

**Innovative Verfahren zur
Erweiterung der Mess- und Prüftechnik von MMICs**

Von der Fakultät Informatik, Elektrotechnik und Informationstechnik
der Universität Stuttgart zur Erlangung der Würde eines Doktors der
Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.) genehmigte Abhandlung

Vorgelegt von
Niels Helge Berger
geboren in Böblingen

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich M. Landstorfer
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. Erich Kasper
Tag der mündlichen Prüfung: 3.11.2003

Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Arbeit am Institut für Hochfrequenztechnik der Universität Stuttgart.

An dieser Stelle möchte ich dem Leiter des Instituts

Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Friedrich M. Landstorfer

für die Aufnahme an sein Institut, die Überlassung des Promotionsthemas und die kritischen, aber auch richtungsweisenden Anregungen und Diskussionen danken. Ebenso danke ich

Herrn Prof. Dr.-Ing. Erich Kasper

für die Verfassung des Mitberichtes und die Unterstützung der Arbeit.

Das angenehme Arbeitsklima sowie die Hilfsbereitschaft aller wissenschaftlichen und technischen Mitarbeiter des Institutes haben wesentlich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen. Mein besonderer Dank gilt dabei den Kollegen, die mir mit Rat und Tat zur Seite standen, den zahlreichen Studierenden, die im Rahmen ihrer Semester- und Diplomarbeiten mit großem Engagement diese Arbeit begleitet haben, sowie allen, die mir bei der kritischen Durchsicht des Manuskriptes geholfen haben.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern, die es mir überhaupt erst ermöglicht haben, dieses Ziel zu erreichen.

Diese Dissertation entstand im Rahmen eines Forschungsprojektes, das von der Europäischen Kommission gefördert wurde, auch hierfür möchte ich meinen Dank aussprechen.

Künstler's Abendlied

Ach, daß die innre Schöpfungskraft
Durch meinen Sinn erschölle!
Daß eine Bildung voller Saft
Aus meinen Fingern quölle!

Ich zittre nur, ich stottre nur
Und kann es doch nicht lassen;
Ich fühl, ich kenne dich, Natur,
Und so muß ich dich fassen.
Bedenk ich dann, wie manches Jahr
Sich schon mein Sinn erschließet,
Wie er, wo dürre Heide war,
Nun Freudenquell genießet,
Wie sehn ich mich, Natur, nach dir,
Dich treu und lieb zu fühlen!
Ein lust'ger Springbrunn, wirst du mir
Aus tausend Röhren spielen.

Wirst alle meine Kräfte mir
In meinem Sinn erheitern
Und dieses enge Dasein hier
zur Ewigkeit erweitern.

Johann Wolfgang von Goethe

Inhaltsverzeichnis

Legende	XI
Summary	1
Zusammenfassung	3
1 Einleitung	5
2 Allgemeine Grundlagen	11
2.1 Elektromagnetische Feldtheorie	11
2.1.1 Allgemeine Grundlagen der Feldtheorie	11
2.1.1.1 Maxwell'sche Gleichungen	11
2.1.1.2 Material-Eigenschaften	12
2.1.1.3 Randbedingungen der elektromagnetischen Felder	13
2.1.1.4 Die Wellengleichung	13
2.1.2 Greensche Funktion	15
2.1.2.1 Zylindrische Formulierung	16
2.1.2.2 Fourier-Bessel-Transformation	16
2.1.2.3 Greensche Funktion bei Substraten mit Massefläche	17
2.1.2.4 Greensche Funktion bei Substraten ohne Masse-	
fläche	19
2.1.2.5 Greensche Funktion mehrlagiger Substrate	20
2.1.2.6 Greensche Funktion im Freiraum	20
2.1.3 Inverse Feldtransformation	21
2.1.3.1 Modell und primärer Ansatz	21
2.1.3.2 Kontinuität	22
2.1.3.3 Problemstellung und Lösungsverfahren	23
2.1.3.4 Vereinfachung und Ausnutzung der Modelleigen-	
schaften	24
2.1.3.5 Berücksichtigung der Kontinuität im Spektralbe-	
reich	25
2.2 Nahfeldsonden	26
2.2.1 Elektrische Nahfeldsonde	26

2.2.1.1	Der elektrisch kurze Monopol	27
2.2.1.2	Aktive elektrische Feldsonde	27
2.2.1.3	Phasenrichtige Messung	28
2.2.1.4	Effektive Höhe	29
2.2.1.5	Grenzeempfindlichkeit und 3 dB-Methode	29
2.2.1.6	Strahlungswiderstand und Bandbreite	30
2.2.2	Magnetische Nahfeldsonde	30
2.2.2.1	Die elektrisch kleine Schleifenantenne	30
2.2.2.2	Aktive magnetische Feldsonde	31
2.2.2.3	Schirmung der Schleife	31
2.2.2.4	E-Feldunterdrückung	31
2.2.2.5	Effektive Länge	33
2.2.2.6	Strahlungswiderstand und Bandbreite	33
2.2.2.7	Grenzeempfindlichkeit und 3 dB-Methode	33
2.3	Mikrostreifenleitungs-Schaltungstechnik	34
2.3.1	Passive Komponenten	35
2.3.1.1	Konzentrierte Bauelemente	35
2.3.1.2	Verteilte Bauelemente	36
2.3.2	Hochfrequenztransistoren	41
2.3.2.1	Bipolartransistoren	41
2.3.2.2	Feldeffekttransistoren	41
2.3.3	Hybridschaltungen	42
2.3.3.1	Substratmaterialien	43
2.3.3.2	Fertigungstechniken	43
2.3.3.3	Entwurfskriterien	44
2.4	Regelungstechnik	48
2.4.1	Analoge Regelung	49
2.4.2	Digitale Regelung	50
2.4.3	Fuzzy-Regelung	50
3	Erweitertes Messverfahren	53
3.1	Grundkonzept und Aufbau	54
3.1.1	Ziele und Idee	54
3.1.2	Das Grundkonzept	55
3.1.3	Der Messaufbau	55
3.1.4	Die Einzelkomponenten	56
3.1.4.1	Mechanische Komponenten	57
3.1.4.2	Schaltungstechnische Komponenten	58
3.1.4.3	Softwaretechnische Komponenten	59
3.2	Der Messablauf	59
3.2.1	Topographie- und Feldabtastung	59
3.2.2	Numerische Verarbeitung	60
3.2.3	Auswertung	61

4	Numerische Verarbeitung	63
4.1	Fourier-Bessel-Rücktransformation	63
4.1.1	Numerische Integrationsmethoden	63
4.1.2	Funktions-Analyse zur Integration	64
4.1.3	Anwendungsspezifische Integration	65
4.1.4	Beispiele	66
4.1.4.1	Freiraum	66
4.1.4.2	Massefläche im freien Raum	66
4.1.4.3	Interpretation	67
4.2	Inverse Feldtransformation	68
4.2.1	Numerische Lösungsverfahren inverser Probleme	69
4.2.1.1	Initialisierung	70
4.2.1.2	Methode der Konjugierten Gradienten	71
4.2.1.3	Regularisierung mittels L-Kurve	71
4.2.2	FFT-beschleunigter CG-Algorithmus	73
4.2.3	Beispiele	73
4.2.3.1	Interpretation	73
5	Aktive Nahfeldsonden	75
5.1	Elektrische Feldsonden	75
5.1.1	Der Miniatur-Monopol	76
5.1.1.1	Numerisches Modell	76
5.1.1.2	Ergebnisse	77
5.1.2	Die Antennenverstärker	80
5.1.2.1	Verstärker-Konzept für das Sondenmodul	80
5.1.2.2	Layout für das S- und das C-Band	83
5.1.2.3	Arbeitspunkteinstellung mit geregelter Spannungsversorgung	84
5.1.2.4	Versorgungsspannungs-Einspeisung mittels Bias-T	85
5.1.2.5	Verbinden von Sonde und Verstärker	86
5.1.2.6	Verstärkerbeispiel	86
5.2	Magnetische Feldsonden	89
5.2.1	Die Miniatur-Schleife	89
5.2.1.1	Numerisches Modell	90
5.2.1.2	Ergebnisse	91
5.2.2	Die Antennenverstärker	93
5.2.2.1	Entwurf	93
5.2.2.2	Breitbandiger Symmetrierer mit ausgezeichnetem Balun-Ratio	95
5.2.2.3	Layout für das S- und das C-Band	96
5.2.2.4	Verbinden von Sonde und Verstärker	96
5.2.2.5	Verstärker-Beispiel	96
5.3	Kalibrierung	98

5.3.1	Kalibrierungsverfahren	98
5.3.1.1	Kalibration mit einer TEM-Zelle	99
5.3.1.2	Mikrostreifenleitungs-Kalibration	100
5.3.2	Kalibriergrößen	101
5.3.2.1	Effektive Höhe und Länge	101
5.3.2.2	E-Feldunterdrückung	102
5.3.2.3	Grenzeempfindlichkeit	104
5.3.3	Datenkonvertierung	105
6	Topografieabtastung	107
6.1	Anwendung des „Shear-Force“-Effektes	108
6.1.1	Typisches Resonanzverhalten	108
6.1.2	Typisches Dämpfungsverhalten	109
6.1.3	Anforderung an die Regelung	109
6.2	Analoger PI-Regler mit modifizierter Eingangskennlinie	111
6.3	Digitale Regelung	112
6.3.1	Digitaler Signalprozessor	112
6.3.2	Peripherie und Randbedingungen	113
6.3.2.1	Daten-Schnittstelle zum Messrechner	113
6.3.2.2	Automatische Parametereinstellung	114
6.3.3	Digitaler Fuzzy-PI-Regler	114
6.3.4	Ergebnisse	115
7	Anwendung der Erweiterten Messtechnik	117
7.1	Einfache Microstrip-Schaltung	117
7.1.1	Substrat und Greensche Funktion	117
7.1.2	Messparameter	117
7.1.3	Messergebnisse	118
7.1.4	Vergleich mit einer Berechnung	118
7.2	Messungen am MMIC	120
7.2.1	Substrat-Wahl	120
7.2.2	Messparameter	121
7.2.3	Messergebnisse	121
7.2.3.1	Schnitt A-A' der E-Feldmessung	122
7.2.3.2	Schnitt B-B' der E-Feldmessung	123
7.2.3.3	H-Feldmessungen	124
7.2.3.4	Rückwirkungsmessungen	125
7.2.3.5	Umrechnung in Pegelverteilung	125
7.2.4	Animierte Darstellung	125
7.2.5	Fazit	126

8 Ausblick	129
8.1 Messumgebung	129
8.1.1 Reinraum-Umgebung	129
8.1.2 Beschleunigung der Messung durch Wahl der Messgeräte .	129
8.2 Technologie und Schaltungstechnik	129
8.2.1 Sondenschirmung und ihre Herstellung	129
8.2.2 Integrierte Antennenverstärker	130
8.3 Methodik	130
8.3.1 Konfokale Optik zur Umsetzung in ein Produkt	130
8.3.2 Alternative zur H-Feldmessung	130
8.4 Softwaretechnik	131
8.4.1 Verbesserte numerische Verarbeitung	131
Literaturverzeichnis	133
Lebenslauf	145

Legende

Griechische Buchstaben

Formelzeichen	Einheit der Größe	Größenbezeichnung
Θ	1	Abkürzung bei Stabilität
α	$1 \frac{\text{Np}}{\text{m}}$	Dämpfungskonstante
α_k	1	Hilfsgröße bei CGM
β, β_0	$1 \frac{1}{\text{m}}$	Wellenzahl, Phasenkonstante
β_k	1	Hilfsgröße bei CGM
$\underline{\gamma}$	$1 \frac{1}{\text{m}}$	Ausbreitungskonstante
$\delta(x)$	$1 \frac{1}{\text{m}}$	Dirac-Distribution
δ_{Skin}	1 m	Eindringtiefe bei Skin-Effekt
$\tan \delta_\epsilon$	1	Verlustfaktor bei dielektrischem Material
ϵ	$1 \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$	Dielektrizitätskonstante (allg.)
ϵ_0	$8,8542 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$	Dielektrizitätskonstante des freien Raumes
$\epsilon_r, \underline{\epsilon}_r$	1	relative Dielektrizitätszahl
κ	$1 \frac{1}{\Omega \text{m}}$	spezifische Leitfähigkeit
$\lambda, \lambda_0, \lambda_R, \lambda_c, \lambda_H$	1 m	Wellenlänge
μ	$1 \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$	Permeabilitätskonstante (allg.)
μ_0	$4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$	Permeabilitätskonstante des freien Raumes
μ_r	1	relative Permeabilitätszahl
ρ_{el}	$1 \frac{\text{As}}{\text{m}^3}$	elektrische Raumladungsdichte
ρ_{mgn}	$1 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^3}$	magnetische Raumladungsdichte
σ	$1 \frac{\text{As}}{\text{m}^2}$	elektrische Flächenladungsdichte
$\sigma_{in}, \sigma_{out}$	1	Stabilitätskreismittelpunkt
τ_{in}, τ_{out}	1	Stabilitätskreisradius
ω, ω_0	$1 \frac{1}{\text{s}}$	Kreisfrequenz

Lateinische Buchstaben

Matrix	Größenbezeichnung
\vec{A}	Matrix (allg.)
$\underline{\vec{A}}$	Komplexe Matrix
\vec{A}^*	Adjunkte Matrix (konjugiert komplex transponierte Matrix)
\vec{A}^t	Transponierte Matrix
\vec{A}^{-1}	Inverse Matrix
$\det(\vec{A})$	Determinante der Matrix \vec{A}
$\ \vec{A}\ $	Norm der Matrix \vec{A}
\vec{S}	Streumatrix

Lateinische Buchstaben

Vektor	Einheit der Einträge	Größenbezeichnung
\vec{B}	$1 \frac{\text{Vs}}{\text{m}^2}$	Vektor der magnetischen Induktion (magn. Flussdichte)
\vec{D}	$1 \frac{\text{As}}{\text{m}^2}$	Vektor der dielektrischen Verschiebungsdichte
\vec{E}	$1 \frac{\text{V}}{\text{m}}$	elektrischer Feldstärkevektor
\vec{H}	$1 \frac{\text{A}}{\text{m}}$	magnetischer Feldstärkevektor
\vec{J}, \vec{J}^*	$1 \frac{\text{A}}{\text{m}}$	elektrischer Oberflächenstromvektor
\vec{M}^*	$1 \frac{\text{M}}{\text{m}}$	magnetischer Oberflächenstromvektor
\vec{g}_{el}	$1 \frac{\text{A}}{\text{m}^2}$	Vektor der elektrischen Flächenstromdichte
\vec{g}_{mgn}	$1 \frac{\text{V}}{\text{m}^2}$	Vektor der magnetischen Flächenstromdichte
$\vec{x}, \vec{x}_{opt}, \vec{a}, \vec{b}, \vec{s}, \vec{p}$		Vektor
\vec{x}		Komplexer Vektor
$ \vec{x} $		Betrag des Vektors \vec{x}
$\vec{e}, \vec{n}, \vec{a}_r$		Einheits-, Normalenvektor bzw. Ausbreitungsrichtung

Lateinische Buchstaben

Formelzeichen	Einheit	Größenbezeichnung
$\underline{A}_u(f)$	1	Spannungs-Übertragungsfunktion eines Vierpol
$\underline{A}, \underline{B}, \underline{C}, \underline{D}$	1	Abkürzungen für Stabilitätskreis
B, B_s, B_p	1 S	Suszeptanz
C, C_s, C_p	1 F	Kapazität
C'	1 $\frac{F}{m}$	Kapazitätsbelag
E, E_0, E_h	1 $\frac{V}{m}$	elektrische Feldstärke
F	1 m ²	Fläche
$F, F_{min}, F_z, F_{zmin}, \Delta F$	1	Rauschzahl
$\underline{F}(z)$		Z-Transformierte von der Reihe f_n
G, G_p, G_s	1 S	ohmscher Leitwert
G'	1 $\frac{S}{m}$	ohmscher Leitwertbelag
G, G_j	1	Gewinn
$\underline{G}_{xy}^{HI}, \underline{G}_{zz}^{EQ} \epsilon_0$	1 $\frac{1}{m^2}$	Greensche Funktionen im Ortsbereich
$\tilde{\underline{G}}_{xy}^{HI}, \tilde{\underline{G}}_{zz}^{EQ} \epsilon_0$	1	Greensche Funktionen im Spektralbereich
$I, \underline{I}_x, \underline{I}_y, I_0, I_a, I_{max}, I_{eff}$	1 A	Stromstärke
K	1	K-Faktor bei Stabilität
L, L_s, L_p	1 H	Induktivität
L'	1 $\frac{H}{m}$	Induktivitätsbelag
M, N	1	Ganze Zahlen
P, P_t, P_N, P_S	1 W	Leistung bzw. Strahlungs- oder Rauschleistung
Q	1 C	Ladung
R, R_r, R_{rm}	1 Ω	ohmscher bzw. Strahlungswiderstand
R'	1 $\frac{\Omega}{m}$	ohmscher Widerstandsbelag
$\underline{S}_{11}, \underline{S}_{21}, \underline{S}_{12}, \underline{S}_{22}$	1	Streuparameter
T, T_{ges}, T_s, T_K	1 s	Zeit, Periode oder Takt
U, U_0, U_{eff}	1 V	Spannung
V_{ij}, W_{kl}		Messpunkte
$\underline{Y}, \underline{Y}_s, \underline{Y}_p$	1 S	Admittanz
Y_L	1 S	Wellenleitwert
$\underline{Z}, \underline{Z}_s, \underline{Z}_p, \underline{Z}_{opt}$	1 Ω	Impedanz
Z_L, Z_{Le}, Z_{Lo}	1 Ω	Wellenwiderstand
Z_F	1 Ω	Feldwellenwiderstand
Z_{F0}	377 Ω	Feldwellenwiderstand des freien Raumes

Lateinische Buchstaben

Formelzeichen	Einheit der Größe	Größenbezeichnung
$a_{0E}, a_{0H}, a_{1E}, a_{1H}$		Koeffizienten
c	$1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	Phasengeschwindigkeit
c_0	$299792458 \frac{\text{m}}{\text{s}}$	Lichtgeschwindigkeit
\mathcal{C}_{Hcal}		Kalibrationsfaktor bei H-Feldsonden
$b, h, l, t, r_0, w, z_{mess}, \Delta x, \Delta y$	1 m	geometrische Abmessungen
$\underline{h}_{eff}, \underline{l}_{eff}$	1 m	effektive Höhe bzw. Länge
$e(t)$	$1 \frac{\text{V}}{\text{m}}$	momentane elektrische Feldstärke
e	$1,602189 \cdot 10^{-19} \text{ As}$	Elementarladung
e	2,7182818	Eulerzahl
$h(t)$	$1 \frac{\text{V}}{\text{m}}$	momentane magnetische Feldstärke
i, j, k, l, m, n	1	Indizes
$\underline{i}(t)$	1 A	Momentanstromstärke
$\overline{\underline{i}(t)^2}$	1 A	quadratischer Mittelwertstrom
$f, f_{res}, f_R, f_0, \Delta f, b$	1 Hz	Frequenz bzw. Bandbreite
f_n		Reihe bei Z-Transformation
$f(t), g(x), x(t), y(t), z(t), e(t)$		Funktionen
$\underline{f}(x)$		komplexe Funktion
$\overline{\underline{f}(x)}$		Funktion im Spektralbereich
k_ρ	$1 \frac{1}{\text{m}}$	Koordinate der Fourier-Bessel-Transformation
n	1	Windungszahl
t	1 s	Zeit
$\underline{u}_0, \underline{u}_1$		Größe zur Substitution
$\underline{u}(t)$	1 V	Momentanspannung
$\overline{\underline{u}(t)^2}$	1 V	quadratische Mittelwertspannung
x		Skalar
j	$\sqrt{-1}$	Imaginäre Einheit
\underline{x}		Komplexe Zahl
$\Re\{\underline{x}\}$		Realteil von \underline{x}
$\Im\{\underline{x}\}$		Imaginärteil von \underline{x}
\underline{x}^*		Komplex konjugierte Zahl von \underline{x}
$ \underline{x} $		Betrag von \underline{x}
$\arg \underline{x}, \angle \underline{x}$		Phase von \underline{x}
x, y, z		Kartesische Koordinaten
ρ, ϕ, z		Zylinderkoordinaten
r, ϕ, θ		Kugelkoordinaten

Glossar

Abkürzung	Begriff
AC	engl. Alternating Current
AD	Analog-Digital
AlGaAs	Aluminium Gallium Arsenid
BALUN	engl. Balancing Unbalancing
CGM	engl. Conjugate Gradient Method
DA	Digital-Analog
DC	engl. Direct Current
DUT	engl. Device Under Test
FET	Feldeffekt-Transistor
FFT	engl. Fast Fourier Transform
GaAs	Gallium-Arsenid
Ge	Germanium
HEMT	engl. High Electron Mobility Transistor
HF	Hochfrequenz
HPA	engl. High Power Amplifier
IR	Infrarot
LNA	engl. Low Noise Amplifier
MESFET	engl. Metal Semiconductor FET
MIC	engl. Microwave Integrated Circuit
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MS	engl. Microstrip
NAG	engl. Numerical Analysis Group
NF	Niederfrequenz
nnp	Bipolartransistor-Dotierung (negativ-positiv-negativ)
OF	Oberfläche
PD	Proportional-Differential(-Regler)
PI	Proportional-Integral(-Regler)
PID	Proportional-Integral-Differential(-Regler)
pnnp	Bipolartransistor-Dotierung (positiv-negativ-positiv)
REM	Raster Elektronen Mikroskop
SHF	Frequenz-Bereichsangabe
Si	Silizium
SMA	Stecker, Buchse: Subminiatur, A
SMD	engl. Surface Mounted Device
SNOM	engl. Scanning Nearfield Optical Microscopy
TaN	Tantalnitrid
TEM	Transversal elektromagnetisch(e Welle)
VNA	Vektor-Netzwerk-Analysator

Summary

This thesis presents an enhancement of the measurement and test techniques for MMICs enabling the localization of design faults or of sources of a circuit's failure during its prototyping. The circuit's topography has to be considered in order to achieve the optimum resolution in the localization of a circuit's failure source. Special care is taken to avoid an interference of the measurement with the device under test.

