

# Konzeptionierung eines Feldsondenmeßplatzes zum EMV-gerechten Design von Chip/Multichipmodulen<sup>1</sup>

D. Manteuffel, Y. Gao, F. Gustrau und I. Wolff

Institut für Mobil- und Satellitenfunktechnik, Carl-Friedrich-Gauß-Str. 2, D-47475 Kamp-Lintfort

## Abstract

Im Rahmen des vom Bundesministerium für Bildung, Wissenschaft, Forschung und Technologie (BMBF) geförderten Verbundprojektes PARASITICS wird derzeit im Teilvorhaben 2.2.3 vom Institut für Mobil- und Satellitenfunktechnik (IMST) ein Feldsondenmeßplatz zur Detektion parasitärer Effekte in integrierten Schaltungen konzeptioniert. Mit Hilfe eines solchen Verfahrens wird durch eine Messung der elektromagnetischen Felder über dem Chip/Multichipmodul ein Rückschluß auf die vorhandene Störquelle und dessen Störausstrahlung möglich. Am Ende der Arbeiten des Teilvorhabens soll eine Aussage darüber getroffen werden, welche Effekte auf dem Chip/Multichipmodul oder der Verbindung zum Gehäuse sich aus der Messung der Nahfelddaten unterscheiden lassen.

Dieser Beitrag faßt die Ergebnisse der ersten Projektphase zusammen.

## 1 Einleitung

In den letzten Jahren ist die Integrationsdichte von integrierten Schaltungen ständig gestiegen. Mit der Entwicklung neuer Technologieprozesse und Bauelemente sind sowohl die Betriebsfrequenz von analogen Chips als auch die Taktrate von digitalen integrierten Schaltkreisen bis in den GHz-Bereich vorgezogen. Für einen erfolgreichen Entwurfsprozess müssen deshalb parasitäre Eigenschaften, wie Laufzeiteffekte auf Leitungen, unerwünschte Reflexionen, Verkopplungen und Abstrahlung berücksichtigt werden. Das gilt sowohl für die Funktion des Einzelmoduls, als auch im Sinne der elektromagnetischen Verträglichkeit (EMV) für die Beeinflussung der umgebenden Schaltung oder weiterer Chips durch Störaus-

strahlung. Wie bereits seit Jahren in der Mikrowellentechnik bei der Entwicklung monolithisch integrierter Schaltungen (MMIC – Monolithic Microwave Integrated Circuit) auf GaAs-Substraten eingeführt, müssen die nicht-idealen Eigenschaften von Bauelementen und Schaltungen in den Entwurf mit modernen CAD-Verfahren eingehen.

Für die Entwicklung solcher CAD-Verfahren im Bereich der integrierten analogen und digitalen Schaltkreise ist die Modellbildung von entscheidender Bedeutung. Die Modellbildung muß ständig durch den Einsatz moderner Meßverfahren unterstützt und überprüft werden. Aufgrund der Neuheit der zu lösenden Problematik sind hierfür neue intelligente Meßtechniken zu entwickeln. Ein geeignetes Verfahren ist der Scan des elektromagnetischen Nahfeldes über der Schaltung. Dieses beinhaltet prinzipiell alle Informationen über die physikalischen Effekte, die Ursache von Störungen sein können.

## 2 Anforderungen

Eine zuverlässige und genaue Feldsondenmeßtechnik muß vielfältigen geometrischen und elektrischen Anforderungen genügen.

Angesichts der hier angestrebten Anwendung, dem Scan über einer sehr kleinen Schaltung, müssen die Sonden vor allem klein sein, denn die Größe der Sonde ist direkt korreliert mit der Rückwirkung auf die felderzeugende Quellverteilung. Diese Rückwirkung sollte möglichst gering sein. Weiterhin korrespondiert die Größe der Sonde mit dem Raumbereich, über den das Feld bei der Messung gemittelt wird. Hierdurch wird die Auflösung des Scanverfahrens im wesentlichen bestimmt.

---

<sup>1</sup> Diese Arbeit wurde gefördert vom Bundesministerium für Bildung, Wissenschaft, Forschung und Technologie (Förderkennzeichen: 01 M 3034 K). Die Autoren sind für den Inhalt dieser Veröffentlichung verantwortlich.

Wichtige elektrische Anforderungen an miniaturisierte Nahfeldsonden sind die Feldselektivität und die Polarisationsreinheit. Feldselektivität bedeutet, daß eine Sonde jeweils nur eine Feldgröße aus dem verkoppelten elektromagnetischen Feld empfangen und in eine entsprechende Ausgangsgröße umwandeln sollte. Die Polarisationsreinheit bestimmt die definierte Trennung der verschiedenen Komponenten einer Feldgröße. Um Transformationsalgorithmen, wie beispielsweise eine Nahfeld-Fernfeldtransformation anzuwenden, müssen die Sonden des weiteren in der Lage sein, das Feld nach Betrag und Phase zu bestimmen.

