere Substratleitfähigkeit (100 S/m) meßtechnisch durch S-Parameter-Messungen im Frequenzbereich bis 50 GHz verifiziert. Es werden Messungen von Streuparametern für einzelne und gekoppelte Leitungen auf dem von *Infineon Technologies* gefertigten Testwafer im Frequenzbereich durchgeführt. Da es sich bei den zu messenden S-Parametern um komplexe Größen handelt, bietet sich für diese breitbandigen Messungen die Verwendung eines vektoriellen Netzwerkanalysators an, der sowohl Betrag als auch Phase des Meßobjektes erfassen kann. Zur Beurteilung des Übertragungsverhaltens sollen die charakteristischen Leitungskenngrößen Ausbreitungskonstante γ und Wellenwiderstand Z_w der Einzelleitungen sowie die Matrix der Ausbreitungskonstanten und die Wellenwiderstandsmatrix gekoppelter Leitungen aus den Meßdaten bestimmt werden. Aus den charakteristischen Leitungskenngrößen lassen sich die Matrizen der Leitbahnparameter R' , L' , C' und G' berechnen.

Mit Hilfe der validierten Leitungsparameter werden Simulationen im Zeitbereich durchgeführt, um den Einfluß des frequenzabhängigen Verhaltens im Zeitbereich beurteilen zu können. Es werden dabei charakteristische Größen wie Signallaufzeit, Dämpfung und Kopplung, welche für den Betrieb einer Schaltung signifikant sind, ermittelt.

1.3 Aufbau der Arbeit

Die Arbeit ist wie folgt gegliedert. Zunächst werden in Kapitel 2 die theoretischen Grundlagen zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens von Leitungen auf leitenden Substraten behandelt. In Kapitel 3 werden die unterschiedlichen gefertigten Leitungsteststrukturen beschrieben, wobei ausführlich auf ihre Querschnittsgeometrie eingegangen wird. In Kapitel 4 wird der verwendete Meßaufbau sowie die eingesetzte Meßtechnik für Einzelleitungen und Mehrleitersysteme erläutert. In Kapitel 5 werden die numerisch ermittelten charakteristischen Leitungsparameter der verwendeten Teststrukturen präsentiert und mit den meßtechnisch gewonnenen Daten im Frequenzbereich bis 50 GHz verglichen. Es wird dabei ausführlich auf die Eigenschaften realer On-Wafer-Leitungssysteme in Abhängigkeit von der Masseleitungspositionierung eingegangen. Schließlich werden in Kapitel 6 die Zeitbereichsresultate dargestellt und diskutiert, wobei die Auswirkung der Masseleitungspositionierung auf die Signalform im Zeitbereich ausführlich behandelt wird. Eine Zusammenfassung der Arbeit erfolgt in Kapitel 7.