One obstacle for a fast, sustainable and competitive development process in the field of new microwave and radio frequency circuit components and devices is the lack of innovative tools for an overall analysis of these new circuit components as to their potential failure. Present measurement techniques of testing circuits are based on contacting probes (aligned onto predefined contact pads) and cannot be considered as flexible or as reliable due to the interference caused by these contacts. In addition, these techniques tend to state the circuit's failure only without providing any localization.

The measurement technique presented here not only establishes an extension of the resolution to within the μm -range, but also avoids or controls the interference of the measurement on the device under test and extends the "information content" of the measurement data. The latter, by using an inverse field transform, also enables the determination of the signal flow in magnitude, phase and direction.

The introduction in **Chapter 1** describes state of the art test techniques with their present limitations and leads to the necessity of innovative ideas. The concept of the enhanced measurement and test technique, which is in the focus of this thesis, is presented together with an application. The basic approach of this idea is a combination of a nearfield optical microscope (to sample the circuit's topography) and of a microwave nearfield measurement technique with relatively low resolution resulting together in a high resolution nearfield measurement technique. A theoretical field evaluation of the measurement data determines and sharpens the signal flow image to enable in a second step a failure source localization.

Starting with the basics of field theory and under consideration of the substrate parameters, **Chapter 2** shows the way how to determine the signal flow distribution in a circuit from the measured nearfield distribution close to the circuit. The properties of active nearfield antennas are quantified. An introduction into microwave theory and microstrip technology is given to show alternatives to the design and realization of the matching amplifiers for the active nearfield antennas. A short description of the monitor- and control technique used with the nearfield optical concept for considering the circuit topography close this chapter.

The "enhanced measurement technique" which is in the focus of this thesis is treated in more detail in **Chapter 3** by discussing the realized prototype set-

up and its components and their functions within their combination. Separate **Chapters (4 to 6)** are devoted to topics such as “numerical evaluation”, “active nearfield antennas” and “topography sampling”.

The numerical methods in **Chapter 4** are focused on the fourier-bessel back-transform, which cannot be solved analytically, as well as on the inverse field transform for determination of an equivalent signal flow distribution from measured (and therefore noisy) fieldstrength distributions under consideration of the substrate parameters.

The possibilities for the design and realization of the miniaturized nearfield antennas and their matching amplifiers are described in **Chapter 5** and results given. The design criteria and the dimensions of these microwave circuits are treated together with the measurement methods and the physical quantities used to characterize the antenna characteristics for calibration.

For consideration of the circuit topography methods of control technique and nearfield optics are employed. A description of the nearfield optics physical effect exploited here forms one central part of **Chapter 6** as does the digital realization of a fuzzy controller to sample the topography by help of a digital signal processor.

Measurement results and their evaluation as well as the future perspectives of the measurement techniques presented are summarized in **Chapter 7** with the help of selected applications. The presentation of the resolution, accuracy, dynamic range and the evaluation of the interference on the device under test achieved with the “enhanced measurement technique” is the in focus as is the investigation of an active integrated circuit. The first is realized by the comparison of measured and calculated results for a simple passive circuit structure.

Chapter 8 summarizes the knowledge and experiences gained and concludes with an outlook on possible future developments.

Zusammenfassung

Im Mittelpunkt der vorliegenden Arbeit steht die Erweiterung der Mess- und Prüftechnik von MMICs hinsichtlich der Lokalisierung von Design- oder Schaltungsfehlern während der Prototypen-Phase. Besondere Aufmerksamkeit wird auf die weitestgehende Vermeidung von Störeinflüssen (auf das Testobjekt) durch die Messung selbst sowie auf eine Berücksichtigung der Schaltungsstruktur zur bestmöglichen Ortsauflösung in Hinblick auf die Fehler-Lokalisierung gelegt.

Ein Hindernis für zeitnahe und damit konkurrenzfähige Entwicklungszyklen im Bereich der Mikrowellen- und Hochfrequenz-Komponenten ist das Fehlen innovativer Hilfsmittel zur umfassenden Analyse neuer Schaltungs-Komponenten auf potenzielle Fehlfunktionen. Bisherige Messtechniken sind entweder kontaktgebunden (an zuvor festgelegte Messpunkte) und damit sowohl wenig flexibel als auch unzuverlässig, da die gesuchten Schaltungsfehler von dem (durch die Messkontaktierung) verursachten Fehlverhalten nicht immer eindeutig zu unterscheiden sind oder erlauben es nur eine Fehlfunktion festzustellen, ohne diese lokalisieren zu können.

Die im Folgenden vorgestellte Erweiterung der Messmöglichkeiten bei MMICs erstreckt sich auf eine Ortsauflösung, die im μm -Bereich liegt, auf die Verminderung bzw. Kontrollierbarkeit des Störeinflusses der Messung auf das Testobjekt sowie auf den „Informationsgehalt“ der Messdaten, die mittels inverser Feldtransformation einen Rückschluss auf Betrag, Phase und Richtung des Signalflusses zulassen.

Nach einer einführenden Darstellung des Stands der Technik, dessen momentanen Beschränkungen und der daraus ableitbaren Notwendigkeit für neuartige Ansätze wird das Messverfahren, das den Kern dieser Arbeit bildet, in **Kapitel 1** an Hand einer konkreten Anwendung in seinem Konzept vorgestellt. Zentrale Idee dieses Ansatzes ist die Kombination aus einem nahfeldoptischen Mikroskop (zur Berücksichtigung feiner Oberflächenstrukturen) und elektromagnetischer Nahfeldmesstechnik relativ niedriger Auflösung mit dem Ziel einer hochauflösenden Nahfeldmessung. Die feldtheoretische Verarbeitung der Messdaten zur Bestimmung und „Bildschärfung“ der Signalflussverteilung ermöglicht in einem zweiten Schritt eine Lokalisierung von Störstellen.

Beginnend mit den theoretischen Grundlagen im Bereich der elektromagnetischen Feldtheorie soll in **Kapitel 2** der Weg, zur Bestimmung einer Signalflussverteilung auf einer Schaltung aus den Feldstärkeverteilungen im Nahfeld dicht über dieser Schaltung unter Berücksichtigung der Materialeigenschaften, aufgezeigt werden. Die Kenngrößen von Nahfeldsonden werden behandelt, um später die Qualität der realisierten Nahfeldsonden quantifizieren und bewerten zu können. Im Anschluss an diese feldtheoretischen Grundlagen erfolgt eine grundlegende und begriffsbildende Einführung in die Schaltungstechnik im Bereich der Mikrowellen- und Mikrostreifenleitungs-Technik, um die Alternativen beim Ent-

wurf und bei der Realisierung von Anpassungsverstärkern für die Feldsonden aufzuzeigen. Ein Einblick in die Begriffswelt der Regelungstechnik zur Beschreibung des Verfahrens zur Nahfeld-optischen Berücksichtigung der Oberflächenstruktur schließt dieses Kapitel ab.

Die „erweiterte Messtechnik“, die im Mittelpunkt dieser Arbeit steht, wird anschließend in **Kapitel 3** konkret an Hand des realisierten Prototyps in ihrem Aufbau, ihren Komponenten und deren Funktionen im Zusammenspiel ausführlich behandelt. Den mit den System-Komponenten in Zusammenhang stehenden Themenbereichen „Numerische Verarbeitung“, „Aktive Nahfeldsonden“ sowie „Topografieabtastung“ wird jeweils ein eigenes **Kapitel 4 bis 6** gewidmet.

Die numerischen Methoden fokussieren sich in **Kapitel 4** zum Einen auf die analytisch nicht lösbare Rücktransformation von beliebigen Funktionen aus dem Fourier-Bessel-Oberbereich und zum Anderen auf die inverse Feldtransformation zur Bestimmung einer äquivalenten Signalflussverteilung aus gemessenen (und damit verrauschten) Feldstärkeverteilungs-Messdaten unter Berücksichtigung der Substrat-Parameter.

Die Berechnungs- und Realisierungsmöglichkeiten sowie die Ergebnisse der Modellierung und des Aufbaus der Feldsonden bzw. deren Anpassungsverstärker werden in **Kapitel 5** beschrieben. Die Entwurf-Kriterien und die Dimensionierung der Mikrowellen-Schaltungen werden ebenso behandelt, wie die Verfahren und Messgrößen zur quantitativen Charakterisierung der Feldsonden mittels Kalibration.

Zur Berücksichtigung der Oberflächenstruktur der zu charakterisierenden Schaltungen dienen Verfahren aus dem Bereich der Regelungstechnik und der Nahfeld-Optik. Die Beschreibung eines hier genutzten physikalischen Effektes aus der Nahfeld-Optik steht im Mittelpunkt der Betrachtung von **Kapitel 6**, wie auch die Konzeption und digitale Realisierung eines Fuzzy-Regelkreises zur Abtastung des Höhenprofils mit Hilfe eines digitalen Signalprozessors.

Die Ergebnisse von Messungen und deren Bewertung sowie die Perspektiven der vorgestellten Messtechnik werden anhand ausgewählter Anwendungen in **Kapitel 7** zusammengefasst. Hierbei steht die Vorstellung der erreichbaren Auflösung, Genauigkeit, Dynamik sowie des Störeinflusses auf die untersuchte Schaltung ebenso im Mittelpunkt, wie die Untersuchung einer aktiven integrierten Schaltung. Erstere erfolgt durch den Vergleich zwischen Messung und Berechnung — basierend auf der Untersuchung einer einfachen passiven Schaltung.

Kapitel 8 fasst die Erkenntnisse und Erfahrungen zusammen und schließt diese Arbeit mit einem Ausblick auf mögliche künftige Entwicklungen ab.

Kapitel 1

Einleitung

In den letzten Jahren wurden mobile Informationssysteme und andere technische Anwendungen von Funksystemen in zunehmendem Maße zu einem bedeutenden Motor der Entwicklung einer modernen Industrie-, Dienstleistungs- und Informationsgesellschaft. Durch das Erschließen weiterer Märkte und Kundenkreise mit

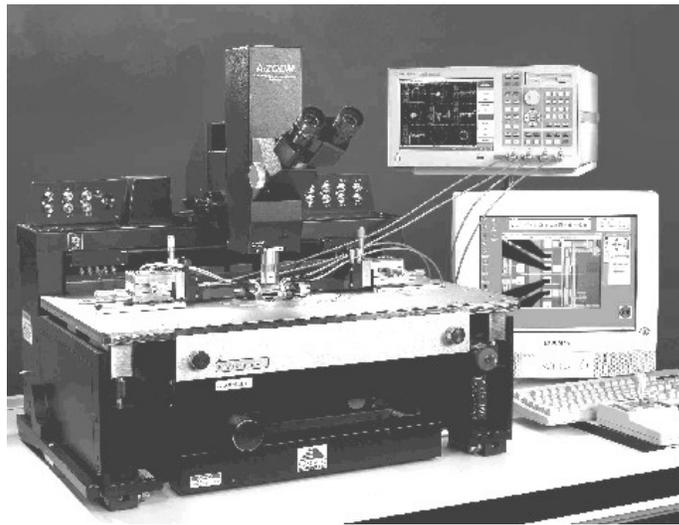


Bild 1.1: „Probestation“ der Firma Cascade zur Charakterisierung von MMICs.

neuen Anwendungen für funktechnische Produkte, nicht nur im militärischen Sicherheitsbereich, sondern vor allem auch in zivilen Sektoren, wie Navigation, Medizintechnik, Telekommunikation und Multimedia, ist inzwischen ein sehr lukrativer Massenmarkt entstanden. Wesentlicher Aspekt dabei ist die Existenz einer kostengünstigen Massenproduktion mit kurzen Entwicklungszyklen, um schnell und zu niedrigen Preisen auf neue Kundenwünsche reagieren zu können. Zunehmend werden auch Frequenz- und Leistungsbereiche für künftige Anwendungen

interessant, die bisher noch eine teure Nische für spezielle z.B. militärische Anwendungen darstellten.

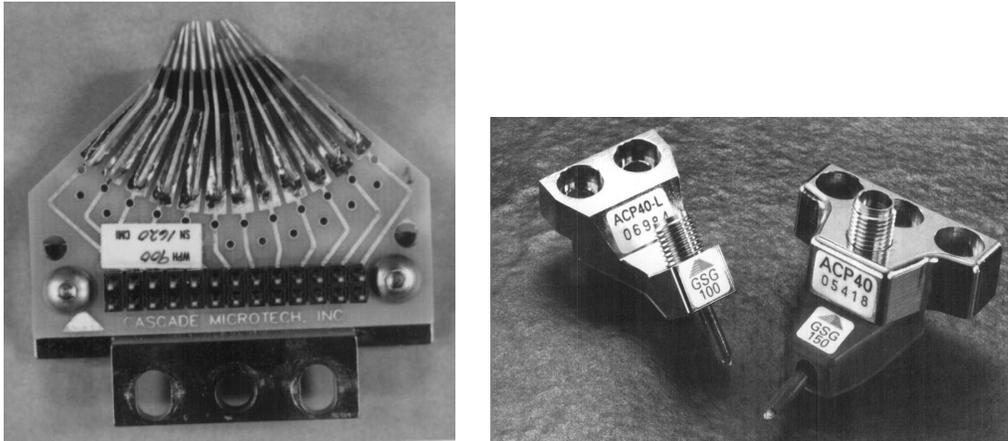


Bild 1.2: Gleichspannungs-Messspitzen (links) und HF-Messspitzen (rechts) einer „Probestation“.

Ein Haupthindernis für schnelle und damit konkurrenzfähige Entwicklungszyklen ist bisher das Fehlen innovativer Werkzeuge zur möglichst „allumfassenden“ Analyse (neuer Schaltungskomponenten auf Funktionsfähigkeit), die auch wellenbasierte Phänomene miteinbeziehen. In einigen Frequenz- und Leistungsbereichen sind Entwicklungen bisher noch so teuer, dass sie vom Massenmarkt ausgeschlossen sind, da weder eine umfassende Analyse realisiert werden konnte, noch mit den bisher eingesetzten Messtechniken parasitäre wellenbasierte Effekte „unmittelbar“ detektiert und die daraus resultierende Fehlfunktion (im Sinne der **Elektromagnetischen Verträglichkeit**, EMV) zeitnah beseitigt werden konnten. Die Folgen sind neben den hohen Herstellungs- auch hohe Entwicklungskosten dieser Bauelemente.

Bisherige Messtechniken [69] sind entweder kontaktgebunden und damit sowohl wenig flexibel als auch unzuverlässig, da die gesuchten Schaltungsfehler von dem durch die Messkontaktierung verursachten Fehlverhalten nicht immer eindeutig zu unterscheiden sind, oder sie ermöglichen nur eine Fehlfunktion festzustellen, ohne diese lokalisieren zu können. Zu diesen Techniken zählen die äußere Bestimmung globaler Parameter wie z.B der Verstärkung, die Bestimmung der Wärmeabstrahlung mittels Infrarot-Kamera, der Einsatz von Messkontakten zum Signalabgriff an dafür vorgesehenen Messpunkten (sog. „Probing“ mit Hilfe einer „Probestation“, die oft auch „OnWafer“ eine Analyse zulassen, siehe Abb. 1.1 und 1.2) sowie die Messung des abgestrahlten Nahfeldes planar über dem Untersuchungsobjekt. Diese Verfahren lassen entweder keinen Rückschluss auf die inneren Vorgänge der Schaltung zu, erlauben keine detaillierte Bestimmung des Signalfusses nach Betrag, Phase und Richtung oder haben einen zu großen Störein-

fluss auf die Testschaltung bzw. eine systembedingt zu geringe Ortsauflösung in der Messdatenerfassung. Insbesondere im Bereich der integrierten Leistungsbau- steine funktechnischer Produkte ist eine genaue Kenntnis des Signalfusses sowohl nach Betrag, Phase und Richtung als auch eine sehr hohe Ortsauflösung bei der Messdatenerfassung erforderlich, da nur dadurch wellengebundene Phänomene ausreichend beschrieben und nachvollzogen werden können.

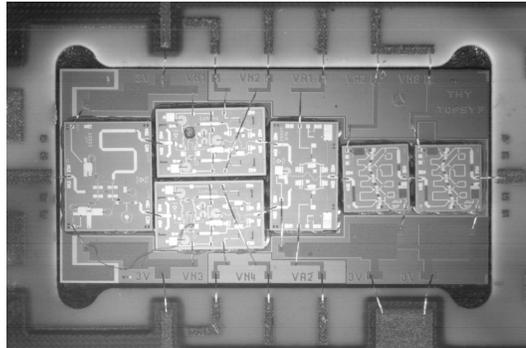


Bild 1.3: Foto einer hybriden Mikrowellenschaltung (mit Genehmigung der Firma Thales Microwave) als Anwendungsbeispiel.

Eine Messtechnik, die all diese Beschränkungen bisheriger Verfahren aufhebt, muss in der Lage sein, HF-Signale nach Betrag, Phase und Richtung, kontaktlos, störungsfrei und in einer so hohen Ortsauflösung zu messen, dass auch die Vorgänge im Innern des Untersuchungsobjektes (engl. **device under test**, DUT) sichtbar gemacht werden können, ohne dabei dessen Funktion zu beeinflussen. Inhalt dieser Arbeit ist die Entwicklung einer kontaktlosen Messtechnik zur Untersuchung von (monolithisch) integrierten und hybriden Mikrowellen-Schaltkreisen (siehe Abb. 1.3, engl. **monolithic microwave integrated circuit**, MMIC). Die Strukturen auf diesen MMICs sind teilweise in der gleichen Größenordnung wie die Oberflächenrauigkeit und erfordern deshalb deren Berücksichtigung, um sehr hochauflösende Aufnahmen der Signalfussverteilung gewinnen zu können. Die Signalfüsse sollten dabei jedoch nicht verändert werden. Die Idee zur Lösung dieser Aufgabe liegt in der Kombination aus einer nahfeldoptischen Rastermikroskopie [105] zur Strukturerrfassung und aus einer vektoriellen Mikrowellen-Nahfeldmesstechnik zur Erfassung der Wirkung des Signalfusses im Nahfeld (siehe Abb. 1.4).

Zur Durchführung einer Oberflächenabtastung des MMIC und zur Erfassung der Nahfeldverteilungen sind eine Reihe von Komponenten notwendig. Klassifiziert nach mechanischen, schaltungstechnischen und softwaretechnischen Bausteinen besteht ein solcher Messaufbau zum Einen aus den Verfahrenseinheiten für einen Kreuztisch, aus Feldsonden zur Nahfeldmessung, aus einer Halterung für

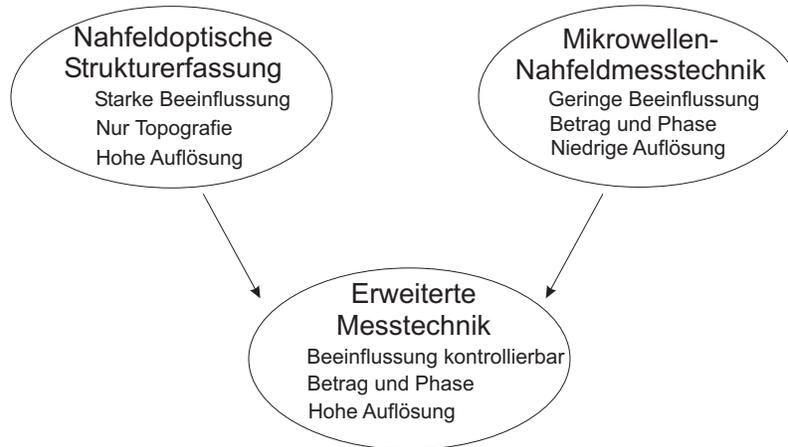


Bild 1.4: Grundidee der erweiterten Messtechnik.

die Testschaltung (engl. chuck), einer Halterung für die Feldsonden und aus den Signalzuführungen, zum Anderen aus den Anpassungsverstärkern für die Feldsonden, aus der peripheren Beschaltung des Messaufbaus für die Signalaufbereitung und aus einem Messrechner mit einer geeigneten Software zur Steuerung, Überwachung und Durchführung der Messung sowie zur Speicherung, numerischen Verarbeitung, Auswertung und Visualisierung der Messdaten. Hinzu kommen Hilfsgeräte wie Mikroskope und **Vektor-Netzwerk-Analysator** (VNA). Installieren sollte man dieses Messsystem vibrations-gedämpft auf einer optischen Bank in einem Reinraum.

Basierend auf den theoretischen Grundlagen der Wellenausbreitung ist es mit den Maxwell'schen Gleichungen möglich, aus den gemessenen Nahfelddaten und den geometrischen sowie elektromagnetischen Eigenschaften des Substrates auf die Signalfussverteilung auf der Schaltung rückzuschließen.

Zur Bestimmung des Zusammenhanges zwischen Feldverteilungen und Signalfussverteilung ist die Greensche Funktion der Substrateigenschaften im Ortsbereich notwendig, welche numerisch berechnet werden muss. Ziel der Messdatenauswertung ist nicht die Bestimmung von Nahfeldverteilungen aus einer gegebenen Signalfussverteilung, sondern die Lösung des inversen Problems. Basierend auf der Methode der Konjugierten Gradienten ist es möglich, diese als „schlecht gestellt“ bezeichneten Probleme zu lösen.