Nicht zuletzt muß der mechanische Aufbau des Meßplatzes mit hoher Sorgfalt ausgeführt werden, um eine genaue Positionierung der Feldsonden zu ermöglichen. Die Messung, sowie die Auswertung der Meßdaten müssen automatisiert werden, um eine hohe Reproduzierbarkeit der Ergebnisse zu erreichen.

### 3 Der Meßplatz

Der konzeptionierte Meßplatz besteht aus dem mechanischen System zur Sondenpositionierung und der elektronischen Steuer- und Auswerteeinheit. Das Blockschaltbild in Bild 1 verdeutlicht den Aufbau.

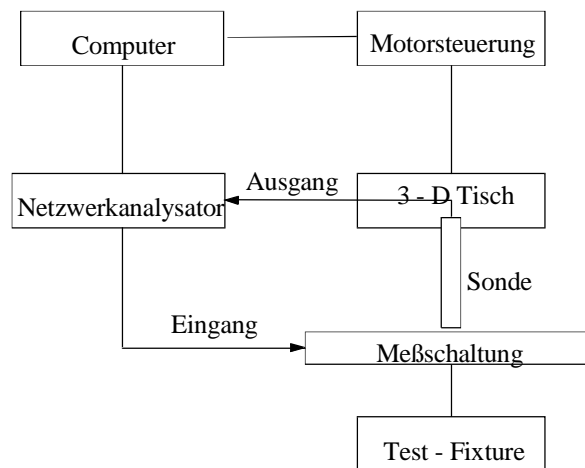


Bild 1: Blockschaltbild des Meßplatzes.

Das Meßsystem besteht aus einem Test-Fixture, in welches das zu untersuchende Chip/Multichipmodul eingespannt wird. Hierin sind Anschlußmöglichkeiten für eine externe Energie- und Signalversorgung vorgesehen. Neben den Feldsonden, auf die später noch eingegangen wird, ist

eine verstellbare Sondenhalterung vorgesehen, die in drei Raumrichtungen exakt fahrbar ist. Dies geschieht in der horizontalen Ebene durch zwei hochgenaue Schrittmotoren, die automatisiert gesteuert werden können. Die vertikale Position ist durch eine Mikrometerschraube einstellbar. Die Steuerung der Schrittmotoren erfolgt über Motor-Controller die wiederum Anweisungen der Software vom Computer erhalten. Auf diese Weise kann mit der Sonde ein vordefiniertes Gitter über der Struktur abgefahren werden. Die Dynamik des Gitters kann durch die Software angepaßt werden und ist wegen der hohen Positioniergenauigkeit in sinnvollem Rahmen nur durch die räumliche Meßauflösung der Sonden beschränkt. Zur Meßwertaufnahme dient ein vektorieller Netzwerkanalysator, der bei geeigneter Wahl der Sonden die Aufnahme von Betrag und Phase der gemessenen Feldgröße ermöglicht. Ein Computer übernimmt neben der Motorsteuerung auch die Weiterverarbeitung der Meßdaten.

Um die Performance der zu entwickelnden Sonden und der Meßtechnik nicht durch das mechanische System zu beeinträchtigen, wurden hohe Anforderungen an die verwendeten Komponenten gestellt. Bild 2 zeigt das Test-Fixture und die Positionierung der Sonde.

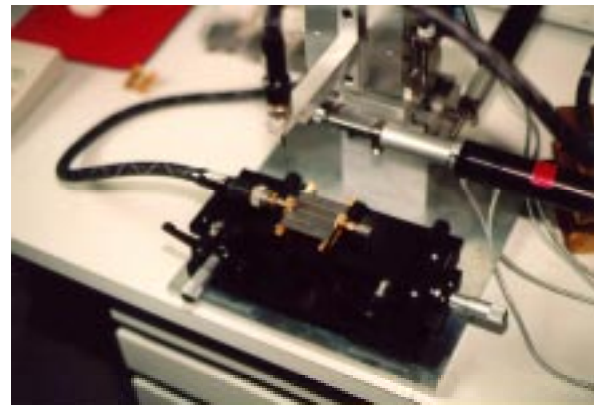


Bild 2: Test-Fixture und Sondenpositionierung.