Zur Erfassung der Nahfeldverteilung benötigt man miniaturisierte Feldsonden. In dieser Arbeit sollen die normale elektrische und beide tangentialen magnetischen Feldkomponenten erfasst werden. Die elektrische Nahfeldsonde besteht aus einem koaxialen Monopol, der durch einen herausragenden Innenlei-

ter eines miniaturisierten Koaxialkabels realisiert ist, und aus einem daran angeschlossenen Antennenverstärker zur Anpassung des Mikrowellensignals an die externe Messgeräteumgebung. Der Antennenverstärker besteht aus einem zweistufigen Aufbau mit rauscharmer Eingangsstufe und einer Ausgangsstufe mit hoher Verstärkung. Vor der Eingangsstufe und zwischen beiden Stufen befinden sich jeweils hinsichtlich des gewünschten Frequenzbereichs optimierte und angepasste Mikrostreifen-Leitungsschaltungen. Die magnetische Nahfeldsonde besteht aus einer miniaturisierten Schleifenantenne und einem speziell dafür konzipierten Antennenverstärker.

Um den Frequenzgang und die Empfindlichkeit der Nahfeldsonden messen zu können, müssen diese einem wohl definierten (z.B. homogenen) Feld ausgesetzt werden. Zwei Arten der Kalibration wurden angewendet. Zum Einen dient dazu das homogene (und damit exakt bestimmbare) Feld in dem kleinen Volumen einer TEM-Zelle. Zum Anderen kann ein Verfahren mittels Nahfeldmessung sehr dicht über einer 50Ω Mikrostreifenleitung dazu genutzt werden, solche Miniatur-Nahfeldsonden zu eichen, da diese Leitung dort ein berechenbares Feld besitzt.

Durch Ausnutzen des sog. „shear-force“ Effekts kann man den Abstand einer mechanisch schwingenden Glasnadel sehr dicht über einer Oberfläche regeln. Damit ist es möglich, die Messsonden in sehr kleinem konstantem Abstand über die Oberfläche des zu messenden MMICs zu führen. Aufbauend auf einem klassischen Regelungskonzept — dem analogen PI-Regler — entstand in dieser Arbeit eine digitale Realisierung eines so genannten Fuzzy-Reglers auf einem Digitalen Signalprozessor (DSP) mit für diese Anwendung optimierten Eigenschaften.

Zur Validierung und Bewertung der erweiterten Messtechnik wurde als Anwendungsbeispiel ein integrierter Leistungsverstärker-Chip bei ca. $2 \dots 4 \text{ W}$ im S-Band gewählt. Die Gesamtabmessungen von ca. $4,5 \times 4,5 \text{ mm}^2$ und die Strukturgröße im Bereich von ca. $5 \dots 10 \mu\text{m}$ bei einer Rauigkeit der Oberfläche von bis zu $50 \dots 100 \mu\text{m}$ verdeutlichen die Anforderungen, die an das Messsystem gestellt werden.

Kapitel 2

Allgemeine Grundlagen

Bevor in den nachfolgenden Kapiteln sowohl das Messsystem im Überblick als auch dessen Einzelkomponenten im Detail beschrieben werden, wird dieses zweite Kapitel einen Abriss über die grundlegenden Begriffswelten dieser Arbeit liefern. Diese Grundlagen bedürfen einer Allgemeingültigkeit in dem Maße, wie es für das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte neue Messverfahren notwendig ist, sollen aber ebenso in der Auswahl und in sinnvollen Einschränkungen auf dieses Thema zugeschnitten werden. Zu diesen Grundlagen zählen allgemein die elektromagnetische Feldtheorie, die Eigenschaften von Nahfeldsonden, die Schaltungstechnik im Bereich der Mikrowellentechnik sowie einige Begriffe aus der Regelungstechnik.

2.1 Elektromagnetische Feldtheorie

Da diese Arbeit in ihrem Aufbau nach dem Gewicht der einzelnen Systemkomponenten im Messsystem gegliedert sein soll und nicht nach der chronologischen Reihenfolge ihrer Entwicklung oder Verwendung, beginnt dieses Kapitel mit einem Abschnitt über die elektromagnetische Theorie der Felder und Wellen, der den größten Anteil in der Darstellung einnimmt.

2.1.1 Allgemeine Grundlagen der Feldtheorie

Ziel ist eine kanonische Beschreibung der feldtheoretischen Grundlagen zum Verständnis des gewählten und umgesetzten Verfahrens zur numerischen Messdatenauswertung. Bevor in einem eigenen Kapitel 4 die numerische Umsetzung Gegenstand der Beschreibung sein wird, beginnt hier die Darstellung der theoretischen Grundlagen mit den Maxwell'schen Gleichungen.

2.1.1.1 Maxwell'sche Gleichungen

Ausgangspunkt jeder elektrodynamischen Analyse sind die nach James Clerk Maxwell bezeichneten Gleichungen, die in ihrer allgemeinen Form (Gleichung

(2.1) hier in differenzieller Darstellung) angegeben werden.

$$\begin{aligned}
 \operatorname{rot} \vec{H} &= \vec{g}_{el} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \\
 \operatorname{rot} \vec{E} &= -\vec{g}_{mgn} - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \\
 \operatorname{div} \vec{B} &= \rho_{mgn} \\
 \operatorname{div} \vec{D} &= \rho_{el}
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

Dabei sind \vec{E} und \vec{H} die Feldstärkevektoren des elektrischen bzw. magnetischen Feldes, \vec{D} und \vec{B} die Vektoren für die dielektrische Verschiebungsdichte bzw. für die magnetische Induktion (magn. Flussdichte). Zudem wird allgemein fiktiv angenommen, dass es neben der in der Natur vorkommenden elektrischen Raumladungsdichte ρ_{el} und der elektrischen Flächenstromdichte \vec{g}_{el} auch eine magnetische Raumladungsdichte ρ_{mgn} und eine magnetische Stromdichte \vec{g}_{mgn} gibt, die eine umfassende Behandlung äquivalenter Quellen erlaubt (siehe auch [68, Kapitel 1] und [53, Kapitel 2]).

Die elektrische Feldstärke \vec{E} ist mit der dielektrischen Verschiebungsdichte \vec{D} über das umgebende Medium verknüpft wie auch die magnetische Feldstärke \vec{H} mit der magnetischen Induktion \vec{B} .

2.1.1.2 Material-Eigenschaften

In homogenen, unpolarisierten, isotropen und linearen Medien gelten die nachfolgend angegebenen Materialgleichungen

$$\begin{aligned}
 \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} & \varepsilon &= \varepsilon_0 \varepsilon_r \\
 & & \varepsilon_0 &= 8,855 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \\
 \vec{B} &= \mu \vec{H} \quad \text{mit} & \mu &= \mu_0 \mu_r \\
 & & \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}} \\
 \vec{g}_{el} &= \kappa \vec{E}
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

mit der relativen Dielektrizitätszahl ε_r bzw. der relativen Permeabilitätszahl μ_r als Materialparameter. κ ist die spezifische elektrische Leitfähigkeit des Materials in $[\frac{1}{\Omega m}]$. In allgemein inhomogenen, anisotropen oder polarisierten Medien muss man ε_r und μ_r als Tensor-Matrizen abhängig vom Ort ansetzen.

Ein sehr wichtiger Punkt bei der Behandlung elektromagnetischer Probleme ist die Wirkung vorhandener Materialübergänge auf die Felder. Hierzu lassen sich die Randbedingungen der Feldstärkekomponenten an den Materialgrenzen ableiten.

2.1.1.3 Randbedingungen der elektromagnetischen Felder

Randbedingungen für E und D: Im Wesentlichen unterscheidet man die Randbedingung an Grenzschichten für die tangentielle und die normale Feldkomponente getrennt. Für die tangentielle Komponente des elektrischen Feldes gilt

$$E_{2t} - E_{1t} = -\frac{1}{\varepsilon_0} \text{grad}\tau,$$

wobei eine so genannte Doppelschicht τ zwischen den beiden Materialien 1 und 2 vorhanden ist. Existiert diese nicht, dann ist die tangentielle Komponente des elektrischen Feldes stetig und daraus folgt

$$E_{2t} = E_{1t}. \quad (2.3)$$

Zudem gilt für die Randbedingung der normalen dielektrischen Verschiebung die Beziehung

$$D_{2n} - D_{1n} = \sigma \quad (2.4)$$

mit der elektrische Flächenladungsdichte σ . Alle übrigen Randbedingungen für die elektrische Feldverteilung sind daraus ableitbar.

Randbedingungen für B und H: Für die tangentielle Komponente des magnetischen Feldes gilt

$$(\vec{H}_2 - \vec{H}_1) \times \vec{n}_2 = \vec{J}_{frei}, \quad (2.5)$$

wobei \vec{J}_{frei} einen freien elektrischen Oberflächenstrom in der Materialgrenzschicht darstellt. Der Normalenvektor \vec{n}_2 steht senkrecht auf der Grenzschicht und zeigt aus dem Gebiet 2 heraus. Ohne Flächenstrom in der Grenzschicht ist somit diese Feldkomponente stetig

$$H_{2t} = H_{1t}, \quad (2.6)$$

so wie auch die normale magnetische Induktion

$$B_{2n} = B_{1n}. \quad (2.7)$$

Ausführlichere Herleitungen findet man z.B. in [68, Abschnitt 2.10 und 5.7].

2.1.1.4 Die Wellengleichung

Obwohl elektromagnetische Wellen, deren Ausbildung, Ablösung und Ausbreitung bereits aus den Gleichungen von Maxwell 1865 folgen, dauerte es bis 1886, bis ihre Existenz auch experimentell von Heinrich Hertz nachgewiesen werden konnte.

Auf die Herleitung soll hier verzichtet werden, sie kann u.a. bei [68, Kapitel 7] nachvollzogen werden, das Resultat in kartesischen Koordinaten lautet gemäß Gleichung (2.8):

$$\begin{aligned}\Delta \vec{e} &= \mu \kappa \frac{\partial \vec{e}}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{e}}{\partial t^2} \\ \Delta \vec{b} &= \mu \kappa \frac{\partial \vec{b}}{\partial t} + \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{b}}{\partial t^2}.\end{aligned}\tag{2.8}$$

Für ein nichtleitendes Medium ($\kappa = 0$) ergibt sich

$$\begin{aligned}\Delta \vec{e} &= \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{e}}{\partial t^2} \\ \Delta \vec{b} &= \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{b}}{\partial t^2}.\end{aligned}\tag{2.9}$$

Bringt man beide Terme in Gleichung (2.9) auf die linke Seite, so steht auf der rechten die Null. Der Ausdruck gilt für quellenfreie Gebiete. Sind Quellen vorhanden, findet man sie auf der rechten Seite.

Bevor allgemein auf die Lösung inklusive Quellen mit Hilfe von Greenschen Funktionen eingegangen wird, folgt noch eine kurze Beschreibung grundlegender Welleneigenschaften sowie die Definition einiger wichtiger Kenngrößen.

Grundlegende Welleneigenschaften: Setzt man eine in Ausbreitungs-Richtung \vec{a}_r fortschreitende ebene Welle an, so ergibt sich eine Lösung, bei der sich diese Welle mit der Phasengeschwindigkeit

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \mu}}$$

fortbewegt und die Feldstärkevektoren in der festen Beziehung

$$\vec{H} = \frac{1}{Z_F} \cdot (\vec{a}_r \times \vec{E})\tag{2.10}$$

stehen mit dem Feldwellenwiderstand

$$Z_F = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$$

des homogenen, isotropen, linearen und nichtleitfähigen Raumes.

Eine harmonische ebene Welle mit der Kreisfrequenz ω , die sich in z-Richtung ausbreitet, besitzt dann die Momentanfeldstärken

$$\begin{aligned}e_x(z, t) &= E_{x0} \cos(\omega t - \beta z + \varphi) \\ h_y(z, t) &= H_{y0} \cos(\omega t - \beta z + \varphi)\end{aligned}\tag{2.11}$$

mit den physikalischen Kenngrößen

$$\text{Wellenzahl oder Phasenkonstante } \beta = \frac{\omega}{c},$$

$$\text{Frequenz } f = \frac{\omega}{2\pi},$$

und der

$$\text{Wellenlänge } \lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{c}{f}.$$

Verwendet man unter der Annahme zeitharmonischer Signale die Schreibweise mit komplexen Zeigern, hat Gleichung (2.11) die folgende Darstellung.

$$\begin{aligned} e_x(z, t) &= \Re \{ \underline{E}_x(z) \exp(j\omega t) \} \\ \underline{E}_x(z) &= E_{x0} \exp(-j(\beta z - \varphi)) \\ h_y(z, t) &= \Re \{ \underline{H}_y(z) \exp(j\omega t) \} \\ \underline{H}_y(z) &= H_{y0} \exp(-j(\beta z - \varphi)) \end{aligned} \tag{2.12}$$

Speziell im Freiraum ($\mu = \mu_0$ und $\varepsilon = \varepsilon_0$) ergeben sich die Zahlenwerte von $c = c_0 = 2,99792458$ m/s und $Z_F = Z_{F0} = \sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \approx 377 \Omega \approx 120\pi \Omega$. Die sich anschließenden Betrachtungen behandeln nur noch harmonische Signale, worauf hier hingewiesen werden soll.

Es wurde zwar schon eine Lösung der Wellengleichung im quellenfreien Freiraum für einen Sonderfall mit einfachen Randbedingungen (sog. ebene Welle) angegeben, aber auch bereits darauf verwiesen, dass man mit den so genannten Greenschen Funktionen allgemein die Wellengleichung lösen kann. Nachfolgend soll dieses Vorgehen am Beispiel der Greenschen Funktion für planare Substrate, die im Weiteren eine zentrale Rolle spielen, aufgezeigt werden.

2.1.2 Greensche Funktion

Voraussetzung für die nachfolgenden Betrachtungen sind lineare Medien, bei denen sich die Felder (Wirkung) von einzelnen harmonischen Quellen (Ursache) linear zum gesamten Feld überlagern. Dabei unterscheidet man verschiedene Randwertprobleme, bei denen z.B. auch quellenfreie Räume mit vorgegebener Feldverteilung auf der Oberfläche untersucht werden. Nähere Angaben dazu findet man in [68, Kapitel 3 und 5].

Dabei verknüpft die Greensche Funktion punktförmigen (Quellen-)Ursache im Ursprung mit ihrer (Feld-)Wirkung in einer vorgegebenen Umgebung. Mathematisch wird diese Punktquelle durch die Dirac-Distribution beschrieben. Die Lösung komplexer Quellenanordnungen ergibt sich dann aus der Integration (Überlagerung in Form einer Faltung) über die aus dem Ursprung in den Ort der

Quellen verschobenen und gewichteten Greenschen Funktionen. Nachfolgend soll beispielhaft der Weg zur Bestimmung der Greenschen Funktion über die Berücksichtigung von Quellen auf der Grenzschicht von zwei aneinander grenzenden quellenfreien Medien beschrieben werden.

2.1.2.1 Zylindrische Formulierung

Betrachtet man planare und unendlich ausgedehnte Substrate mit linearem Medium, so eignet sich besonders gut eine zylindrische Beschreibung. Ein solches Koordinatensystem ist in Abb. 2.1 gegeben. Der Punkt P lässt sich durch die

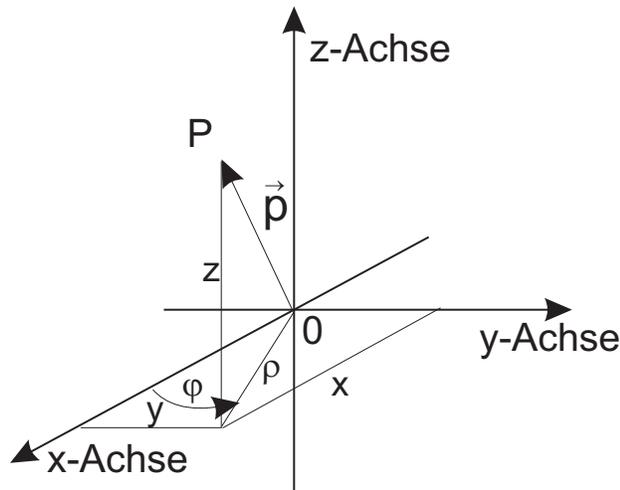


Bild 2.1: Zylinder-Koordinatensystem.

kartesischen Koordinaten $\vec{p} = (x, y, z)$ und durch die zylindrischen Koordinaten $\vec{p} = (\rho, \varphi, z)$ angeben mit den bekannten Beziehungen (siehe [16] oder auch [68, Kapitel 3]). Der Hauptvorteil einer zylindrischen Formulierung liegt nicht in der Darstellung im Ortsbereich, sondern in der Behandlung der elektromagnetischen Probleme im transformierten Spektralbereich (mit der Koordinate k_ρ), da sich die dort zu lösende Differentialgleichung stark vereinfacht und damit analytisch lösbar wird. Hierzu wird nachfolgend die Fourier-Bessel-Transformation eingeführt.

2.1.2.2 Fourier-Bessel-Transformation

Ähnlich wie die ein- oder zweidimensionale Fourier-Transformation (siehe [16]) führt die Fourier-Bessel-Transformation (siehe [68, Kapitel 3] und [114]) Koordinaten und Funktionen aus dem Ortsbereich in einen Ortsfrequenz- oder Spek-

tralbereich über. Die Abbildungsgleichungen lauten

$$\underline{f}(\rho) = \int_0^\infty J_0(k_\rho \rho) \tilde{f}(k_\rho) k_\rho dk_\rho \quad \text{O} \longrightarrow \bullet \quad \tilde{f}(k_\rho) = \int_0^\infty J_0(k_\rho \rho) \underline{f}(\rho) \rho d\rho, \quad (2.13)$$

wobei die von \underline{f} transformierte Funktion mit \tilde{f} gekennzeichnet wird. In [114] findet man u.a. die Zusammenhänge zwischen den Fourier-transformierten und den Fourier-Bessel-transformierten Funktionen¹ und Koordinaten.

2.1.2.3 Greensche Funktion bei Substraten mit Massefläche

Die bisher angeführten Zusammenhänge lassen sich nun dazu nutzen, für planare und unendlich ausgedehnte Substrate die zugehörigen Greenschen Funktionen im Spektralbereich analytisch abzuleiten. Am Beispiel des einlagigen Substrates der Stärke h , einem verlustbehafteten Dielektrikum (Medium 1) mit $\underline{\varepsilon} = \varepsilon_0 \varepsilon_r' (1 - j \tan \delta_\varepsilon) = \varepsilon_0 \underline{\varepsilon}_r$ und mit ideal leitender Massefläche ($\kappa \rightarrow \infty$) soll dies veranschaulicht werden. Die in Abb. 2.2 angegebenen Randbedingungen für die

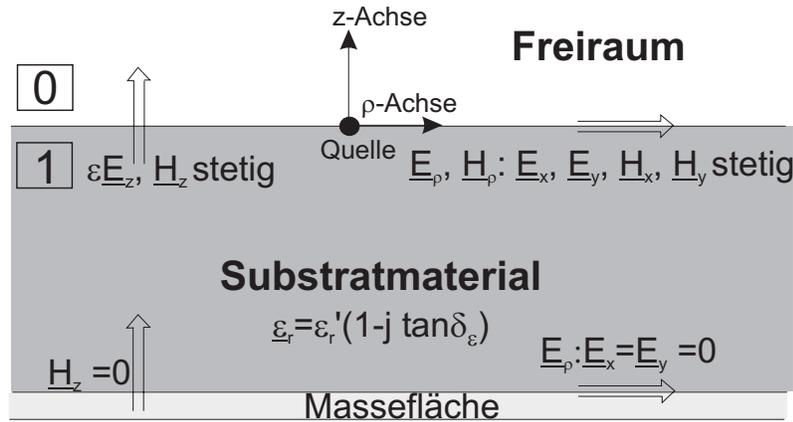


Bild 2.2: Einlagiges verlustloses Substrat mit idealer Massefläche ($\kappa \rightarrow \infty$).

elektrischen und magnetischen Feldkomponenten gelten für den Fall, dass die Grenzschicht quellenfrei ist. Der allgemeingültige und häufig zu findende Ansatz für die normalen elektrischen und magnetischen Feldstärken mit zunächst unbekanntem Koeffizienten $\underline{a}, \underline{b}$

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{H}}_{0z} &= \underline{a}_{0H} \cdot e^{\underline{u}_0(k_\rho)z_0} + \underline{b}_{0H} \cdot e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z_0} \\ \tilde{\underline{H}}_{1z} &= \underline{a}_{1H} \cdot e^{\underline{u}_1(k_\rho)z_1} + \underline{b}_{1H} \cdot e^{-\underline{u}_1(k_\rho)z_1} \\ \tilde{\underline{E}}_{0z} &= \underline{a}_{0E} \cdot e^{\underline{u}_0(k_\rho)z_0} + \underline{b}_{0E} \cdot e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z_0} \\ \tilde{\underline{E}}_{1z} &= \underline{a}_{1E} \cdot e^{\underline{u}_1(k_\rho)z_1} + \underline{b}_{1E} \cdot e^{-\underline{u}_1(k_\rho)z_1} \end{aligned} \quad (2.14)$$

¹Die Zylinder-Funktion J_0 bezeichnet man als Besselfunktion; sie wird beispielsweise in [1] aufgeführt.

für den Fall des einlagigen Substrates mit Massefläche führt unter Einbeziehung der Konvergenz (verschwindende Felder im Unendlichen) auf die diesem Problem zu Grunde liegenden Differentialgleichungen und deren Lösungen. Die Normalkomponenten der Felder werden in beiden in sich quellenfreien Halbräumen (0 und 1) getrennt behandelt. Die Differentialgleichungen lauten

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \underline{u}_i^2(k_\rho)\right)\tilde{H}_z &= 0 \\ \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \underline{u}_i^2(k_\rho)\right)\tilde{E}_z &= 0 \end{aligned} \quad (2.15)$$

mit den Abkürzungen (Indizes $i = 0, 1$ für die beiden Halbräume)

$$\underline{u}_i^2(k_\rho) = k_\rho^2 - \underline{\beta}_i^2. \quad (2.16)$$

Nach Gl. (2.4) und (2.5) ergeben sich folgende Randbedingungen für diesen Fall mit der elektrischen Flächenladungsdichte σ und der elektrischen Oberflächenstromdichte \vec{J}_y in der Grenzschicht $z = 0$.

$$\begin{aligned} \varepsilon_r \tilde{E}_{1z}(z=0) - \tilde{E}_{0z}(z=0) &= \tilde{\sigma} & \tilde{E}_{0z}(z \rightarrow \infty) &= 0 \\ \tilde{H}_{1x}(z=0) - \tilde{H}_{0x}(z=0) &= \tilde{J}_y & \tilde{H}_{0z}(z \rightarrow \infty) &= 0 \\ \tilde{H}_{1z}(z=0) - \tilde{H}_{0z}(z=0) &= 0 & \tilde{H}_{1z}(z=-h) &= 0 \\ \tilde{E}_{1x}(z=-h) &= 0 & \tilde{E}_{1y}(z=-h) &= 0 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Die Lösungen für die Greenschen Funktionen (vgl. auch [15] und [45]) ergeben sich durch Konzentration der in der Grenzschicht verteilten Quellen ($\underline{\sigma} = \underline{Q}\delta(x)\delta(y)$ bzw. $\underline{J}_y = \underline{I}_y\delta(z)$) auf einen Punkt im Ursprung zu

$$\begin{aligned} \tilde{G}_{zz}^{EQ}(k_\rho, z, h)_{\text{Masse}} &= \frac{1}{2\pi\varepsilon_0} \frac{e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z}}{1 + \varepsilon_r \frac{\underline{u}_0(k_\rho)}{\underline{u}_1(k_\rho)} \coth(h\underline{u}_1(k_\rho))} \\ \tilde{G}_{xy}^{HI}(k_\rho, z, h)_{\text{Masse}} &= \frac{1}{2\pi} \frac{e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z}}{1 + \frac{\underline{u}_1(k_\rho)}{\underline{u}_0(k_\rho)} \coth(h\underline{u}_1(k_\rho))}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

Die Greenschen Funktionen in Gl. (2.18) verknüpfen dabei die Punktladung \underline{Q} im Ursprung mit der z-Komponente \underline{E}_z des elektrischen Feldes am Ort $\vec{p} = (\rho, \varphi, z)$, bzw. den Strom \underline{I}_y im Ursprung mit der x-Komponente \underline{H}_x des magnetischen Feldes am Ort $\vec{p} = (\rho, \varphi, z)$ im Spektralbereich. Wie man von dieser analytischen Lösung im Spektralbereich numerisch zur Lösung im Ortsbereich gelangen kann, wird in Abschnitt 4.1 ausführlicher beschrieben. Der Vollständigkeit halber wird hier noch auf zwei weitere Beispiele und das Vorgehen bei allgemeineren Fällen hingewiesen.

2.1.2.4 Greensche Funktion bei Substraten ohne Massefläche

Entfernt man im vorangegangenen Beispiel die Massefläche, so entsteht die Konfiguration in Abb. 2.3 mit einem weiteren Halbraum 2 unter dem Substrat, in dem auch wieder Konvergenz gelten muss. Die Herleitung der Greenschen Funktionen ist weitgehend analog durchführbar. Als Lösungen ergeben sich

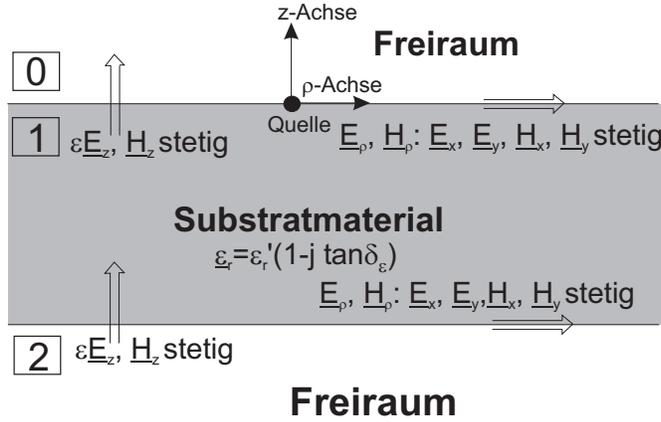


Bild 2.3: Einlagiges verlustbehaftetes Substrat ohne Massefläche.

$$\begin{aligned}
 \tilde{G}_{zz}^{EQ}(k_\rho, z, h)_{\text{offen}} &= \frac{e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z}}{2\pi\epsilon_0} \frac{1 + \frac{\underline{u}_1(k_\rho)}{\epsilon_r \underline{u}_0(k_\rho)} \tanh(h\underline{u}_1(k_\rho))}{2 + \left(\frac{\epsilon_r \underline{u}_0(k_\rho)}{\underline{u}_1(k_\rho)} + \frac{\underline{u}_1(k_\rho)}{\epsilon_r \underline{u}_0(k_\rho)} \right) \tanh(h\underline{u}_1(k_\rho))} \\
 \tilde{G}_{xy}^{HI}(k_\rho, z, h)_{\text{offen}} &= \frac{e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z}}{2\pi} \frac{1 + \frac{\underline{u}_0(k_\rho)}{\underline{u}_1(k_\rho)} \tanh(h\underline{u}_1(k_\rho))}{2 + \left(\frac{\underline{u}_0(k_\rho)}{\underline{u}_1(k_\rho)} + \frac{\underline{u}_1(k_\rho)}{\underline{u}_0(k_\rho)} \right) \tanh(h\underline{u}_1(k_\rho))}.
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

Man sieht anschaulich, wie bereits eine immer noch sehr einfache Struktur mit nur einer weiteren Randbedingung zu einer deutlich komplexeren Darstellung der Greenschen Funktion führt, dafür bleibt das Problem aber weiter analytisch lösbar. Wie der Schritt zu mehrlagigen Substraten effizient vollzogen werden kann und wie auch zwischen und innerhalb dieser Schichten Quellen zu berücksichtigen sind, darauf wird im nächsten Abschnitt eingegangen. Danach wird abschließend der einfachste Fall des freien Raumes als Grenzwert der gegebenen Beispiele angefügt.

2.1.2.5 Greensche Funktion mehrlagiger Substrate

Die Erweiterung dieser hier einfach gehaltenen Beispiele auf komplexere mehrlagige Substrate mit beliebigen Quellenverteilungen folgt im Wesentlichen dem in [52] veröffentlichten Verfahren² basierend auf den Potenzialen, ihrer Differentialgleichung und den hierbei anzusetzenden so genannten Dipolmomenten (siehe auch [6], [26], [82], [70], [12], [84], [20] and [13]).

2.1.2.6 Greensche Funktion im Freiraum

Setzt man in den beiden oben gegebenen Beispielen die Parameterwerte für das Substratmaterial gleich denen des Freiraumes ($\underline{\varepsilon}_r = 1$) und führt den Grenzübergang $\lim_{h \rightarrow \infty}$ durch, so erhält man die Lösung der Greenschen Funktionen des Freiraums im Spektralbereich in Zylinderkoordinaten, wie sie auch in [15], [45], [27], [68], [114] oder [52] zu finden sind.

$$\begin{aligned}\tilde{G}_{zz}^{EQ}(k_\rho, z)_{\text{Frei}} &= \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z} \\ \tilde{G}_{xy}^{HI}(k_\rho, z)_{\text{Frei}} &= \frac{1}{4\pi} e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z}\end{aligned}\tag{2.20}$$

Diese Ergebnisse eignen sich nicht nur zur Überprüfung komplexerer Fälle als deren grenzwertiger Spezialfall, sondern dienen auch später in Abschnitt 4.1 zur Kontrolle der numerischen Verfahren (siehe auch [103]) zur Rücktransformation gemäß Gl. (2.13). Die Greenschen Funktionen des Freiraumes sind im Ortsbereich analytisch gegeben als

$$\begin{aligned}\underline{G}_{zz}^{EQ}(\rho, z)_{\text{Frei}} &= \frac{e^{-j\beta_0\sqrt{\rho^2+z^2}}}{4\pi\varepsilon_0\sqrt{\rho^2+z^2}^3} \left(1 + j\beta_0\sqrt{\rho^2+z^2}\right) z \\ \underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z)_{\text{Frei}} &= \frac{e^{-j\beta_0\sqrt{\rho^2+z^2}}}{4\pi\sqrt{\rho^2+z^2}^3} \left(1 + j\beta_0\sqrt{\rho^2+z^2}\right) z.\end{aligned}\tag{2.21}$$

Es lässt sich auch analytisch bestätigen ([114] oder [45]), dass die folgenden Korrespondenzen in Gl. (2.22) gelten.

$$\begin{aligned}\frac{e^{-j\beta_0\sqrt{\rho^2+z^2}}}{\sqrt{\rho^2+z^2}^3} \left(1 + j\beta_0\sqrt{\rho^2+z^2}\right) z &\quad \bigcirc \text{---} \bullet \quad e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z} \\ \frac{e^{-j\beta_0\sqrt{\rho^2+z^2}}}{\sqrt{\rho^2+z^2}^2} &\quad \bigcirc \text{---} \bullet \quad \frac{e^{-\underline{u}_0(k_\rho)z}}{\underline{u}_0(k_\rho)}\end{aligned}\tag{2.22}$$

²Darin lässt sich jede Schicht durch eine Matrix beschreiben und zusammenfassend das gesamte Substrat durch das Matrixprodukt aller enthaltenen Substratschichten. Das Verfahren bleibt weiterhin analytisch lösbar im Spektralbereich, die Rücktransformation in den Ortsbereich wird hingegen numerisch zunehmend aufwändiger.

Anzumerken ist noch, dass die realen Verhältnisse einer Schaltung mit nicht infinitesimal dünner Metallisierung und einer endlichen Ausdehnung sowie einer Strukturierung im Allgemeinen nur mit numerischen Methoden, z.B. basierend auf den Finiten Elementen, modelliert und elektromagnetisch untersucht werden können. Weitere Details hierzu findet der Leser z.B. in [104] und [135].

Die Grundlagen zur analytischen Bestimmung der Greenschen Funktionen planarer Substrate sind soweit abgeschlossen, dass mittels numerischer Rücktransformation (in Abschnitt 4.1) eine Berechnung der Feldstärkeverteilungen (Wirkung) aus vorgegebenen Quellenverteilungen (als Ursache) möglich ist. Ziel dieser Arbeit ist aber die Umkehrung dieser Beziehung dergestalt, dass aus gemessenen Feldstärkeverteilungen (Wirkung) auf die zu Grunde liegende Quellenverteilung (Ursache) zurückgeschlossen wird, um beispielsweise Störstellen, die zur Fehlfunktion einer Schaltung führen, lokalisieren zu können.

2.1.3 Inverse Feldtransformation

Im nächsten Abschnitt wird auf die grundlegenden Aspekte dieser so genannten inversen Feldtransformation zur Bestimmung der Quellenverteilung aus der Feldverteilung eingegangen.

2.1.3.1 Modell und primärer Ansatz

Grundlage der folgenden Betrachtungen bildet ein Modell aus planarem Substrat (Eigenschaften s.o.) und äquidistantem Gitter $(\Delta x, \Delta y)$ auf bzw. oberhalb des Substrates (siehe Abb. 2.4). In dessen Knotenpunkten $V_{i,j}$ auf dem Substrat sind Punktladungen $Q_{i,j}$ bzw. in den Segmenten dazwischen Ströme $I_{i,j}$ als Quellen anzusetzen und führen in den Knotenpunkten $W_{k,l}$ im Abstand z_{Mess} oberhalb des Substrates zu der Feldverteilung $(\underline{H}_{k,l,x}, \underline{H}_{k,l,y}$ und $\underline{E}_{k,l,z})$ als ihrer Wirkung. Dieser Ansatz wird in der nachfolgenden Beschreibung genauer erklärt. Die auf der oberen Grenzschicht „Substrat zu Luft“ angesetzten Ströme und Ladungen ermöglichen die Berechnung der angegebenen Feldstärkekomponenten. Die übrigen Feldstärkekomponenten sind dann daraus wieder ableitbar. Die Verknüpfung (von Ursache und Wirkung) ist aus dem vorigen Abschnitt über die Greenschen Funktionen bereits bekannt. Ausgehend von dem primären Ansatz ergibt sich mit den Abkürzungen

$$\begin{array}{ll}
 \text{Anfangsabstand} & \rho = \sqrt{(i-k)^2 \Delta x^2 + (j-l)^2 \Delta y^2}, \\
 \text{Endabstand in x} & \rho_x = \sqrt{(i-k+1)^2 \Delta x^2 + (j-l)^2 \Delta y^2}, \\
 \text{Endabstand in y} & \rho_y = \sqrt{(i-k)^2 \Delta x^2 + (j-l+1)^2 \Delta y^2}, \\
 \text{Messhöhe} & z = z_{Mess} \quad \text{und} \\
 \text{Substrathöhe} & h
 \end{array} \tag{2.23}$$

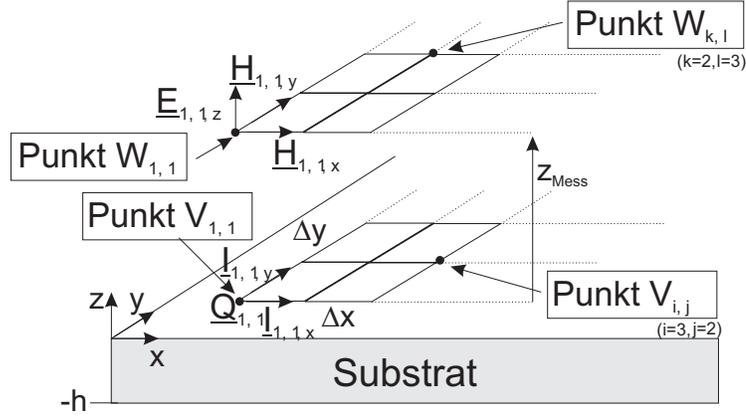


Bild 2.4: Modell eines planaren Substrates zusammen mit den beiden Gittern, auf denen Quellen und Felder diskretisiert werden.

ein lineares Gleichungssystem der Form

$$\begin{pmatrix} \int_{\rho}^{\rho_y} \underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z, h) d\rho & 0 & 0 \\ 0 & -\int_{\rho}^{\rho_x} \underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z, h) d\rho & 0 \\ 0 & 0 & \underline{G}_{zz}^{EQ}(\rho, z, h) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_{i,j,y} \\ \underline{I}_{i,j,x} \\ \underline{Q}_{i,j} \end{pmatrix} \forall k, l. \quad (2.24)$$

Hierbei ist berücksichtigt, dass die Ströme $\underline{I}_{i,j,x}$ und $\underline{I}_{i,j,y}$ nicht nur im Knotenpunkt $V_{i,j}$ existieren, sondern im gesamten Segment zwischen den Knoten, so dass über dieses Segment integriert wird. Dies lässt sich effizienter durch die Integration der jeweiligen Greenschen Funktionen $\underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z, h)$ realisieren, die dann nur einmal durchgeführt werden muss.

2.1.3.2 Kontinuität

Aus Gründen der Ladungserhaltung und abgeleitet von den Maxwell'schen Gleichungen führt die allgemeine Kontinuitätsbedingung

$$\operatorname{div} \vec{g}_{el} + \dot{j}\omega\rho_{el} = 0 \quad (2.25)$$

auf die Beziehung

$$\underline{Q}_{i,j} = \frac{-1}{j\omega} (I_{i,j,x} + I_{i,j,y} - I_{i+1,j,x} - I_{i,j+1,y}). \quad (2.26)$$

Damit sind die gegebenen Zusammenhänge nicht mehr einfach nur ein zu lösendes Gleichungssystem mit M linear unabhängigen Gleichungen und $N = M$ zu bestimmenden Unbekannten, sondern ein Gleichungssystem mit mehr Gleichungen als Unbekannten. Der Rang ([16] und [99]) des Gleichungssystems weist dann dieses als nicht mehr eindeutig lösbar aus. Auf die Eigenschaften einer solchen Problemstellung soll nun näher eingegangen werden, bevor das umgesetzte Lösungsverfahren vorgestellt werden wird.

2.1.3.3 Problemstellung und Lösungsverfahren

Allgemein ist das Gleichungssystem

$$\vec{\underline{A}} \vec{\underline{x}} = \vec{\underline{b}}$$

mit der bekannten Matrix $\vec{\underline{A}}$ und der gegebenen rechten Seite $\vec{\underline{b}}$ zu lösen. Der Lösungsvektor $\vec{\underline{x}}$ kann bei linear unabhängigem (Definition der linear unabhängigen oder singulären Matrix siehe z.B. in [16] und [99, Anhang]) Gleichungssystem beispielsweise durch Inversion der Matrix $\vec{\underline{A}}$ ermittelt werden. Es existiert dann auch genau eine analytisch exakte Lösung. Ist das Gleichungssystem nicht mehr linear unabhängig, so ist keine eindeutige Lösung ermittelbar. Die Matrixinversion kann auf Grund von numerischen Ungenauigkeiten (z.B. Differenz sehr großer Zahlen) zudem numerisch so fehlerbehaftet sein, dass dieses Verfahren dann grundsätzlich ungeeignet ist. Man spricht deshalb auch von so genannten „schlecht gestellten“ (engl. ill-posed) Problemen, wenn die Matrix $\vec{\underline{A}}$ die Eigenschaft hat, Ungenauigkeiten von $\vec{\underline{x}}$ auf größere Ungenauigkeiten in $\vec{\underline{A}} \vec{\underline{x}} - \vec{\underline{b}}$ abzubilden³.

³In der Literatur (siehe [35] und [67]) findet man eine ganze Reihe von solchen schlecht gestellten, meist inversen Streu-Problemen (siehe z.B. [89] allgemein zur Lösung der so genannten Fredholmschen Integralgleichung 1. Art

$$\int_a^b K(t, s) f(s) ds = g(t),$$

bei der $f(s)$ gesucht ist), für die in der jüngsten Vergangenheit eine Zahl von Lösungsverfahren entwickelt wurden. Im Grunde sucht jedes dieser Verfahren (siehe [128], [45] und [15]) nach geeigneter Initialisierung durch Variation den Lösungsvektors $\vec{\underline{x}}_{opt}$, bei dem sich z.B. der kleinste Fehler der Norm $\|\vec{\underline{A}} \vec{\underline{x}}_{opt} - \vec{\underline{b}}\|$ (siehe [16] und [99, Anhang]) einstellt. Numerisch sind dies Optimierungsverfahren, auf die in Abschnitt 4.2 näher eingegangen wird.

2.1.3.4 Vereinfachung und Ausnutzung der Modelleigenschaften

Da bei der Auswertung von Messdaten mit nicht vernachlässigbaren Messfehlern (z.B. Rauschen) zu rechnen ist und bereits scheinbar kleine Messungen (Fläche $100 \times 100 \mu\text{m}^2$ mit $1 \mu\text{m}$ Auflösung) zu einer sehr großen Lösungsmatrix (im Beispiel wird \vec{A} 4,5 GByte groß) führen können, ist es sinnvoll, nach alternativen Lösungsverfahren zu suchen, um auch die damit verbundenen Rechenzeiten zu verringern. Wie bereits erwähnt, ist bisher ein planares Substrat vorausgesetzt, auf dem man die Abtastung der Quellen und Felder in einem äquidistanten Raster durchführt. Daraus folgen eine Reihe von Verbesserungen gegenüber dem oben vorgestellten primären Verfahren. Da die Zuordnung zweier Punkte (einer auf dem eben angenommenen Substrat und der andere im Messabstand darüber) durch das regelmäßige Raster sich verschoben ebenso regelmäßig wiederholt, besitzt die obige Matrix \vec{A} sehr viele gleiche Einträge. Ordnet man Quellen, Felder und den Inhalt der Matrix mit der Greenschen Funktion geschickt in anderen geeigneteren Matrizen an (siehe [128], [45] und [15]), so lässt sich die obige Abbildung in einer zweidimensionalen Faltung von Matrizen realisieren⁴. Um das Faltungsverfahren kurz zu veranschaulichen, dient ein kleines Beispiel im eindimensionalen Vektorraum. Die Matrix-Vektor-Multiplikation sei gegeben in der Form

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1 & A_2 \\ -A_2 & A_1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1x_1 + A_2x_2 \\ -A_2x_1 + A_1x_2 \end{pmatrix}$$

und lässt sich aus der Faltung ([16])

$$\begin{pmatrix} b_0 \\ \boxed{\begin{matrix} b_1 \\ b_2 \end{matrix}} \\ b_3 \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} -A_2 & A_1 & A_2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} A_2x_1 \\ \boxed{\begin{matrix} A_1x_1 + A_2x_2 \\ -A_2x_1 + A_1x_2 \end{matrix}} \\ -A_2x_2 \end{pmatrix}^T$$

extrahieren. Die Matrix benötigt dazu eine so genannte Block-Toeplitz-Toeplitz-Block Struktur. Das gesuchte Ergebnis befindet sich dann immer in der gewünschten Größe im Zentrum des Faltungsergebnisses.