Die Schrittmotoren sind als piezoelektrische Linearmotoren ausgeführt und besitzen eine Positioniergenauigkeit von 0,4 µm und einen maximalen Hub von 5 cm. Diese Positioniergenauigkeit übersteigt aus dem oben genannten Grund die räumliche Meßauflösung der Sonden bei weitem.

## 4 Systemtheoretische Betrachtung miniaturisierte Nahfeldsonden

Geeignete Sonden zur getrennten Aufnahme aller drei räumlichen Komponenten des elektrischen und magnetischen Feldes gehen von Grundantennentypen aus. Diese sind im Falle des elektrischen Feldes der elektrische Dipol und im Falle des magnetischen Feldes der magnetische Dipol in Form einer Loop-Antenne. Bild 1 zeigt ihre prinzipielle Anordnung bei der Aufnahme der Feldkomponenten über einer Mikrostreifenleitung.

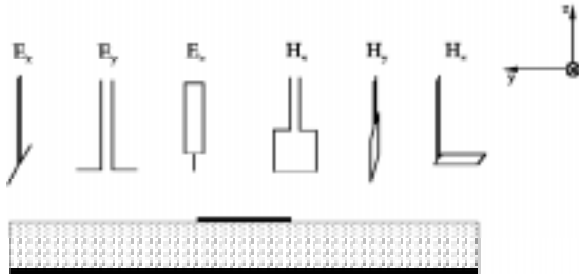


Bild 3: Grundtypen von Nahfeldsonden.

Die Forderung nach sehr kleinen Sonden führt zwangsläufig zur Entwicklung elektrisch kurzer Antennen, deren größte Abmessungen kleiner als ein Zwanzigstel der kleinsten zu untersuchenden Wellenlänge ist [3, 4]. Solche nicht-resonanten Antennen sind im allgemeinen sehr unempfindlich, bieten jedoch den Vorteil, daß sie breitbandig einsetzbar sind und daß bei ihrer theoretischen Beschreibung einige Vereinfachungen gemacht werden können.

Im folgenden wird ein einfacher systemtheoretischer Ansatz vorgestellt, der die Wandlung von gemessener Feldgröße zur Sondenspannung durch die Übertragungsfunktion  $H(\omega)$  der Sonde beschreibt. Hierbei ist die zu messende Feldstärke die Eingangsgröße und die sich an der Sonde einstellende Spannung die Ausgangsgröße des Systems.

### 4.1 Elektrische Feldsonden

Bei der Beschreibung der elektrischen Feldsonde gehen wir von einem einfachen Dipol oder Monopol aus, wie er in Bild 4 dargestellt ist. Seine physikalische Länge  $2h$  ist sehr viel kürzer als die kleinste zu untersuchende Wellenlänge. Der Dipol ist an eine Übertragungsleitung angeschlossen

und somit mit deren Wellenwiderstand  $Z_L$  abgeschlossen.

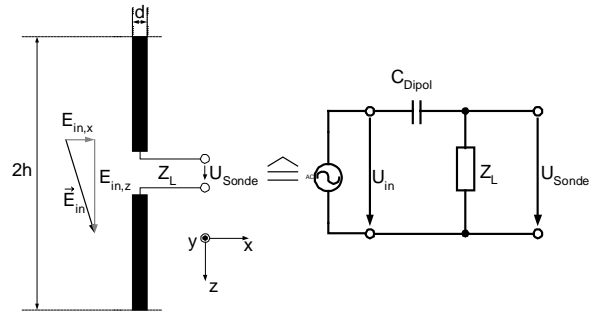


Bild 4: Elektrisch kurzer Dipol.

Mit diesen vereinfachten Annahmen läßt sich ein einfaches Ersatzschaltbild aufstellen, in dem der Dipol durch seine Eingangsimpedanz beschrieben wird. Aufgrund der geringen Länge und des damit einhergehenden geringen Strahlungswiderstandes ist die Eingangsimpedanz in erster Näherung rein kapazitiv und durch  $C_{Dipol}$  ausreichend beschreibbar. Im Ersatzschaltbild gilt

$$U_{in} = E_{in,z} \cdot h_{eff} \quad (1)$$

$E_{in,z}$  kennzeichnet hierbei die Komponente des elektrischen Feldes die polarisationsrichtig in Bezug auf den Dipol einfällt. Die effektive Länge des Dipols ist in [1] mit

$$h_{eff} = h \cdot \xi \quad (2)$$

angegeben, wobei gilt

$$\xi = \frac{\Omega - 1}{\Omega - 2 + \ln(4)} \quad (3)$$

und  $\Omega = 2 \cdot \ln(h/d)$  ein konstanter Faktor ist, der die spezielle Geometrie des Dipols berücksichtigt. Mit dem Ersatzschaltbild in Bild 4 und der Beziehung in (1) kann die sich einstellende Spannung an der Sonde folgendermaßen berechnet werden

$$U_{Sonde} = h_{eff} E_{in,z} \cdot \frac{Z_L}{\frac{1}{j\omega C_{Dipol}} + Z_L} \quad (4)$$

Die Kapazität des elektrisch kurzen Dipols ergibt sich nach [1] zu

$$C_{Dipol} = \frac{2\pi h \epsilon_0}{\Omega - 2 - \ln(4)} \quad (5)$$

Nimmt man eine Dipol-Länge von wenigen Millimetern an, erhält man eine Kapazität in der Größenordnung von einigen Piko-Farad. Bei einer Frequenz im GHz-Bereich ist die Reaktanz des Dipols deshalb um Größenordnungen höher als der (hier mit  $50 \Omega$  angenommene) Wellenwiderstand der Meßleitung. Die Übertragungsfunktion der elektrischen Feldsonde kann deshalb durch

$$H(\omega) = \frac{U_{\text{Sonde}}}{E_{\text{in},z}} \approx j\omega C_{\text{Dipol}} \cdot h_{\text{eff}} \cdot Z_L \quad (6)$$

angenähert werden und es ergibt sich eine lineare Frequenzabhängigkeit.

## 4.2 Magnetische Feldsonden

Das theoretische Äquivalent zum elektrischen Dipol ist der magnetische Dipol. Praktisch hat er die Form einer Loop-Antenne [2].

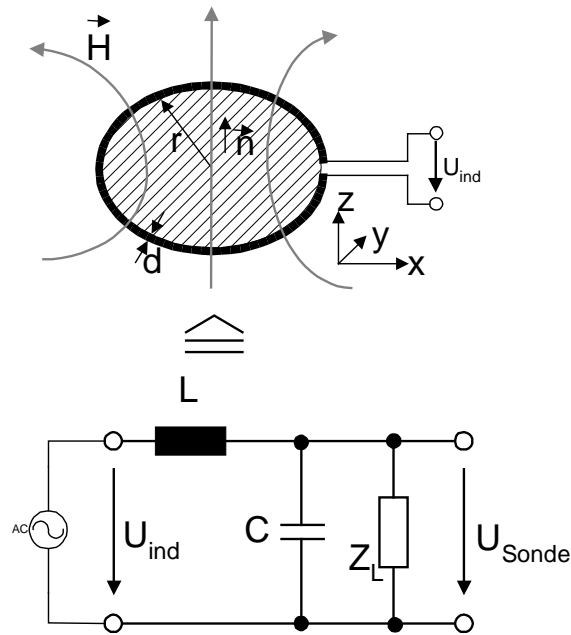


Bild 5: Kleine Loop-Antenne und ESB.

Setzen wir wieder voraus, daß die Loop sehr klein ist, kann auch hier ein einfaches Ersatzschaltbild angegeben werden. Betrachten wir zunächst die vom magnetischen Feld durchsetzte Loop-Fläche im oberen Teil von Bild 5. Hierin stellt  $r$  den Radius der in diesem Fall kreisförmigen Schleife dar. Der Drahtdurchmesser wird mit  $d$  berücksichtigt. Der Normalenvektor  $\vec{n}$  steht senkrecht auf der Loop-Fläche  $A$ . Für die in der Loop-Fläche induzierte Spannung gilt das Induktionsgesetz

$$U_{\text{ind}} = -\frac{d}{dt} \iint_A \mu_0 \mu_r \vec{H} \cdot \vec{n} dA. \quad (7)$$

Bezeichnet man

$$H_i = \vec{H} \cdot \vec{n} \quad (8)$$

als die jeweilige Komponente des magnetischen Feldes, die normal zu Fläche  $A$  der Loop orientiert ist, so ergibt sich für den beispielhaften Fall einer Schleife, die so klein ist, daß das Feld in ihr näherungsweise konstant ist

$$U_{\text{ind}} = -j\omega \mu_0 \mu_r H_i A. \quad (9)$$

Die Berechnung der induzierten Spannung in (9) berücksichtigt noch nicht die Eigenschaften des Drahtes und die Induktivität der Schleife. Sollen diese auch berücksichtigt werden, so ergibt sich das Ersatzschaltbild in Bild 5. Die reaktiven Elemente hängen nur von der spezifischen Loop-Geometrie ab. Ihre quantitative Bestimmung ist in [1] angegeben. Es folgt

$$L = \mu_0 \mu_r r \left[ \ln\left(\frac{16r}{d}\right) - 2 \right] \quad (10)$$

und

$$C = \frac{2\epsilon_0 \epsilon_r r}{\ln\left(\frac{16r}{d}\right) - 2}. \quad (11)$$