Geht man einen Schritt weiter, indem man die zweidimensionale Faltung der Matrizen in den 2D-Fourierbereich transformiert, so ist die Abbildung nur noch

⁴ Es ergeben sich aus $i = 1, \dots, m$, $k = 1, \dots, m$, $j = 1, \dots, n$ und $l = 1, \dots, n$, $N = nm$ Punkte, in denen Quellen bzw. Felder angesetzt werden. Der primäre Ansatz benötigt demnach Vektoren für die Felder und die Quellen jeweils der Größe $3N$ und eine Matrix für die Greensche Funktion der Größe $(3N) \times (3N)$. In der Faltungs-Realisierung ergeben sich für die Felder und Quellen jeweils Matrizen der Größe $(3m) \times (3n)$ und eine Matrix für die Greenschen Funktionen der Größe $(2(3m) - 1) \times (2(3n) - 1)$. Für den Spezialfall $n = m$ steigt die Anzahl der Matrixelemente für die Greensche Funktion in erster Näherung mit $36m^2$ für die Faltungs-Realisierung, während sie für die primäre Realisierung mit $9m^4$ steigt. Die Anzahl der Multiplikationen ist aber weiterhin sehr hoch.

eine Matricelement-Multiplikation (siehe [128], [45] und [15]). Für die diskrete zweidimensionale Fourier-Transformation gelten dabei die folgenden Beziehungen (siehe auch [16] und [89]).

$$\begin{aligned} \underline{f}_{i,j} &= \sum_{l=1}^n \sum_{k=1}^m \tilde{f}_{k,l} e^{j \frac{2\pi ik}{m}} e^{j \frac{2\pi jl}{n}} \quad \forall i,j \\ \tilde{f}_{k,l} &= \frac{1}{mn} \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^m \underline{f}_{i,j} e^{-j \frac{2\pi ik}{m}} e^{-j \frac{2\pi jl}{n}} \quad \forall k,l \end{aligned} \quad (2.27)$$

Die Anzahl der Multiplikationen ist gleich der Anzahl der Matrix-Elemente. Hierin liegt der Vorteil dieses Verfahrens, das einerseits große Matrizen und andererseits viele Multiplikationen vermeidet, verglichen zu dem primären Vorgehen. Alle Matrizen müssen dabei gleich groß sein, also so groß wie die Matrix für die Greenschen Funktionen. Die bisher kleineren Matrizen für Quellen und Felder werden dazu formal in die größere Matrix hineinkopiert und die überzähligen Einträge zu Null gesetzt. Die Fourier-Transformation wird diese nun gleichgroßen Matrizen in den Spektralbereich abbilden, wo wieder alle Matrizen diese Größe besitzen und jene Multiplikationen sehr schnell durchführbar sind. Nach der Fourier-Rücktransformation steht die Ergebnismatrix wieder im Zentrum der überdimensionierten Matrix und die überzähligen Elemente sind Null. Für weitere Details der numerischen Realisierung, insbesondere auch die Dimensionierung der Matrizen und Speicherbelegung sei noch einmal auf Abschnitt 4.2 verwiesen⁵.

2.1.3.5 Berücksichtigung der Kontinuität im Spektralbereich

Aus der oben gegebenen Abhängigkeit zwischen der Strom- und Ladungsverteilung folgt für den Lösungsvektor nur eine Abhängigkeit von den Strömen. Die Ladungen sind zwar im Ortsbereich durch Gl. (2.26) direkt ermittelbar, sollten aber auch im Spektralbereich ermittelt werden können, um nicht nach jeder Bestimmung eines neuen Lösungsvektors diesen in den Ortsbereich transformieren

⁵Die Frage nach der Möglichkeit einer direkten Belegung dieser Matrix mit diskret Fourier-transformierten Funktionswerten aus Werten der analytisch gegebenen Funktion im Fourier-Bessel-Spektralbereich konnte noch nicht abschließend geklärt werden. Die diskret abgetasteten und damit im Wertebereich „begrenzten“ Greenschen Funktionen im Ortsbereich entsprechen nicht exakt der kontinuierlichen Funktion, die der analytisch gegebenen Spektralfunktion zugeordnet ist. Da eine Korrektur notwendig ist und die Berücksichtigung der Wertebereichsbegrenzung einen ähnlich großen Aufwand verursacht, wie eine Rücktransformation, bleibt der erhoffte Gewinn an Rechenzeit begrenzt. Ein Vorteil wäre u.U. bei dieser direkten Methode die einfachere Berücksichtigung der Segmentintegration durch die einfache Multiplikation mit einem Term der Form $\sin(x)/x$ statt einer Integration. Im Gegensatz dazu lässt sich aber die Kontinuitätsbedingung unproblematisch durch die Transformation in den Spektralbereich überführen.

und das Ergebnis für die Ladungen wieder in den Spektralbereich zurücktransformieren zu müssen. Die Abbildung der Gl. (2.26) in den Spektralbereich der zweidimensionalen Fourier-Transformation führt zu

$$\tilde{Q}_{i,j} = \frac{-1}{j\omega} \left(\tilde{I}_{i,j,x} + \tilde{I}_{i,j,y} - \tilde{I}_{i+1,j,x} e^{-j\frac{2(i+1)\pi}{m}} - \tilde{I}_{i,j+1,y} e^{-j\frac{2(j+1)\pi}{n}} \right) \forall i, j. \quad (2.28)$$

Am Ende erhält man als Ergebnis die von den ermittelten Quellen verursachte Feldverteilung, die bei Konvergenz zu der gegebenen Feldverteilung führt.

Abschließend soll darauf hingewiesen werden, dass mit der Bestimmung der beiden tangentialen magnetischen Felder auf einer Oberfläche das elektromagnetische Feldproblem vollständig bestimmt ist und alle übrigen Feldstärkekomponenten auch im Inneren des umschlossenen Körpers aus den gegebenen Komponenten berechenbar sind. Zur Erhöhung der Genauigkeit wird zudem die normale elektrische Feldverteilung hinzugezogen, da diese verhältnismäßig einfach zu bestimmen ist. Da bisher nur von gegebenen Feldverteilungen die Rede war, sollen nachfolgend einige grundsätzliche Zusammenhänge, Begriffe und Kenngrößen behandelt werden, die zur späteren messtechnischen Bestimmung dieser Feldverteilung mit Nahfeldsonden dienlich sind.

2.2 Nahfeldsonden

Feldtheoretische Grundlagen zu Nahfeldsonden basieren auf der Antennentheorie, die der Literatur [62] entnommen werden kann. Speziellere Eigenschaften und zentrale Begriffe von Nahfeldsonden zur Vermessung von elektromagnetischen Nahfeldern sollen Inhalt der nachfolgenden Darstellung sein.

2.2.1 Elektrische Nahfeldsonde

Allgemein verwendet man Feldsonden zur Vermessung von elektromagnetischen Feldern. Untersucht man speziell das z.T. sehr inhomogene Nahfeld, das z.B. von einer Schaltung abgestrahlt bzw. verursacht wird, so sollte dies so rückwirkungsfrei und damit so störungsfrei wie möglich erfolgen. Zugleich sollte es möglich sein, breitbandig eine ausgewählte Feldstärkekomponente selektiv, hochauflösend und genügend empfindlich abzutasten. Es wurde bereits erwähnt, dass ein Nahfeld auf der Oberfläche eines Volumens, das Quellen enthält, durch die beiden tangentialen magnetischen Feldstärkekomponenten vollständig beschrieben ist. Alternativ ist auch eine Beschreibung mit beiden tangentialen elektrischen Feldkomponenten möglich. Die numerische Behandlung und die Auswertung wird sich aber von der ersten Beschreibungsmöglichkeit unterscheiden. In dieser Arbeit soll aber die Darstellung mit einer elektrischen und zwei magnetischen Komponenten erfolgen,

weil dies nach aktuellem Erkenntnis-Stand am sinnvollsten und einfachsten erschien. Zur Abtastung der normalen elektrischen Felstärkekomponente wird eine geeignete Monopol-Antenne entwickelt, die zur Erzielung einer möglichst hohen örtlichen Auflösung entsprechend klein zu dimensionieren ist. Die Eigenschaften einer solchen Monopol-Antenne sollen nachfolgend beschrieben werden.

2.2.1.1 Der elektrisch kurze Monopol

Ausgehend von den bekannten Eigenschaften einer Monopol-Antenne (siehe Abb. 2.5, aber auch [98], [113] und [62]) ergibt sich für einen elektrisch kurzen Monopol (Höhe $h < \lambda/10$) ein breitbandiges Verhalten mit der gewünschten Charakteristik, im Nahfeld nur auf eine Felkomponente empfindlich zu sein (siehe [98], [113] und [62]). Nachteilig ist die geringe Empfindlichkeit und große Fehlanpassung an eine Standard Messumgebung.

Der Monopol sei im Folgenden wie das ihn umgebende elektrische Feld orientiert. Unter dieser Bedingung influenziert dieses Feld eine nahezu frequenzu-

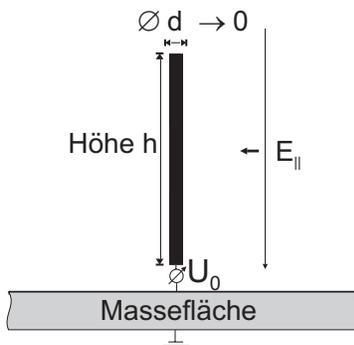


Bild 2.5: Modell und Dimensionen der elektrisch kurzen Monopol-Antenne.

nabhängige Spannung U_0 am Fußpunkt der Monopol-Antenne, wenn sie hochohmig abgegriffen wird.

2.2.1.2 Aktive elektrische Feldsonde

Speist man das empfangene Signal am Fußpunkt des kurzen Monopols nicht passiv in ein Messkabel sondern hochohmig an einen aktiven Verstärker (siehe Abb. 2.6), so kann man die breitbandige Fehlanpassung und geringe Empfindlichkeit der passiven Sonde zu einer Empfangsantenne mit hoher linearer Bandbreite, guter Empfindlichkeit und Anpassung wandeln (siehe [127]). Da bei Sonden ein konstanter Frequenzgang gewünscht ist, führt in der Regel bereits die erste Resonanz des Monopoles (Höhe $h = \lambda/4$) zu einer begrenzten Einsetzbarkeit. Der Monopol sollte deshalb elektrisch sehr kurz dimensioniert (Höhe $h \ll \lambda/10$) werden. Die hierbei vorhandene, idealerweise unendlich ausgedehnte,

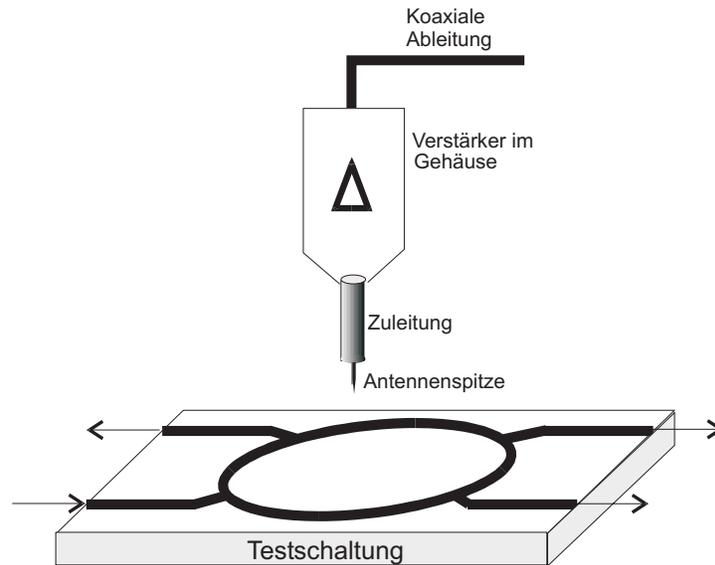


Bild 2.6: Modell der aktiven E-Feldsonde.

Massefläche (engl. ground plane) ist bei der formalen Beschreibung eine elektrische Symmetrie-Ebene. In der Praxis (siehe [63], [90] und [96]) sollte dieses Masse-Gegengewicht durch ein Schirmungsgehäuse realisiert werden. Der darin befindliche Verstärker, ein Koaxialanschluss sowie der als Monopol wirkende verlängerte Innenleiter vervollständigen die aktive Feldsonde. Bei dem Entwurf des aktiven Verstärkers steht insbesondere der Frequenzgang und die Verstärkung im Mittelpunkt der Entwicklung. Man findet jedoch gerade bei höheren Frequenzen häufig eine große Streuung bei (insbesondere aktiven) Bauelementen. Daher kann die Charakterisierung der aktiven Sonden meist nur noch messtechnisch und nicht mehr numerisch oder gar analytisch erfolgen. Details hierzu findet man später in Abschnitt 5.3.

2.2.1.3 Phasenrichtige Messung

Unterschieden wird zwischen Feldsonden zur Messung nur des Betrages der Feldstärken und solchen zur vektoriellen Messung nach Betrag und Phase. Erstere richten das Empfangssignal breitbandig am Fusspunkt der Antenne mit einer (meist auf Null Volt abgeglichenen) Diode gleich, so dass das Signal ohne Frequenzinformation meist hochohmig abgeleitet werden kann. Dies soll hier — wegen der Zielsetzung dieser Arbeit — nicht weiter vertieft werden, vielmehr sollen die Eigenschaften der phasenrichtig messenden Feldsonden aufgeführt werden.

2.2.1.4 Effektive Höhe

Eine der wichtigsten Eigenschaften einer aktiven Feldsonde zur Bestimmung von Betrag und Phase ist der Frequenzgang der Empfindlichkeit. Ein Maß hierfür stellt die

$$\text{Effektive Höhe} \quad h_{\text{eff}}(f) = \frac{\underline{U}(f)_{\text{Verstärkerausgang}}}{E_{\text{homogen}}} \quad (2.29)$$

dar, die (in Abhängigkeit von der Frequenz f) das (mit 50 Ohm am Verstärkerausgang gemessene) Signal $\underline{U}(f)_{\text{Verstärkerausgang}}$ nach Betrag und Phase ins Verhältnis zu einem homogenen und konstant anliegenden elektrischen Feld E_{homogen} (am Ort des Monopoles) setzt.

Da es sich um eine aktive Sonde handelt, wird von der bei passiven Sonden üblichen Definition mit der leerlaufenden Spannung an einer unbelasteten Sonde abgewichen. Danach (siehe [64]) besitzt ein rein passiver, elektrisch kurzer Monopol hat eine effektive Höhe

$$h_{\text{eff}} = h/2,$$

also der halben geometrischen Höhe.

2.2.1.5 Grenzümpfindlichkeit und 3 dB-Methode

Auf Grund von elektronischem Rauschen (siehe [61]) ist eine Feldsonde in ihrer Dynamik nach unten hin eingeschränkt. Die Grenzümpfindlichkeit beschreibt nach der 3 dB-Methode (siehe [51]) die kleinste messbare Feldstärke $E_{\text{min}}(f)$, die dem Betrage nach an der Feldsonde anliegen muss, damit der am Verstärkerausgang mit $\Delta f = 1$ Hz gemessene Gesamtpegel (aus Signal und Rauschen) genau 3 dB über dem (vom Rauschen allein verursachten) Grund-Pegel liegt, wenn kein Feld an der Feldsonde vorhanden ist. Damit quantifiziert die Grenzümpfindlichkeit die kleinste noch detektierbare Feldstärke $E_{\text{min}}(f)$. Nach oben hin ist die Dynamik begrenzt durch die

- Ausgangsleistung der aktiven Verstärker, deren
- Nichtlinearität und der damit verbundenen Intermodulation, und letztendlich durch
- Überspannungen und den damit verbundenen Durchschlägen.

Die Begrenzung durch die Nichtlinearität bzw. deren Mischprodukte stellt dabei der so genannte 1-dB Kompressionspunkt dar, bei dem das Ausgangssignal genau 1 dB schwächer ist als bei linearer Verstärkung. Diese Werte sind in der Regel frequenzabhängig [61].

2.2.1.6 Strahlungswiderstand und Bandbreite

Eine im Fernfeld betriebene Feldsonde besitzt einen am Antenneneingang messbaren Strahlungswiderstand [64]; bei einem passiven kurzen Monopol beträgt er

$$R_r = 40\Omega\pi^2 \left(\frac{h_{eff}}{\lambda_0} \right)^2.$$

Der messbare Imaginärteil der Antennenimpedanz korrespondiert mit dem „pulserenden“ Nah- oder auch Blindfeld. Diese Antennenimpedanz im Nahfeld sollte möglichst breitbandig an ein Messsystem angepasst sein.

Zu höheren Frequenzen hin wird die erste Resonanz (des Monopoles) durch die damit verbundene starke Frequenzabhängigkeit die Sonde mit den geforderten Eigenschaften (Impedanz, Empfindlichkeit,...) in ihrem Einsatz begrenzen. Durch ein Bandpass- oder Tiefpass-Verhalten des Antennenverstärkers wird versucht, einen möglichst konstanten Frequenzgang für alle relevanten Größen (effektive Höhe, Grenzemfindlichkeit, Anpassung ans Messsystem) zu erzeugen. Damit ist der Einsatz jeder Sonde auf ein Frequenzband beschränkt. Dabei sei das Nutz-Frequenzband durch die beiden Bandgrenzen f_u und f_o definiert und die relative Bandbreite errechnet sich aus

$$\Delta f = \frac{f_o - f_u}{\sqrt{f_o f_u}}$$

mit der Bandmittenfrequenz $f_m = \sqrt{f_o f_u}$. Typische Werte für Δf sind dabei 100-200%.

Nachdem die wesentlichen Eigenschaften der elektrischen Feldsonde zur Abtastung der normalen elektrischen Feldstärkekomponente behandelt sind, bleibt noch die Frage zu klären, wie die beiden tangentialen magnetischen Feldstärkekomponenten abgetastet werden können.

2.2.2 Magnetische Nahfeldsonde

Zur Abtastung der beiden tangentialen magnetischen Feldstärkekomponenten wird eine Schleifenantenne vorgestellt, die wie auch die elektrische möglichst kleine Abmessungen aufweist.

2.2.2.1 Die elektrisch kleine Schleifenantenne

Eine ideale elektrisch kleine Schleife (siehe Abb. 2.7) der Fläche $F = r_0^2\pi$ empfängt gemäß dem Induktionsgesetz magnetische Felder. Das Magnetfeld durchdringt im Idealfall die Ebene senkrecht, in der die Schleife liegt.

In der kurzgeschlossenen Schleife mit dem Umfang $l = 2\pi r_0$, der vernachlässigbaren Dicke $d \rightarrow 0$ und n Windungen wird dabei ein Strom

$$I_0 = \frac{j\omega\mu n H F}{R + j\omega L}$$

induziert, der bei idealer Induktivität L ohne innere Induktivität und ohne ohmschen Anteil R (und bei idealer Leitfähigkeit unter Vernachlässigung des Skin-Effektes) unabhängig von der Frequenz dem anliegenden Magnetfeld proportional ist. Um diesen Zustand zu approximieren, muss die Schleife niederohmig abgeschlossen werden.

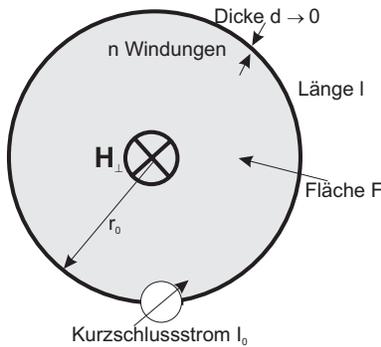


Bild 2.7: Modell und Dimensionen der elektrisch kleinen Schleifenantenne.

2.2.2.2 Aktive magnetische Feldsonde

Das niederohmige Verhalten der kleinen Schleifenantenne erfordert beim Einsatz als aktive magnetische Feldsonde (siehe Abb. 2.8) einen niederohmigen Verstärker, der den induzierten Kurzschlussstrom in eine dazu proportionale Spannung am Ausgang wandelt (siehe auch [27], [108] und [83]). Die Umsetzung wird später in Abschnitt 5.2 genauer behandelt.

2.2.2.3 Schirmung der Schleife

Da eine einer elektromagnetischen Welle ausgesetzte Schleife nicht nur das magnetische Feld (über die Induktion) detektiert, sondern auch — wie jedes Metall — vom elektrischen Feld influenziert wird, ist bei der Konstruktion der Schleife z.B. durch eine geeignete Wahl von gekreuzten Windungen [27] letzterer Einfluss so weit wie möglich zu reduzieren. Alternativ kann eine solche Schleifenantenne als magnetische Feldsonde in der Art geschirmt [27] sein, dass die influenzierte Spannung teilweise kurzgeschlossen wird.

2.2.2.4 E-Feldunterdrückung

Da man je nach Größe der Schleifenantenne, ihrer Konstruktionsweise, dem vorgesehenen Frequenzgang und auf Grund z.B. von baulichen Unzulänglichkeiten die vollständige Unterdrückung der elektrischen Influenz nicht immer in idealer Weise realisieren kann, ist die so genannte E-Feldunterdrückung eine besondere Kenngröße von magnetischen Feldsonden. Setzt man die Feldsonde einem homogenen

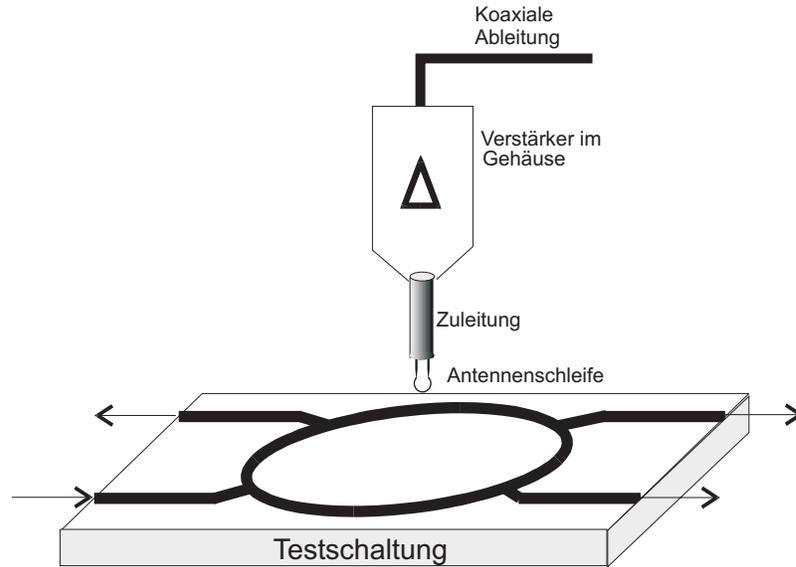


Bild 2.8: Modell der aktiven H-Feldsonde.

elektromagnetischen Feld aus, bei dem elektrische und magnetische Feldstärke nach

$$|\underline{H}| = \frac{|\underline{E}|}{Z_{F0}}$$

über den Feldwellenwiderstand des Freiraumes verknüpft sind und senkrecht zueinander stehen, so definiert sich die

$$\text{E-Feldunterdrückung} \quad \alpha_{\text{E-Feld}} = \left| \frac{U_{\gamma=90^\circ}}{U_{\gamma=0^\circ}} \right| \quad (2.30)$$

nach Gl. (2.30) über die beiden gemessenen Verstärkerausgangspegel, wenn das Magnetfeld die Schleifenebene einmal senkrecht durchdringt (Winkel $\gamma = 90^\circ$) bzw. sie ein andermal gar nicht (Winkel $\gamma = 0^\circ$) durchdringt. Im ersten Fall wird sowohl das gewünschte magnetische Feld detektiert als auch das störende elektrische, im zweiten Fall sollte nur noch das störende elektrische Feld detektiert werden. Im Idealfall geht $\alpha_{\text{E-Feld}} \rightarrow \infty$, was in der Realität nicht der Fall ist. Dort findet man häufig eine logarithmische Darstellung in der Form

$$a_{dB_{\text{E-Feld}}} = 20 \log(\alpha_{\text{E-Feld}}).$$

Typische Werte bei niedrigen Frequenzen bis zu mehreren 100 MHz liegen hierbei im Bereich von 20...30 dB. Der Vollständigkeit halber und in Anlehnung an den Fall der elektrischen Feldsonde sollen noch kurz die effektive Länge einer solchen magnetischen Schleifenantenne, deren Strahlungswiderstand und deren Grenzempfindlichkeit angegeben werden.