Wie auch schon beim elektrischen Dipol stellt  $Z_L$  den Wellenwiderstand der Anschlußleitung dar. Hinsichtlich des Ersatzschaltbildes ergibt sich dann die Übertragungsfunktion der Sonde zu

$$H(\omega) = \frac{U_{\text{Sonde}}}{H_i} = \frac{-j\omega \mu_0 \mu_r A}{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{Z_L}\omega}. \quad (12)$$

Abhängig von den Elementen des Ersatzschaltbildes ergibt sich eine kompliziertere Frequenzabhängigkeit der Sondenspannung als beim elektrischen Dipol. Um dies zu verdeutlichen wird der Einfluß der Ersatzschaltbildelemente für eine hier typisch angestrebte Konfigurationen der Loop betrachtet. Beispielhaft sei der Loop-Radius  $r = 1 \text{ mm}$  und der Drahtdurchmesser  $d = 50 \mu\text{m}$ . Mit Gleichung (10) und (11) können die Elemente des Ersatzschaltbildes zu

$$L = 4,7 \text{ nH und } C = 4,7 \text{ fF} \quad (13)$$

berechnet werden. Der Abschlußwiderstand wird gleich dem Wellenwiderstand einer  $50 \Omega$  Leitung angenommen. Vergleicht man die in der Schleifenfläche induzierte Spannung mit der Spannung am Sondenausgang bei einem willkürlich gewählten magnetischen Feld der Stärke  $H_i = 1 \text{ A/m}$  miteinander, ergibt sich der Verlauf in Bild 6.

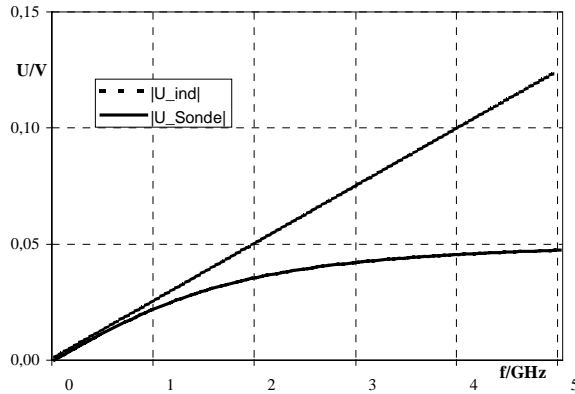


Bild 6: Vergleich von  $U_{\text{ind}}$  und  $U_{\text{Sonde}}$ .

Aus dieser Untersuchung wird ersichtlich, daß bei Berechnung der Sondenspannung die Elemente des Ersatzschaltbildes unbedingt berücksichtigt werden müssen. Hinsichtlich der Ersatzschaltbildelemente kann gezeigt werden, daß der Einfluß der Induktivität der Schleife den Einfluß der Kapazität der Schleife im hier gewählten Frequenzbereich bei weitem überwiegt. Aus diesem Grund kann bei der hier gewählten Anordnung der Kondensator  $C$  ohne großen Fehler vernachlässigt werden, so daß man

$$H(\omega) = \frac{U_{\text{Sonde}}}{H_i} \approx \frac{-j\omega\mu_0\mu_r A}{1 + j\frac{L}{Z_i}\omega} \quad (14)$$

erhält.

## 5 Eine miniaturisierte elektrische Monopolsonde

Als Beispiel für eine bereits realisierte miniaturisierte Feldsonde wird eine elektrische Monopolsonde vorgestellt. Einige Eigenschaften dieser

einfach aufzubauenden Sonde werden im Folgenden untersucht.

Bild 7 zeigt den Aufbau der Sonde, die aus einer Semi-Rigid Leitung hergestellt wurde.

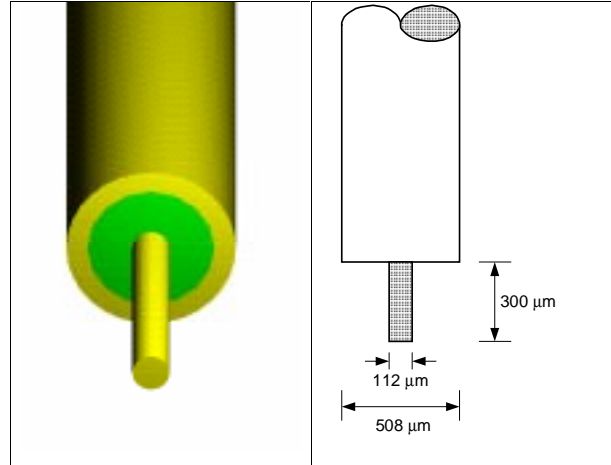


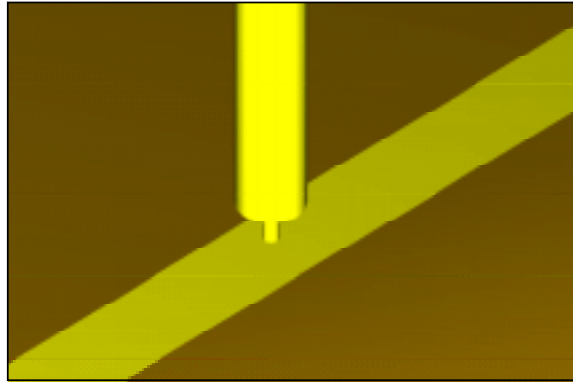
Bild 7: Elektrische Monopolsonde.

Die äußeren Abmessungen sind Bild 7 zu entnehmen. Prinzipiell erfüllt diese Sonde die Anforderungen an Polarisationsreinheit und Feldselektivität. Gemäß der Prinzipskizze in Bild 3 eignet sich die Sonde zur Aufnahme der  $E_z$ -Komponente beim Scan über dem Chip/Multichipmodul. Deshalb soll im Folgenden untersucht werden, wie diese Sonde bei einer Messung die Quellverteilung beeinflusst.

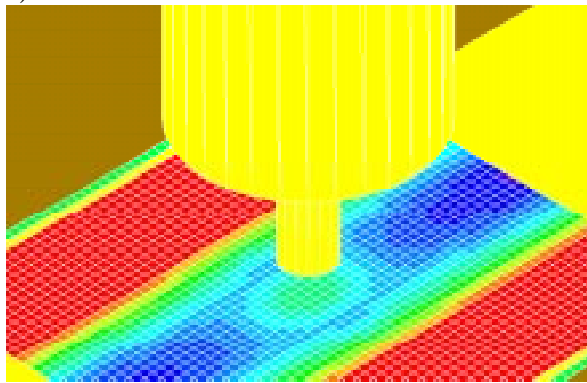
### 5.1 Beeinflussung der Quellverteilung durch die Sonde

Diese Untersuchung wurde anhand einer numerischen Simulation auf Basis des Verfahrens der Finiten Differenzen im Zeitbereich (FDTD) durchgeführt. Der verwendete Simulator EMPIRE™ wurde am IMST entwickelt und ist kommerziell erhältlich. Es wurde der Fall nachgebildet, daß sich die Sonde bei einem virtuellen Scan in einem Abstand von  $50 \mu\text{m}$  über einer Mikrostreifenleitung befindet, die angepaßt betrieben wird. Die Leiterbreite der Mikrostreifenleitung beträgt  $700 \mu\text{m}$ , die Analysefrequenz wurde auf  $f = 1 \text{ GHz}$  festgelegt. Als Quelle des elektromagnetischen Nahfeldes kann die Flächenstromdichte auf dem Leiter angesehen werden. Diese ist wiederum direkt mit der magnetischen Feldstärke unmittelbar über dem Leiter korreliert, die mit dem verwendeten Simulationsverfahren einfacher auszuwerten ist. Bild 8 zeigt als Maß

für die Beeinflussung der Quellverteilung die magnetische Feldstärke unmittelbar über dem Leiter bei oben genannter Positionierung der Sonde.



a)



b)

Bild 8: Beeinflussung der Quellverteilung durch die Sonde.

Die Gesamtansicht in Bild 8a stellt das Simulationsmodell dar. Die Sonde befindet sich hier  $50\ \mu\text{m}$  über der Mikrostreifenleitung. Wie Bild 8b zeigt, kann bei geeigneter Skalierung die Störung der Quellverteilung im magnetischen Nahfeld nachgewiesen werden. Im Vergleich zur ungestörten Leitung beträgt sie bei dem hier gewählten Abstand von  $50\ \mu\text{m}$  und einer Analysefrequenz von  $f = 1\ \text{GHz}$  jedoch weniger als  $1\ \text{dB}$  (ca.  $10\%$ ).