2.2.2.5 Effektive Länge

Bei einer solchen Antenne spielt, wie erwähnt, der Kurzschlussstrom die wesentliche Rolle, so dass man bei der

$$\text{Effektiven Länge} \quad l_{\text{eff}}(f) = \frac{\underline{I}(f)_{\text{Kurzschluss}}}{H_{\text{homogen}}} \quad (2.31)$$

den Kurzschlussstrom $\underline{I}(f)_{\text{Kurzschluss}}$ ins Verhältnis zum anliegenden homogenen Magnetfeld H_{homogen} setzt. Da jedoch bei aktiven magnetischen Feldsonden am Verstärkerausgang eine Spannung (an 50 Ohm) gemessen wird, bietet sich ein Kalibrierfaktor $c_{\text{Hcal}}(f)$ an, der diese gemessene Spannung ins Verhältnis zum anliegenden H-Feld setzt.

$$\text{Kalibrierfaktor} \quad c_{\text{Hcal}}(f) = \frac{\underline{U}(f)_{\text{Verstärkerausgang}}}{H_{\text{homogen}}} \quad (2.32)$$

Durch $c_{\text{Hcal}}(f)$ ist der Frequenzgang der aktiven magnetischen Feldsonde nach Betrag und Phase bestimmt.

2.2.2.6 Strahlungswiderstand und Bandbreite

Der Strahlungswiderstand einer magnetischen Antenne bzw. aktiven H-Feldsonde im Fernfeld ist analog zum elektrischen Fall definiert und kann im Vakuum nach [68] mit

$$R_r = 377\Omega \frac{\pi}{6} \left(\frac{2\pi r_0}{\lambda} \right)^4$$

für kleine passive Schleifenantennen angenähert werden. Im Nahfeld wird das pulsierende Blindfeld ebenso wieder für einen Imaginärteil der Antennenimpedanz sorgen und sollte breitbandig an ein Messsystem angepasst werden.

2.2.2.7 Grenzempfindlichkeit und 3 dB-Methode

Die kleinste messbare Feldstärke $H_{\text{min}}(f)$, die (analog zum elektrischen Fall) dem Betrage nach an der Feldsonde anliegen muss, damit der am Verstärkerausgang mit $\Delta f = 1$ Hz gemessene Pegel genau 3 dB über dem Rauschen liegt, ist auch hier die untere Dynamikbegrenzung der Sonde und wird als Grenzempfindlichkeit bezeichnet. Die obere Grenze ist wie bei der E-Feldsonde maßgeblich durch den 1-dB-Kompressionspunkt bestimmbar und durch den aktiven Verstärker vorgegeben. Dieser soll in einem folgenden Abschnitt in seinem grundsätzlichen Entwurf und Aufbau betrachtet werden.

2.3 Mikrostreifenleitungs-Schaltungstechnik

Mikrostreifenleitungen (engl. microstrip-lines) sind planare Mikrowellenleitungen, d.h. die Leitungen sind in Form von flachen, gut leitenden „Streifen“ der Breite w und der Dicke t auf einem dielektrischen Substrat mit der Dielektrizitätszahl ε_r und der Höhe h über einer metallischen Grundplatte ausgeführt.

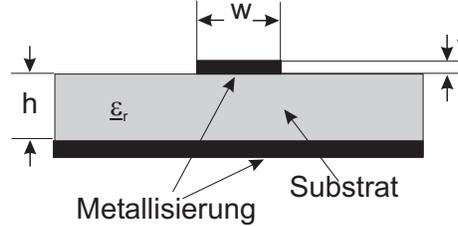


Bild 2.9: Querschnitt einer Mikrostreifenleitung mit Dimensionen.

Nachteilig sind die Abstrahlungsprobleme wegen der offenen Struktur, desgleichen die Möglichkeit der Einkopplung von Störsignalen, sowie Dispersionsprobleme auf Grund der Tatsache, dass ein Teil der Leitungswelle im Dielektrikum und ein anderer, kleinerer Teil in Luft geführt wird. Zur näherungsweisen Beschreibung dieses Effektes wird eine effektive Dielektrizitätszahl $\varepsilon_{r\text{eff}}$ definiert, die aus der Geometrie und dem ε_r numerisch oder aus Diagrammen und Tabellen (siehe [77] und [136]) bestimmt wird.

Aus der Leitungstheorie [64] kennt man die Ausbreitungskonstante

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} \quad (2.33)$$

mit den Leitungsbelägen R' , L' , G' und C' bestehend aus der Dämpfungskonstanten α und der schon bekannten Wellenzahl (oder Phasenkonstanten) β . Verlustlose ($R' = 0$ und $G' = 0$) Leitungen besitzen dann die Ausbreitungskonstante

$$\underline{\gamma} = j\beta = j\omega\sqrt{L'C'}.$$

Der Wellenwiderstand bestimmt sich aus

$$\underline{Z}_L = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \approx Z_L = \sqrt{\frac{L'}{C'}}. \quad (2.34)$$

Verluste können auf Grund des Skin-Effektes ($R' \neq 0$ und $G' = 0$) auftreten. Beim Skin-Effekt führt die Feldverdrängung nach der Lenzschen Regel zu einer Konzentration des Stromflusses an der Leiteroberfläche. Die Eindringtiefe

$$\delta_{\text{Skin}} = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu_0\mu_r\kappa}} \quad (2.35)$$

bezeichnet dabei die Tiefe im Leiter, in der die Stromdichte auf $1/e$ exponentiell abgefallen ist. Häufig setzt man dafür formal eine äquivalente und konstante Stromdichteverteilung an, die bis zur Tiefe δ_{skin} reicht. Bei einem Streifenleiter ist der ohmsche Leitungsbelag nach Gl. (2.36) berechenbar

$$R' = \frac{R}{l} = \frac{1}{\delta_{\text{skin}} b \kappa} \quad (2.36)$$

aus der Leiterlänge l , der Leiterbreite b und dessen Gesamtwiderstand R bei gegebener Leitfähigkeit κ . Die Ausbreitungskonstante ist dann für geringe Verluste gegeben in der Form

$$\gamma = \alpha + j\beta = \frac{1}{2} \frac{R'}{Z_L} + j\omega \sqrt{LC'}.$$

Ist das Substrat mit stark verlustbehaftetem Leitermaterial beschichtet, so dient das in der Regel zur Realisierung von ohmschen Widerständen (siehe [74]) und Dämpfungsgliedern. Dielektrische Verluste führen zu einem Admittanzbelag $G' \neq 0$, der durch den Verlustfaktor $\tan \delta_\epsilon$ des Dielektrikums berücksichtigt wird.

In Hinblick auf die spätere Realisierung von Antennenverstärkern im Mikrowellenbereich, speziell für elektrische und magnetische Feldsonden, sind eine Reihe von Schaltungskomponenten zu betrachten.

2.3.1 Passive Komponenten

Bei den passiven Schaltungskomponenten muss zwischen konzentrierten Elementen und verteilten Elementen unterschieden werden, da in einem weiten Frequenzbereich noch beide Arten einsetzbar sind. Bei tieferen Frequenzen wird man eher konzentrierte und bei höheren Frequenzen häufiger die verteilten passiven Komponenten einsetzen.

2.3.1.1 Konzentrierte Bauelemente

Zu den konzentrierten Bauelementen zählen Ohmwiderstände in Metallschicht- oder Kohleschichttechnologie, Kondensatoren, Spulen und Übertrager. Insbesondere die Kondensatoren, Übertrager und Spulen werden durch parasitäre induktive, kapazitive oder ohmsche Anteile für den höheren Mikrowellen-Frequenzbereich unbrauchbar⁶.

Um konzentrierte Bauelemente in Mikrowellenschaltungen sinnvoll einsetzen zu können, sollte man ihre so genannten „natürlichen“ Eigenschaften kennen

⁶Beispielsweise sind selbst die sehr teuren Multi-Layer Keramik-Chip-Kondensatoren trotz ihrer Kompensation der Zuleitungsinduktivität nur bis ca. 10 GHz einsetzbar, vergleichbare herkömmliche auf Grund der tieferen Resonanzfrequenzen häufig nur bis 1 – 2 GHz. Genaue Zahlenwerte hierzu findet man in Datenblättern. Diese Kondensatoren sind häufig nur zum Abblocken von Gleichspannungen auf Mikrowellenschaltungen zu finden.

und beachten. So besitzt jeder gerade Leiter (von Supraleitung abgesehen) immer auch einen ohmschen und induktiven Anteil der Impedanz. Eine weitere „natürliche“ Eigenschaft eines geraden Leiters ist auch seine Kapazität gegen Masse. Daher bezeichnet man gemäß [64] Schaltungen mit Serieninduktivitäten, Serienwiderständen sowie Kapazitäten gegen Masse als „natürlich“ und bei der freien Wahl sollte man sich auch für diese „natürliche“ Alternative entscheiden, damit diese z.T. parasitären Effekte sinnvoll genutzt werden können anstatt sie ungewollt in Kauf nehmen zu müssen.

2.3.1.2 Verteilte Bauelemente

Eine weitere „natürliche“ Eigenschaft eines geraden Leiters ist im Mikrowellenbereich die Wellenführung, die man mit der Leitungstheorie (siehe [64] und [65]) bedient. Wichtig dabei ist die Charakterisierung vieler leitungsgebundener Vorgänge durch die Streu- oder S-Parameter, wie sie auch bei [64], [17], [95], [123] und [136] verwendet werden. Eine verlustlose Leitung der Länge l mit der Ausbreitungskonstanten $\underline{\gamma} = j\beta$ und dem Wellenwiderstand Z_L transformiert die am Leitungsende angeschlossene Impedanz \underline{Z}_2 in die Impedanz \underline{Z}_1 am Eingang der Leitung; es gilt:

$$\underline{Z}_1 = Z_L \frac{\frac{\underline{Z}_2}{Z_L} + j \tan(\beta l)}{1 + j \frac{\underline{Z}_2}{Z_L} \tan(\beta l)}. \quad (2.37)$$

Hieraus lassen sich nun eine Reihe von Leitungsschaltungs-Elementen ableiten, die in ihrer Microstrip-Realisierung dargestellt werden. Zur Theorie sowie einigen Tabellen und Diagrammen⁷ soll im Weiteren auf [55], [85], [88], [136],[77], [63], [108], [90] und [83] verwiesen werden.

Wellenwiderstandes-Variation In der Mikrowellentechnik sind die meisten Anwendungen auf der Basis des Wellenwiderstandes $Z_L = 50 \Omega$ dimensioniert, so dass man auf einer Microstrip-Schaltung meist Mikrostreifenleitungen mit genau diesem Wellenwiderstand vorfindet. Ändert man wie in Abb. 2.10 den Wellenwiderstand auf Z_0 durch Verkleinerung bzw. Vergrößerung der Streifenleitungsbreite, so wird der induktive Belag im ersten bzw. der kapazitive Belag im zweiten Fall erhöht. Ist die Länge

$$l < \lambda/6,$$

so realisiert man durch diese Maßnahmen serielle Induktivitäten bzw. parallele Kapazitäten (siehe Abb. 2.10 mit Ersatzschaltbild daneben). Die Leitungswelle

⁷Die Besonderheiten der Microstrip-Technologie, wie sie bereits im Zusammenhang mit der Dispersion erwähnt wurden, führen zu der Notwendigkeit, für jedes Substrat die Zusammenhänge zwischen der Leitungs-Geometrie bzw. den Substratparametern und den zugehörigen Leitungsparametern numerisch oder aus Tabellen und Diagrammen zu bestimmen.



Bild 2.10: Schema und Ersatzschaltbild der Leitungsbreitenvariation.

„sieht“ die Impedanz

$$Z_{in} = Z_L + jZ_0\beta l = Z_L + jX_L$$

im ersten Fall mit der induktiven Reaktanz X_L und die Admittanz

$$Y_{in} = Y_L + jY_0\beta l = Y_L + jB_C$$

im zweiten Fall mit der kapazitiven Suszeptanz B_C . Dabei gilt $Y_L = 1/Z_L$, bzw. $Y_0 = 1/Z_0$.

Stichleitung Sehr häufige Streifenleitungselemente sind die so genannten Stichleitungen (engl. stubs siehe Abb. 2.11) mit dem Wellenwiderstand Z_0 , die entweder kurzgeschlossen sind und in erster Näherung eine Induktivität gegen Masse realisieren oder leerlaufen und damit eine Kapazität gegen Masse darstellen. Gilt

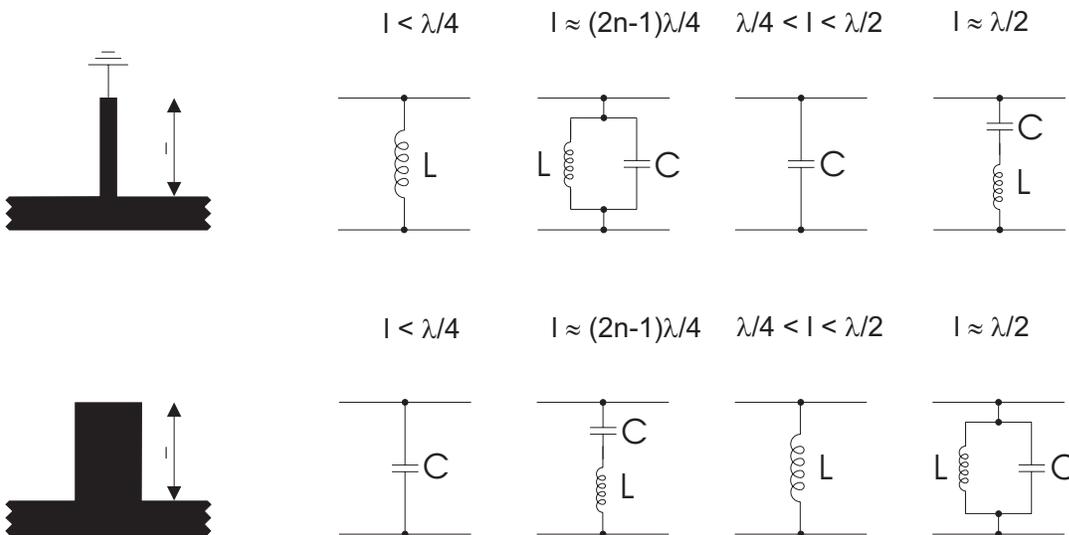


Bild 2.11: Stichleitungen und deren Ersatzschaltbilder.

für die Stichleitungs-Länge

$$l < \lambda/4,$$

so „sieht“ die Leitungswelle die Admittanz

$$Y_{in} = Y_L - jY_0 \tan(\beta l)$$

im ersten Fall der kurzgeschlossenen Leitung und die Admittanz

$$Y_{in} = Y_L + jY_0 \tan(\beta l)$$

im zweiten Fall der leerlaufenden Leitung. Neben der in Abb. 2.11 angedeuteten Periodizität (diese beinhaltet auch die Schmalbandigkeit von Leitungsschaltungen) ist bei dem Entwurf solcher äquivalenter Schaltungen auch darauf zu achten, dass ein Leerlauf zwar technologisch einfacher aber qualitativ schlechter zu realisieren ist als ein Kurzschluss, der wiederum technologisch schwieriger aber in Hinblick auf parasitäre Effekte besser zu realisieren ist. Der Admittanzbetrag $|Y| = 0$ existiert zwar theoretisch, in der Praxis begrenzt der Strahlungswiderstand des offenen Leitungsendes diesen aber.

Serien-Kapazität Bisher wurde noch kein Microstrip-Element vorgestellt, das einer Serienkapazität entspricht. In der Regel besteht hier das Problem, dass eine typische Realisierung (siehe Abb. 2.12) aus einer Leitungsspalte zugleich am Ein- und Ausgang parasitäre Kapazitäten gegen Masse besitzt. Es realisiert also nicht exakt dieses Schaltungselement. Daher werden dann häufig gekoppelte Leitungen

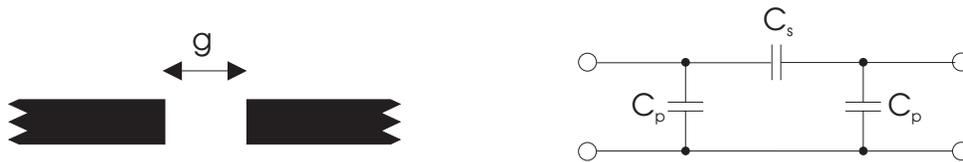


Bild 2.12: Leitungs-Unterbrechung zur Realisierung einer Serien-Kapazität mit Ersatzschaltbild.

oder so genannte Interdigital-Kapazitäten [64] verwendet, die aber letztendlich auch aus mehreren gekoppelten Leitungen bestehen.

Leitungskoppler und Symmetrierung Unter gekoppelten Leitungen versteht man zwei Streifenleitungen, die auf dem Koppelabschnitt der Länge l mit kleinem Abstand d voneinander parallel verlaufen und daher ein Teil des auf der einen Leitung fließenden Signales auf die jeweils andere Leitung überkoppeln kann. Sind in Abb. 2.13 alle Tore an den Wellenwiderstand angepasst, dann wird ein Teil des in Tor 1 eingespeisten Signales zum Tor 4 überkoppeln, der Hauptteil wird zum Tor 2 übertragen werden. Tor 3 wäre (für den Fall des idealen Kopplers) isoliert. Man zählt diese Ausführungsform zu den Rückwärts-Kopplern. Zur

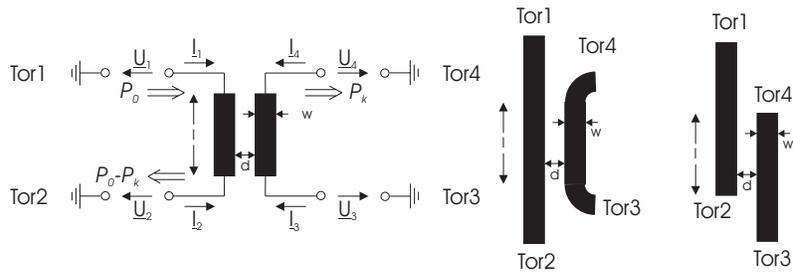


Bild 2.13: Prinzip (links) und Beispiele (rechts) eines Leitungskopplers.



Bild 2.14: Prinzip des Gleich- (links) und Gegentaktes (rechts) eines Leitungskopplers.

Analyse solcher Leitungskoppler unterscheidet man in der Regel zwei Fälle: Den Gleichtaktfall (engl. even mode), wie er in Abb. 2.14 links dargestellt ist und den Gegentaktfall (engl. odd mode), wie er in Abb. 2.14 rechts veranschaulicht wird. Wie man bei einer solchen Analyse, beispielsweise durch Ausnutzung von Symmetrien, vorgeht, wird bei [64] ausführlich behandelt.

Das Stichwort Symmetrie führt zu einer weiteren sinnvollen Anwendung von Leitungskopplern, die so genannte Symmetrierung bzw. Umsymmetrierung (engl. BALancing-UNbalancing, kurz *Balun*)⁸. Einige Beispiele dafür findet man bei [88], [5], [8] oder [64]. Der in Abb. 2.15 dargestellte Balun wurde im Rahmen dieser Arbeit speziell entworfen, da bekannte Realisierungen (siehe auch [9]) insbesondere auf Grund des Platzbedarfes ungeeignet waren. Nähere Details zu dessen Dimensionierung findet man in [11].

Zwei einfache Tiefpass-Beispiele Bei den Tiefpässen unterscheidet man häufig zwischen der T-Schaltung, wenn das Filter mit einem Serienelement beginnt und

⁸Dabei geht es um die Aufgabe der Umwandlung von symmetrisch (+, -) polarisierten Leitungswellen (bzw. deren Moden) in eine unsymmetrische Leitungswelle (Signal gegen Masse). Dabei sollte nur das Differenzsignal (Gegentakt) zwischen beiden symmetrischen Leitern auf den unsymmetrischen (Microstrip oder Koaxial) Leiter übertragen werden. Der Gleichteil, der in beiden symmetrischen Signalen vorhanden sein kann (Gleichtakt), soll dagegen unterdrückt werden.