## 5.2 Scan über einer Mikrostreifenleitung

Erste Testmessungen mit der oben dargestellten Sonde wurden ebenfalls anhand einer Mikrostreifenleitung durchgeführt. Diese Untersuchung wurde bei einer sehr hohen Analysefrequenz von  $f = 11,8\ \text{GHz}$  durchgeführt. Die Leitung befindet sich auf einem Keramiksubstrat mit einer relativen

Permittivität von  $\epsilon_r = 9,8$  und einer Substratdicke von  $635\ \mu\text{m}$ . Die Leiterbreite beträgt  $700\ \mu\text{m}$ , was einem Wellenwiderstand von  $Z_L = 50\ \Omega$  entspricht. Die einfache Geometrie erlaubt zum einen eine leichte Deutung der Ergebnisse und zum anderen den direkten Vergleich mit Simulationsergebnissen der in Bild 9 dargestellt ist.

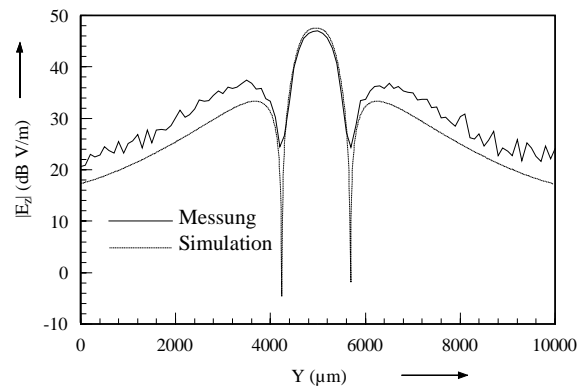
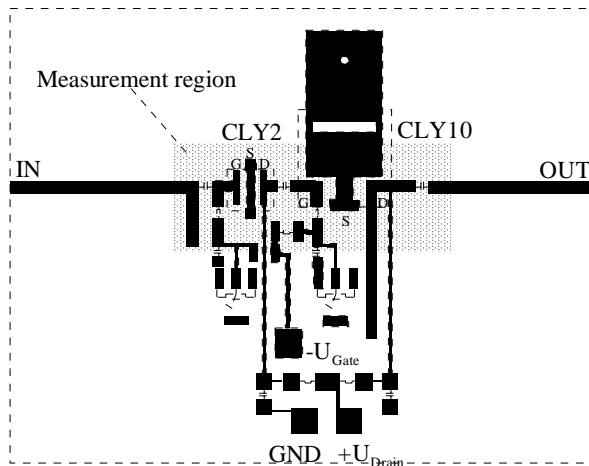


Bild 9: Vergleich von Messung und Simulation von  $E_z$  über einer Mikrostreifenleitung.

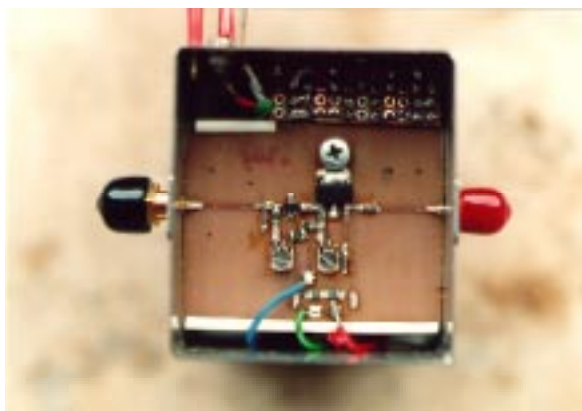
Bild 9 zeigt besonders im Bereich des metallischen Leiters eine gute Übereinstimmung mit der Simulation. Bei größerer Entfernung vom metallischen Leiter verschlechtert sich das Ergebnis zunehmend. Dies kann darauf zurückgeführt werden, daß die  $z$ -Komponente über dem Substrat bei zunehmender Entfernung vom metallischen Leiter stark abnimmt. Aufgrund dieser Tatsache fällt der Meßfehler stärker ins Gewicht. Ein anderer Grund kann darin gesehen werden, daß die Sonde lediglich in einer Position über dem metallischen Leiter kalibriert wurde. Gerade der letzte Punkt macht die Entwicklung geeigneter Kalibrierverfahren für miniaturisierte Feldsonden besonders wichtig [5]. Diese liegen zum jetzigen Zeitpunkt noch nicht vor und sind unter anderem Gegenstand der nächsten Projektphase.

## 5.3 Scan über einem hybriden 2,4 GHz Leistungsverstärker

Als erstes Beispiel für eine praktische Anwendung wird mit der oben beschriebenen Sonde die  $z$ -Komponente der elektrischen Feldstärke über einem  $2,4\ \text{GHz}$  Leistungsverstärker aufgenommen. Das Layout, sowie ein Bild des hybriden Verstärkers sind in Bild 10 dargestellt.