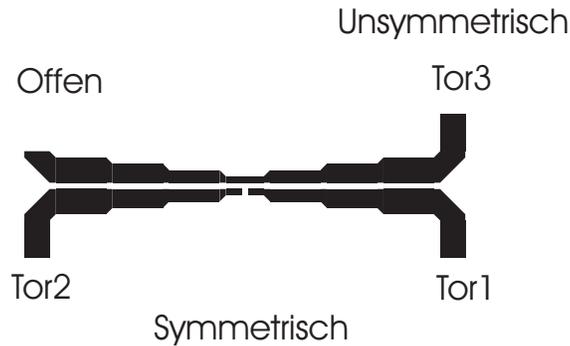


Bild 2.15: Spezieller Leitungskoppler zur Symmetrierung bzw. Umsymmetrierung.

endet, sowie der π -Schaltung, wenn sie mit einem Parallelelement beginnt und endet. Beides ist exemplarisch in Abb. 2.16 auf Seite 40 dargestellt. Aus diesen

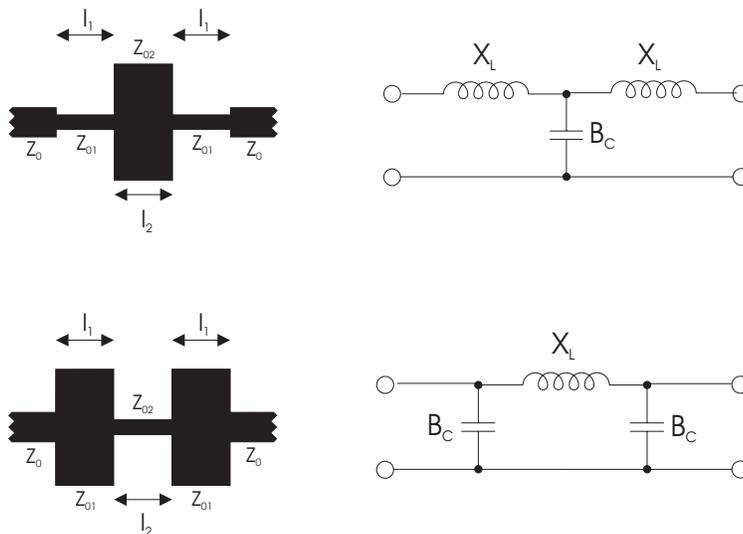


Bild 2.16: Tiefpässe in T-Schaltung (oben) und π -Schaltung (unten) mit den dazugehörigen Ersatzschaltbildern.

kanonischen Grundelementen, wie sie zuvor beschrieben wurden, lassen sich dann beliebige Filter entwerfen (siehe auch [121], [125], [129] oder [86]). Daraus ersieht man zudem die Möglichkeit zur direkten Umsetzung von diskret entworfenen Filtern (nach Filterkatalogen oder allgemein z.B. nach [73]) in eine Mikrostreifenleitungsschaltung. Darüber hinaus soll auf [60], [75], [44] [136], [77], [88], [108], [90] und [64] verwiesen werden.

Diese Filter dienen häufig auch zur peripheren Anpassung von aktiven Bauelementen an ihre Speisung und Last. Ein Überblick über typische Hochfrequenz-

Transistoren soll im Folgenden dem Entwurf und der Dimensionierung von hybriden Mikrowellenschaltkreisen vorangestellt werden.

2.3.2 Hochfrequenztransistoren

Beim Entwurf eines Mikrowellen-Verstärkers (z.B. für aktive Feldsonden) steht oft die Wahl des (aktiven) Halbleiterbauelementes am Anfang. Baut man den Verstärker diskret auf, so werden einzelne Transistoren eingesetzt. Zwei Arten von Hochfrequenz-Transistoren werden nachfolgend gegenübergestellt, die sich in ihrer Topologie grundsätzlich unterscheiden.

2.3.2.1 Bipolartransistoren

Die Entwicklung der ersten bipolaren Transistoren hatte das Zeitalter der Verstärker aus Halbleitermaterial eingeleitet. Bipolare Schichtfolgen des Typs npn oder pnp sind in Silizium (Si) oder Germanium (Ge) dotiert und ermöglichen die Ausnutzung des Steuereffekts zur Verstärkung schwacher Eingangssignale, zur Erzeugung von Oszillationen oder zur Regelung von Spannung oder Strom, zunächst im NF-, dann im HF- und heute bis in den SHF-Bereich hinein. Da die Beweglichkeit von Elektronen in Si und Gallium-Arsenid (GaAs) die Löcherbeweglichkeit um ein Mehrfaches übersteigt, sind im Mikrowellenbereich die bipolaren Transistoren häufiger vom npn-Typ.

Die Frequenzen bis 20 GHz wurden durch die Entwicklung des BJT (Bipolar Junction Transistor) über den SIT (Static Induction Transistor) zum PBT (Permeable Base Transistor) und zum HBT (Heterostructure Bipolar Transistor) erreicht. Die neusten Entwicklungen im Bereich der HF-Transistoren liegen nach einer Zeit der FET-Dominanz nun bei den (HBT) Bipolartransistoren, die nach [58] und [57] durch Kombination von Silizium und Germanium als Basismaterial bis in den Frequenzbereich um 200 GHz vordringen werden. Vertieft werden der Aufbau und die Wirkungsweise der verschiedenen Varianten in [34], [71], [60], [59] und [37].

2.3.2.2 Feldeffekttransistoren

Der FET (Feldeffekt-Transistor) besteht aus einem Silizium- oder GaAs-Halbleitersubstrat, das mit nur einer Fremdatomsorte p- oder meist n-dotiert ist. Deshalb zählt der FET zu den so genannten „unipolaren“ Transistoren.

Unter den herkömmlichen Feldeffekttransistortypen ist der GaAs-MESFET bisher im Mikrowellenbereich am universellsten einsetzbar und für Frequenzen bis 30 GHz geeignet. Derzeit wird der MESFET durch den HEMT (High Electron Mobility Transistor)⁹ verdrängt, da dieser ein besseres Verhalten (kleinere

⁹Der Name „HEMT“ ist von der Firma Fujitsu geschützt. Andere Hersteller haben eigene Namen gewählt, wie z.B. SDHT (Selectively Doped Hetero Transistor), TEGFET (Two

Rauschzahl) bei vielen Anwendungen besitzt, verglichen mit dem MESFET. Bei einem Mikrowellenverstärkerelement soll der Ladungsträgerstrom (Drainstrom) durch das Eingangssignal (Gatespannung) gesteuert werden. Für hohe Frequenzen und gute Verstärkung sollen möglichst viele Ladungsträger in kürzester Zeit das Bauelement durchlaufen und nur von der Signalspannung in ihrer Anzahl gesteuert werden. Durch die Entwicklung von FETs mit einer Heterostruktur,

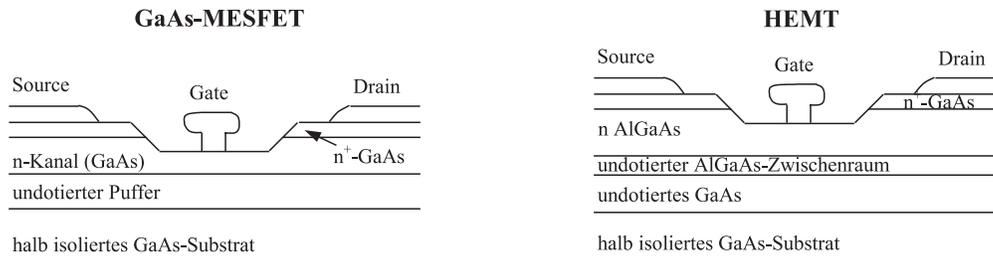


Bild 2.17: Dotierprofil und Aufbau eines GaAs-MESFET (links) und eines HEMT (rechts).

bei der ein Material mit großem Energieabstand (schwach n-dotiertes AlGaAs) in dünnster monokristalliner Schicht mit einem Material mit geringem Energieabstand (GaAs) kombiniert wird, gelingt es nach [37], entlang der Grenzfläche im GaAs eine sehr dünne elektronenangereicherte Schicht zu bilden. Die Dicke dieser Schicht von 10-20 nm ist so klein, dass die Elektronen senkrecht zur Grenzfläche in ihrer Bewegung eingeschränkt sind. Ferner sind in diesem Bereich keine Donatoratome vorhanden. Die Elektronen können sich nun in dieser dünnen Zone nahezu kollisionsfrei mit sehr hoher Geschwindigkeit fortbewegen, was sich in einem verringerten Rauschen widerspiegelt. Auf Grund seiner höheren Transitfrequenz f_T weist der HEMT eindeutig Vorteile oberhalb von 10 GHz auf. Mit abnehmender Temperatur steigt die Elektronenbeweglichkeit an und die Rauschzahl wird geringer. Zum Vergleich des Aufbaus zwischen einem nichtisolierenden FET (MESFET, JFET, ...) und einem HEMT soll Abb. 2.17 dienen.

Weiterführende Details findet man u.a. bei [106], [60], [59] und [37].

2.3.3 Hybridschaltungen

In der Praxis verwendet man oftmals nicht rein diskrete, integrierte oder verteilte Mikrowellenschaltungen, sondern zumeist aus zwei der drei Komponenten

Dimensional Electron GaAs FET), MODFET (Modulation Doped FET) oder HFET (Heterostructure FET). Die Weiterentwicklung der Heterostruktur-Feldeffekttransistoren führte zu Multi-Quantum-Well-Transistoren, bei denen Elektronen mit hoher Geschwindigkeit periodische donatorfreie Halbleiterbereiche durchtunneln.

bestehende Schaltungen. Diese nennt man dann Hybridschaltungen. Im Mikrowellenbereich spricht man speziell von hybriden MICs (engl. hybride Microwave-Integrated Circuit) und bei monolithisch integrierten dann von MMICs (engl. Monolithic Integrated Microwave Circuit), wenn das Substratmaterial bereits der Halbleiter ist. Solche MMICs sind z.B. integrierte Leistungsverstärker, die dann in der Regel schon für Standardanwendungen (z.B. an den Wellenwiderstand $Z_L = 50 \Omega$ angepasst) entworfen wurden.

2.3.3.1 Substratmaterialien

Bei der Wahl des Substrates gibt es im Mikrowellenbereich, abgesehen von den Halbleitersubstraten, zwei Alternativen:

- *HF-Keramik bzw. Glas:* Dabei handelt es sich um sehr starre und verlustarme Substrate, die in der Regel mit Gold oder Kupfer (in Dünnschichttechnik) beschichtet sind. Beide Dielektrika sind zwar sehr teuer und aufwändig mechanisch zu bearbeiten, ihre sehr guten HF-Eigenschaften rechtfertigen jedoch ihren Einsatz. Keramik findet man bei niedrigeren Frequenzen ($f < 20$ GHz) auf Grund der sonst zu klein werdenden Leitungsstrukturen ($\epsilon_r = 9 \dots 10$), während Glas (da gilt: $\epsilon_r = 3 \dots 4$) bei höheren Frequenzen ($f > 20$ GHz) eingesetzt wird.
- *Keramik-gefüllte Teflon-Substrate:* Diese sind mechanisch zwar sehr gut bearbeitbar und ihre Kupferbeschichtung auch in der Technologie sehr gut handhabbar, ihre flexible Beschaffenheit macht sie jedoch dann unbrauchbar, wenn (z.B. durch Bonddrähte) mechanische Starrheit erwünscht ist.

Weitere Substratmaterialien findet man z.B. auch bei [64] und [74].

2.3.3.2 Fertigungstechniken

Aus der Vielfalt der Prozesse in der Fertigungstechnik von hybriden Mikrowellenschaltungen soll eine kurze Übersicht gegeben werden.

- *Pasten Aufdrucken und Einbrennen:* Zur Erweiterung der Schichtstruktur eines Substrates können diese z.T. mit speziellen Widerstands- oder dielektrischen Pasten bedruckt und die Pasten auf dem Substrat eingebraunt werden. Schwierigkeiten ergeben sich bei ungeeigneten Kombinationen von beschichteten Substraten und Pasten, welche bei Temperaturen eingebraunt werden müssen, die für die Beschichtung zu hoch sind und dadurch die Metallisierung abgelöst wird.
- *Bohren und Sägen:* Das In-Form-Bringen von Substraten ist ein Vorgang, der z.B. bei Glas- oder Keramik-Substraten zu Problemen führt. Die Härte

des Materials erfordert es, dass es entweder mit Diamant oder diamantbeschichteten Bohrern und Sägen bearbeitet werden muss. Verfahren wie Wasserstrahl- oder Laser-Schneiden sind in der Regel auf Materialstärken von wenigen mm beschränkt.

- *Kleben, Löten und Bonden:* Das Kontaktieren von Bauteilen auf Schaltungen erfolgt entweder konventionell durch Löten, falls das Material es zulässt, oder je nach Anwendung durch (Ultraschall-)Bonden oder, falls andere Alternativen entfallen, durch Ankleben mit Silberleitlack oder einem anderen Leitleber.

Mehr Details und weitere Verfahren findet man u.a. auch bei [74] beschrieben.

2.3.3.3 Entwurfskriterien

Neben den bereits erwähnten Filterentwürfen (analytisch nach [73], durch numerische Berechnungen oder nach Filterkatalogen) sind allgemein beim Entwurf von hybriden Mikrowellenschaltungen je nach Anwendung (Filter, Verstärker, Oszillator, Anpassungsnetzwerk,...) eine Reihe von Vorgaben vorhanden, die mit gegebenen Toleranzen einzuhalten sein werden. Einige Kriterien werden nachfolgend aufgelistet und beschrieben.

Arbeitspunkt Bei der Verwendung von aktiven Halbleiter-Bauelementen ist bei deren Arbeitspunkteinstellung (nach Datenblatt) nicht nur darauf zu achten, dass die richtigen Versorgungsspannungen im richtigen Zeitpunkt angelegt werden, sondern nach Möglichkeit auch eine Kompensation des Temperatur-Drift durchgeführt wird. Auch die Zu-/Ableitungen sollten mit entsprechenden Block-Kondensatoren, Ferrit-Kernen oder durch Verdrillen von den HF-Signalen entkoppelt werden.

Stabilität Beachtet man nicht die Regeln zur Entkopplung von Gleichspannungs- und Mikrowellen-Signalen, so kann dies ähnlich wie eine schlechte Masseanbindung der aktiven Elemente (d.h. zu hochohmig oder induktiv) dazu führen, dass die Schaltung zu schwingen beginnt. Bei Oszillatoren ist dies erwünscht, so dass man diese Rückkopplung gezielt so einstellt, dass die so genannte Schwingbedingung erfüllt wird. Wird ein Verstärker entwickelt, ist diese Instabilität unbedingt zu unterbinden.

Es reicht jedoch nicht aus, nur die obigen Maßnahmen zu beachten, um das verwendete aktive Bauelement stabil zu halten.

Der Halbleiter-Verstärker besitze den frequenzabhängigen S-Parametersatz

$$\vec{\underline{S}}(f) = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11}(f) & \underline{S}_{12}(f) \\ \underline{S}_{21}(f) & \underline{S}_{22}(f) \end{pmatrix},$$

dann ist der Verstärker unbedingt stabil, wenn gilt

$$\det(\vec{\underline{S}}(f)) = \underline{S}_{11}(f)\underline{S}_{22}(f) - \underline{S}_{12}(f)\underline{S}_{21}(f) < 1 \quad \forall f$$

und

$$K(f) = \frac{1 - |\underline{S}_{11}(f)|^2 - |\underline{S}_{22}(f)|^2 + \det(\vec{\underline{S}}(f))^2}{2|\underline{S}_{12}(f)||\underline{S}_{21}(f)|} > 1 \quad \forall f. \quad (2.38)$$

Liegt keine unbedingte Stabilität vor, so muss (z.B. nach [64]) für alle Frequenzen der so genannte Stabilitätskreis an Ein- und Ausgang ermittelt werden, woraus abzuleiten ist, welche Impedanzen an Ein- und Ausgang des Verstärkers angeschlossen werden dürfen. Für den Eingang beschreiben

$$\text{Mittelpunkt} \quad \sigma_{in} = \frac{(\underline{S}_{11}(f) - \det(\vec{\underline{S}}(f))\underline{S}_{22}(f)^*)^*}{|\underline{S}_{11}(f)|^2 - |\det(\vec{\underline{S}}(f))|^2} \quad (2.39)$$

und Radius

$$\tau_{in} = \frac{|\underline{S}_{12}(f)||\underline{S}_{21}(f)|}{|\underline{S}_{11}(f)|^2 - |\det(\vec{\underline{S}}(f))|^2}$$

den Stabilitätskreis im Smith-Diagramm, und für den Ausgang beschreiben

$$\text{Mittelpunkt} \quad \sigma_{out} = \frac{(\underline{S}_{22}(f) - \det(\vec{\underline{S}}(f))\underline{S}_{11}(f)^*)^*}{|\underline{S}_{22}(f)|^2 - |\det(\vec{\underline{S}}(f))|^2} \quad (2.40)$$

und Radius

$$\tau_{out} = \frac{|\underline{S}_{12}(f)||\underline{S}_{21}(f)|}{|\underline{S}_{22}(f)|^2 - |\det(\vec{\underline{S}}(f))|^2}$$

den Stabilitätskreis im Smith-Diagramm, innerhalb oder außerhalb dessen der Verstärker stabil ist. Ob innerhalb oder außerhalb Stabilität vorliegt, muss getrennt überprüft werden. In Abschnitt 5.1 werden dazu einige Beispiele gegeben. Kann danach keine Stabilität sicher erreicht werden, so ist entweder nach [37] eine Beschaltung mit Widerständen oder eine Rückkopplung nach [102] oder [126] vorzusehen (siehe auch [63], [90] und [83]).

Dimensionierung einer Rückkopplung Um eine aktive Komponente mit den oben gegebenen Streuparametern unbedingt stabil gegenzukoppeln, bieten sich nach [34] und [106] zwei Varianten an. Das sind die Parallel- und die Serien-Gegenkopplung (siehe Abb. 2.18). Zur Dimensionierung dieser Gegenkopplung bestimmt man entweder die Parallel-Admittanz \underline{Y}_p oder die Serien-Impedanz \underline{Z}_s

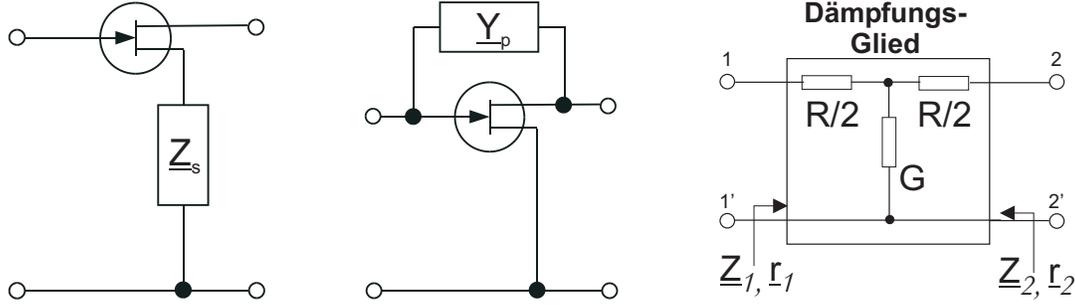


Bild 2.18: Serien- (links) und Parallel- (mitte) Gegenkopplung eines FET und T-Dämpfungsglied (rechts) mit zwei Serienwiderständen $R/2$ und einem Leitwert G gegen Masse.

z.B. nach [126]

$$\underline{Y}_p = \frac{AZ_L - B + \underline{C}Z_L^2 - \underline{D}Z_L + \Theta Z_s}{\Theta Z_L^2} \quad (2.41)$$

$$\underline{Z}_s = \frac{-AZ_L + B - \underline{C}Z_L^2 + \underline{D}Z_L + \Theta Z_L^2 \underline{Y}_p}{\Theta}$$

mit den Abkürzungen

$$\underline{A} = \frac{(1 + \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) + \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}} \quad \underline{B} = \frac{(1 + \underline{S}_{11})(1 + \underline{S}_{22}) - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}} Z_L$$

$$\underline{C} = \frac{(1 - \underline{S}_{11})(1 - \underline{S}_{22}) - \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}Z_L} \quad \underline{D} = \frac{(1 - \underline{S}_{11})(1 + \underline{S}_{22}) + \underline{S}_{12}\underline{S}_{21}}{2\underline{S}_{21}}$$

$$\underline{\Theta} = 1 - \underline{A} - \underline{D} + (\underline{A}\underline{D} - \underline{B}\underline{C})$$

und dem Normierungs- bzw. Wellenwiderstand Z_L . Im Fall der Parallel-Gegenkopplung setzt man in den obigen Gleichungen $\underline{Z}_s = 0$ und berechnet entsprechend \underline{Y}_p , um die Bedingung $\underline{S}_{22} = 0$ zu erfüllen und den Verstärker damit zu stabilisieren. Bei Mikrowellen-Feldeffekttransistoren wird in der Regel eine sehr gute Masse-Anbindung des Source-Anschlusses benötigt, so dass eine Seriengegenkopplung wieder zu Instabilität führen würde. Daher ist die Parallelgegenkopplung vorzuziehen. Diese Dimensionierung wird in Abschnitt 5.1 noch einmal anhand eines Beispiels aus der Praxis erläutert.

Kann man Signalverluste akzeptieren, so besteht auch die Möglichkeit, mit einem Dämpfungsglied (siehe [136] oder [90]) die Reflexionsfaktoren von Last und Generator zu verkleinern.

Dimensionierung eines Dämpfungsgliedes In der Praxis verwendet man entweder Dämpfungsglieder in Form von bedämpften Leitungen oder auch diskret

aufzubauende T- oder π -Schaltungen. Der Literatur [124] entnimmt man für diese Dämpfungsglieder nach Abb. 2.18 (rechts) den Kennwert

$$Z = \sqrt{\frac{R}{G}} \sqrt{1 + \frac{RG}{4}},$$

der gleich dem Wellenwiderstand Z_L sein muss, damit das Dämpfungsglied reflexionsfrei ist. Für die Dämpfung a in Np findet man für den reflexionsfreien Fall

$$\sinh\left(\frac{a}{2}\right) = \sqrt{\frac{RG}{4}}.$$

Für ein 3,5 dB Dämpfungsglied mit $Z = Z_L = 50 \Omega$ ergibt sich damit $R = 20 \Omega$ und $1/G = 120 \Omega$. Eine Realisierung der Widerstände ist diskret, aber auch mit verteilten Elementen, z.B. durch gedruckte Widerstandspasten oder allgemein durch bedämpfte Leitungen möglich. In der Praxis werden jedoch durch Dämpfungsglieder die Rauscheigenschaften verschlechtert.