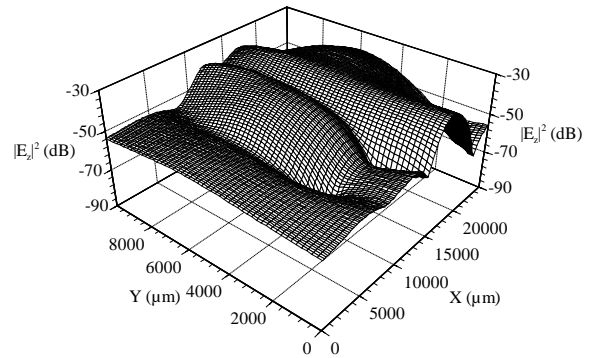
a)



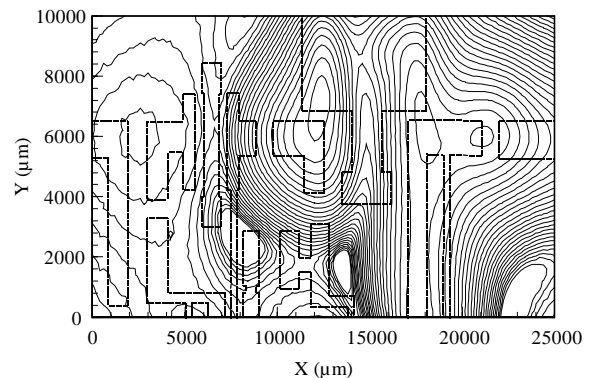
b)

Bild 10: Layout und Foto des 2,4 GHz Leistungsverstärkers.

Der Verstärker besteht aus zwei Stufen mit einem Gewinn von 20 dB und einer maximalen Leistung von 1 W. Die beiden Stufen bestehen aus zwei GaAs-FET und haben einen Gewinn von 13 dB, bzw. 7 dB. Die Messung erfolgte 2300  $\mu\text{m}$  über dem Substrat. Das entspricht einem minimalen Abstand von 300  $\mu\text{m}$  zum höchsten Bauelement. Als Ergebnis der Messung zeigt Bild 11 die vertikale Komponente des elektrischen Feldes in der Meßebe. Die beiden Maxima über den Ausgängen der beiden Transistoren sind deutlich zu erkennen. Weiterhin erkennt man zwei lokale Maxima des vertikalen elektrischen Feldes über dem Eingangs- und Ausgangskondensator. Die geringsten Feldstärkewerte bei der gewählten Meßfrequenz von 2,4 GHz stellen sich nahe der Gleichspannungsversorgung ein.



a)



b)

Bild 11:  $|E_z|^2$ -Verteilung eines hybriden Leistungsverstärkers bei 2,4 GHz.

Anhand der gemessenen Feldverteilung kann die Leistungsübertragung des HF-Teils und die gute Isolation der DC-Versorgung vom HF-Teil klar erkannt werden.

## 6 Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde der Stand der Projektarbeit zur Konzeptionierung eines Feldsondenmeßplatzes zum EMV-gerechten Design von Chip/Multichipmodulen dargestellt. Die Arbeiten finden im Rahmen des Teilprojektes 2.2.3 *Parametererfassung durch Messung und Simulation* im vom BMBF geförderten Verbundprojektes PARASITICS statt. Grundlegende Eigenschaften miniaturisierter elektrischer und magnetischer Feldsonden wurden dargestellt und deren theoretische Beschreibung erläutert. Ein automatisierter Meßplatz wurde beschrieben und erste Testmessungen wurden durchgeführt.

Die Arbeiten der nächsten Projektphase konzentrieren sich auf die Entwicklung weiterer miniatur-

risierter Feldsonden für die übrigen Feldkomponenten. Methoden zur Kalibrierung der Feldsonden werden untersucht und die Ergebnisse verifiziert.

Die bereits in diesem Beitrag dargestellten Ergebnisse sind erfolgversprechend und belegen eine hohe Leistungsfähigkeit des Systems.

## Schrifttum

- [1] Kanda, M.:  
*Standard Probes for Electromagnetic Field Measurements*  
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 41, no. 10, 1993
- [2] Osofsky, S. S. ; Schwarz, S. E.:  
*Design and Performance of a Non-Conducting Probe for Measurements on High-Frequency Planar Circuits*  
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 8, 1992
- [3] Wheeler, H. A.:  
*Small Antennas*  
Hazeltine Corporation
- [4] Janzen, G.:  
*Kurze Antennen*  
Franckh'sche Verlagshandlung Stuttgart, 1986
- [5] Vreede, J. P. M. et al.:  
*Calibration of RF Field Strength Meters*  
Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 44, no. 2, 1995