Rauschanpassung Bei einem so genannten „Low Noise Amplifier“ (kurz LNA) ist gerade die Verschlechterung der Rauschzahl F (siehe [64]) nicht hinzunehmen. Zumindest in der ersten Verstärkerstufe sollte eine so genannte Rauschanpassung vorgesehen werden, um z.B. eine maximale Grenzempfindlichkeit der aktiven Feldsonden zu erzielen. Denn es gilt nach [66] für die Rauschzahl bei der Reihenschaltung von n Verstärkerstufen

$$F = F_1 + \sum_{i=2}^n \frac{F_i - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} G_j}$$

mit der zur jeweiligen Stufe gehörigen Rauschzahl F_i und dem Gewinn G_i . Daraus kann man schließen, dass in erster Linie die Rauschzahl der ersten Stufe maßgeblich ist, wenn ihre Verstärkung hoch genug ist. Eine hohe Verstärkung der nachfolgenden Stufen ist ebenso hilfreich¹⁰. Man entnimmt [66] die Realisierung der Rauschanpassung durch Impedanzanpassung am Eingang auf den Wert Z_{opt} (siehe [64]), der entweder in den Datenblättern angegeben ist oder messtechnisch ermittelt werden muss. Damit ergibt sich die bestmögliche Rauschzahl F_{min} . Zur Analyse mit Kreisen konstanter Rauschzahl soll auf [66] verwiesen werden.

Leistungsanpassung Um die zuvor aufgestellte Forderung nach maximalem Gewinn einer Verstärkerschaltung erfüllen zu können, ist Leistungsanpassung zu realisieren. Leistungsanpassung definiert sich als Anpassung der Reflexionsfaktoren von innerer Quellimpedanz bzw. Lastimpedanz auf die konjugiert komplexen

¹⁰In der Praxis findet man beim LNA häufig eine Rauschanpassung am Eingang und eine Leistungsanpassung am Ausgang der ersten Verstärkerstufe, während die nachfolgenden Stufen — sofern möglich — ebenso leistungsangepasst sind.

Werte von $\underline{S}_{11}(f)$ bzw. $\underline{S}_{22}(f)$. Weicht man davon ab, kann nach [66] eine Analyse mittels so genannter Kreise konstanter Fehlanpassung (siehe Anhang [64]) erfolgen. Von Fall zu Fall ist — abhängig von ihrer Anwendung — das primäre Kriterium einer Verstärkerschaltung nicht ihre Rauschzahl oder ihr Gewinn, sondern z.B. ihre Linearität¹¹, also ihre Intermodulationseigenschaften oder beispielsweise auch ein spezieller Frequenzgang.

Auf die Vielzahl von weiteren Entwurfsverfahren und deren Anwendungen soll nur noch verwiesen werden [107]. Der Entwurf von hybriden Mikrowellenschaltungen gerade im Bereich von Antennen-Verstärkern, zur Anpassung von Feldsonden an übliche Messsysteme ist Thema von Abschnitt 5.1. Bevor das Gesamtsystem der erweiterten Messtechnik in Kapitel 3 vorgestellt wird, soll noch ein kurzer Einblick in die Grundlagen der Regelungstechnik erfolgen, der später in Kapitel 6 benötigt wird.

2.4 Regelungstechnik

Bei der klassischen Regelung von Eingrößensystemen werden Regelstrecken mit je einer Eingangs- und einer Ausgangsgröße betrachtet. Die Regelgröße bezeichnet man meist mit $x(t)$, die Stellgröße mit $y(t)$ und die Störgröße mit $z(t)$. Abb. 2.19 soll dies veranschaulichen. Die formale Beschreibung des Übertragungsverhaltens

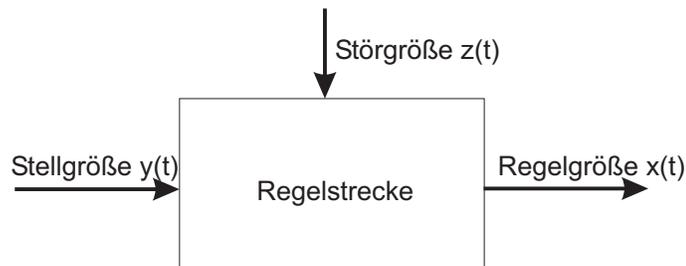


Bild 2.19: Blockdarstellung einer klassischen Eingrößen-Regelstrecke.

einer solchen Regelstrecke geschieht im Allgemeinen aus den dieser zu Grunde liegenden Differentialgleichungen und den daraus abgeleiteten Zustandsgrößen (siehe [120] und [99]).

¹¹Durch das Aufsteuern des Eingangssignales wird man letztendlich in den Bereich gelangen, in dem ein Verstärker nicht mehr rein linear verstärkt, sondern nach Art eines Mischers Intermodulations-Signale produziert. Die erzeugte Leistung verteilt sich dann auf ein meist so breites Spektrum, für das die Schaltung nicht entworfen ist. Man spricht von einer Übersteuerung des Verstärkers (siehe auch [83]).

2.4.1 Analoge Regelung

Bei analogen Reglern unterscheidet man zwischen den klassischen PD-, PI- und PID-Reglern.

PD-Regler Der klassische PD-Regler verstärkt oder dämpft und differenziert das ihm zugeführte Eingangssignal. Die beschreibende Differentialgleichung lautet

$$y(t) = K_P e(t) + K_D \frac{\partial e(t)}{\partial t}. \quad (2.42)$$

Dabei sind K_P der Proportionalfaktor, K_D der Differentialfaktor und $e(t)$ ist die Sollwertabweichung der Regelgröße $x(t)$. Eine solche Gleichung lässt sich mit den traditionellen analogen Rechenschaltungen (mit Operationsverstärkern, siehe [97] und [117], sowie Filtern [73]) in eine Schaltung umsetzen.

PI-Regler Der PI-Regler verstärkt oder dämpft und integriert das ihm zugeführte Eingangssignal. Die beschreibende Integralgleichung lautet

$$y(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau. \quad (2.43)$$

Dabei ist K_I der Integralfaktor.

PID-Regler Allgemein lässt sich der PID-Regler als Parallelschaltung des PI- und PD-Reglers beschreiben mit der Differo-Integralgleichung

$$y(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(t) dt + K_D \frac{\partial e(t)}{\partial t}. \quad (2.44)$$

Stellt man durch Ableitung nach der Zeit eine reine, das System beschreibende, Differentialgleichung auf, so vereinfacht sich ihre Lösung.

Differentialgleichungs-Darstellung Die Differentialgleichungen lauten

$$\begin{aligned} \text{PD-Regler:} & \quad \dot{y}(t) = K_P \dot{e}(t) + K_D \ddot{e}(t), \\ \text{PI-Regler:} & \quad \dot{y}(t) = K_P \dot{e}(t) + K_I e(t), \\ \text{PID-Regler:} & \quad \dot{y}(t) = K_P \dot{e}(t) + K_I e(t) + K_D \ddot{e}(t). \end{aligned} \quad (2.45)$$

Abweichend von diesen klassischen Reglern lässt sich durch die Variation der Faktoren $K_P(e(t))$, $K_I(e(t))$ und $K_D(e(t))$ eine heute etablierte nichtlineare Regelung entwickeln, wie z.B. der so genannte „ λ -Tracker“ (siehe [48] und [49]). Umgesetzt werden diese heute meist in digitalen Schaltungen bzw. Programmen. Analoge Schaltungen sind zwar ebenso möglich, der Schaltungsaufwand steigt aber so stark an, dass dies nicht mehr sinnvoll ist.

2.4.2 Digitale Regelung

Neben den oben genannten auch bei der analogen Realisierung vorkommenden Komponenten benötigt ein digitaler Regler zusätzlich die Abtastung und A/D- bzw. D/A-Wandlung der kontinuierlich vorliegenden bzw. zu generierenden analogen Regel- und Stellsignale. Formal wird das zeitkontinuierliche und nicht Frequenzband-begrenzte Signal durch vorherige Bandbegrenzung und äquidistante Abtastung (zu den Zeiten nT) in eine zeitdiskrete Folge $F(z)$ von diskreten Signalwerten f_n (durch die A/D-Wandlung) überführt. Die z -Transformation

$$f_n = f(nT) = \frac{1}{2\pi j} \oint F(z) z^{n-1} dz \quad F(z) = \sum_{n=0}^{\infty} f(nT) z^{-n} \quad (2.46)$$

ermöglicht dabei eine sehr einfache formale Darstellung und Behandlung der Vorgänge. Sie lässt sich von der Fourier- bzw. Laplace-Transformation mit Hilfe von $z = e^{sT} = e^{j\omega T}$ ableiten. Diese Reihen interpretiert man als Potenzreihen und schreibt sie in Form eines Quotienten aus Zähler- und Nenner-Polynom. Diese Darstellung hilft auch bei der Stabilitätsuntersuchung, ob alle Pole (z.B. die Nullstellen des Nenners) der Übertragungsfunktion der Regelstrecke (im Bildbereich der z -Transformation) innerhalb des Einheitskreises liegen.

Stehen die digitalen Zahlenwerte der Signale zur Verfügung, so lassen sich die oben gegebenen Differential-Gleichungen (2.45) des Systems mit Hilfe der z -Transformation ([16], [73] und [99]) lösen. Der Lösungsquotient wird z.B. mittels Polynomdivision oder Partialbruchzerlegung zurücktransformiert und in einem Signalprozessor direkt numerisch berechnet. Dabei führt man die Übertragungsfunktion der Regelstrecke z.B. mit der Rückwärts-/Vorwärts-Differenzenquotienten-Methode oder durch bilineare Transformation in eine zu programmierende Rekursionsformel über. Der klassische PID-Regler besteht daher immer aus demselben Rekursionsalgorithmus mit von Fall zu Fall unterschiedlichen Zahlenwerten der Faktoren beim Einsatz als Regler. So sind weitere Regler, wie der Fuzzy-Regler, sehr einfach über die Software zu implementieren, ohne neue Hardware hierzu entwerfen zu müssen.

2.4.3 Fuzzy-Regelung

In der klassischen Mengenlehre gehört ein Element vollständig zu einer Menge oder es gehört nicht zu einer Menge. Die Zugehörigkeit eines Elementes zu einer Menge ist also binär *true* oder *false*. Diese scharfe Trennung wird in der Theorie der unscharfen Mengen ([132], [133], [134] und [99]) aufgehoben (engl. *fuzzy* = unscharf). Die Zugehörigkeit lässt sich dann in einem statistischen Sinn als Wahrscheinlichkeit angeben. Für die Regelungstechnik erfordert dies einerseits eine Einführung von Zugehörigkeitsfunktionen der Eingangsgrößen, von linguistischen Termen (z.B. klein, mittel groß, siehe Abb. 2.20 mit NB für „negative

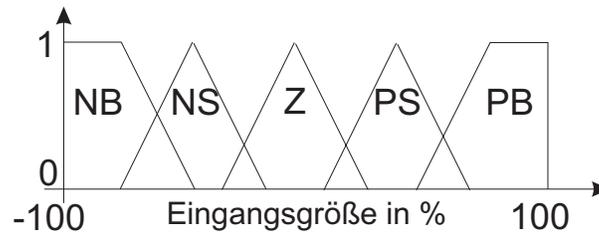


Bild 2.20: Linguistische Terme eines Eingangssignales für die Fuzzy-Regelung.

big“, NS für „negative small“, Z für „zero“, PS für „positive small“ PB für „positive big“) zu deren Klassifikation (man spricht auch von Fuzzifizierung), sowie den so genannten WENN-DANN-Regeln (sog. Fuzzy-logisches oder unscharfes Schließen) als Regelbasis (dies geschieht dann über eine Relationsmatrix).

Um ein Beispiel zu nennen, ist die Frage nach der Zahlenmenge, die größer als 10 ist, scharf zu definieren, die Frage nach der Zahlenmenge, die viel größer als 10 ist, jedoch nicht. Häufig wird damit „mindestens um eine Zehnerpotenz größer“ gleichgesetzt, was aber dazu führt, dass 99 nicht viel größer als 10 wäre. Eine Zugehörigkeitsfunktion beschreibt solche sprachlichen Unschärfen passender. Die Zahl 90 wäre demnach z.B. „deutlich größer“.

Ein Fuzzy-Regler folgt nun diesem Schema in der Art, dass z.B. der Sollpunkt der Regelung durch eine Toleranzschwelle variabler gestaltet und auch die Stellgröße flexibler an die Anforderungen einer Anwendung angepasst werden kann.

Der Entwurf solcher Fuzzy-Regler hängt aber stark von deren Einsatz ab (z.B. in [43] zur Schweißnahtverfolgung bei optisch überwachten Schweissautomaten) und es soll im Weiteren auf [99] verwiesen werden. Vorteilhaft ist aber die Fähigkeit solcher Regler, auf unscharfe, nicht klar definierbare Verhaltensweisen (z.B. nichtlineares, stochastisches, zeitvariantes Verhalten oder, wenn nur unzureichende bzw. überhaupt keine analytischen Modelle der Regelstrecke vorliegen) der zu regelnden Systeme flexibel reagieren zu können. Gerade dieses stochastische und zeitvariante Verhalten einer analytisch nicht fassbaren Regelstrecke wird später im Rahmen der Aufgabe einer Oberflächenabtastung vorliegen und diese Aufgabe lässt sich mit einem solchen Regler bewältigen.

Die Begriffe, Definitionen und Hintergründe zur Beschreibung der erweiterten Messtechnik zur Prüfung und Qualifizierung von MMICs sind nun hinreichend ausführlich dargestellt worden, so dass im Folgenden diese Messtechnik selber im Mittelpunkt der Betrachtungen stehen wird. Dies geschieht zuerst in einem Gesamtüberblick über das System, um nachfolgend auf dessen Komponenten detaillierter eingehen zu können.

Kapitel 3

Erweitertes Messverfahren

Die Notwendigkeit einer neuen, effizienten Messtechnik zur flexiblen, zuverlässigen und störungsfreien Lokalisierung von Fehlerursachen bei der Charakterisierung und Bewertung von Neuentwicklungen im Bereich der Mikrowellenbausteine (siehe z.B. Abb. 3.1) ist in Fachkreisen und bei Anwendern unumstritten, die Frage nach dem „wie“, also der konkreten Umsetzung, ist jedoch bislang nicht beantwortet. Es soll hier ein möglicher Weg beschrieben werden, um diesem Ziel näher zu kommen.

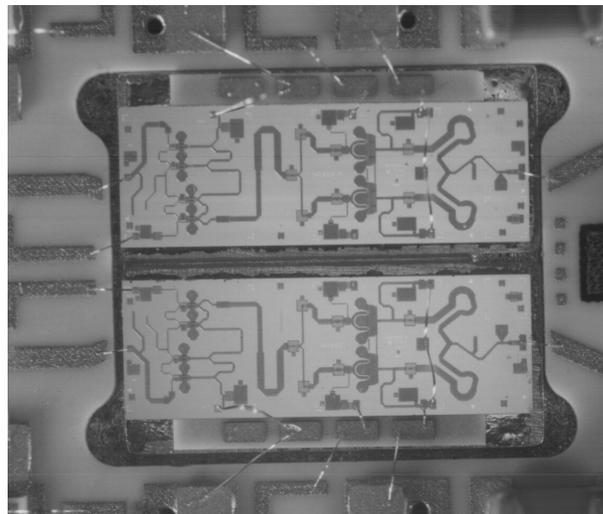


Bild 3.1: Mikrochip (mit Genehmigung der Firma Thales Microwave) als Anwendungsbeispiel eines DUT für das erweiterte Messverfahren.

Verfahren	Messdauer	Genauigkeit bei Fehler-Lokalisierung	Beeinflussung des DUT	Flexibilität
Kontaktbasiert	kurz	sehr niedrig	sehr hoch	sehr gering
Planare Feldabtastung	lang	hoch	gering	sehr hoch
Infrarot-Kamera	sehr kurz	sehr hoch	keine	keine Phase
Erweitertes Messverfahren	bisher sehr lang	sehr hoch	gering (einstellbar über Messabstand)	sehr hoch

Tabelle 3.1: Gegenüberstellung der Vor- und Nachteile der heute verbreitetsten Messtechnik-Konzepte im Vergleich zum neu entwickelten Verfahren.

3.1 Grundkonzept und Aufbau

Die Idee, aus der Feldverteilung oberhalb von Schaltkreisen auf deren Funktionalität bzw. auf ihre Außenwirkung auf die Umgebung zu schließen ist nicht neu (siehe [27] und [112]). Jedoch wurde bisher von planaren Strukturen ausgehend, in einer Ebene (in vergleichbar grossem Abstand) über der Schaltung die Feldverteilung aufgenommen und mit Hilfe der inversen Feldtransformation auf planar angenommenem Platinenmaterial eine äquivalente Stromverteilung gerechnet. Die erreichbare Auflösung nach dieser feldtheoretischen „Bildschärfung“ lag im Bereich des Abtastrasters (Nyquist-Kriterium) bzw. der Abtasthöhe bei ca. $\lambda/250$. Bei integrierten Schaltkreisen reicht diese Auflösung nicht mehr aus, wenn beispielsweise ein MMIC-Chip (siehe [46]) mit einer Seitenlänge von $\lambda/25$ untersucht werden soll (siehe auch [4] oder [25]). In Tab. 3.1 sind die Vor- und Nachteile der verschiedenen heute etablierten messtechnischen Methoden gegenübergestellt. Das hier vorgestellte Verfahren besticht durch die Vorteile hohe Lokalisierungs-genauigkeit, kontrollierte Beeinflussung des DUT und die hohe Flexibilität. Der wesentliche Nachteil der hier vorgestellten „Erweiterten Messtechnik“ liegt in der langen Dauer von Messung und Auswertung, was auf die bisher aufwändige Berücksichtigung der Schaltungs-Oberfläche zurückzuführen ist. Dies erscheint aber in Hinblick auf die erstmals zuverlässig mögliche Vermeidbarkeit teurer und zeitintensiver Entwicklungsstufen in der Praxis tolerierbar.

3.1.1 Ziele und Idee

Die Strukturen hochintegrierter Schaltkreise sind makroskopisch betrachtet sehr fein, mikroskopisch aber auch rau, so dass man sie kaum mehr als planar bezeichnen darf. Will man auf der einen Seite diese feinen Strukturen auflösen und auf der anderen Seite der Tatsache Rechnung tragen, dass die erreichbare Genauigkeit unmittelbar mit dem Messabstand bzw. dem Messraster korrespondiert, so ergeben sich daraus Anforderungen für das im Folgenden vorgestellte neue

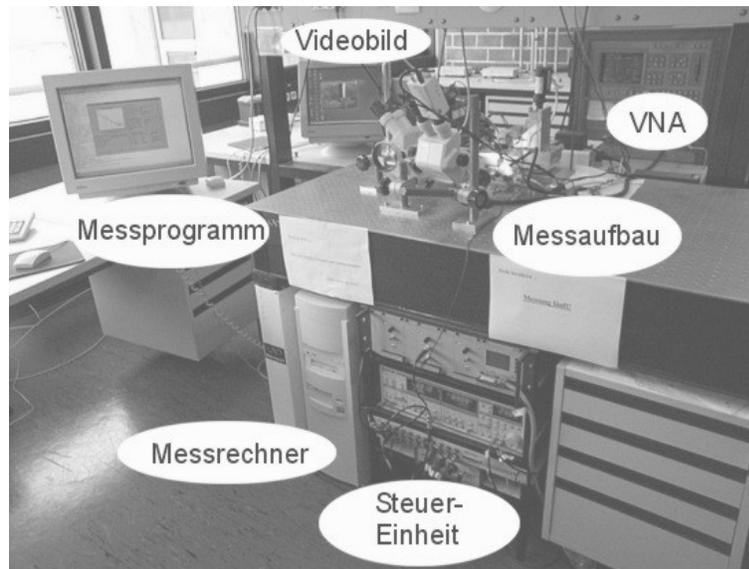


Bild 3.2: Foto der realisierten Messeinrichtung aus Messtisch, Messrechner und Messgeräten.

Konzept.

3.1.2 Das Grundkonzept

Um eine Auflösung im Bereich von $\lambda/5000$ erreichen zu können, muss der vertikale Messabstand einer Nahfeldabtastung in dieser gleichen Größenordnung sein. Hintergrund dieser Anforderung ist die Rauigkeit der Chip-Strukturen. Diese Bauteilstrukturen müssen bekannt sein, um sie adäquat berücksichtigen zu können. Es ist also ein Messverfahren zu entwickeln, das nicht nur in der Lage ist, auf einem Chip die Oberflächenstruktur zu bestimmen, sondern das es auch erlaubt, mit speziell dafür entwickelten Nahfeldsonden die durch diese Schaltung verursachte Nahfeldverteilung in der erforderlichen Auflösung nach Betrag und Phase unmittelbar über der Struktur abzutasten und in einem weiteren Schritt diese Messdaten mit Hilfe einer dafür geeigneten inversen Feldtransformation auszuwerten.

3.1.3 Der Messaufbau

Insbesondere die Berücksichtigung der Schaltungs-Oberfläche in Verbindung mit einer Nahfeldabtastung erweitert die Anforderungen an den zu entwickelnden Messplatz erheblich. Es besteht die Notwendigkeit, den Messplatz (wie in einem herkömmlichen „Assembly and Test“-Labor zur manuellen Kontrolle von Proto-

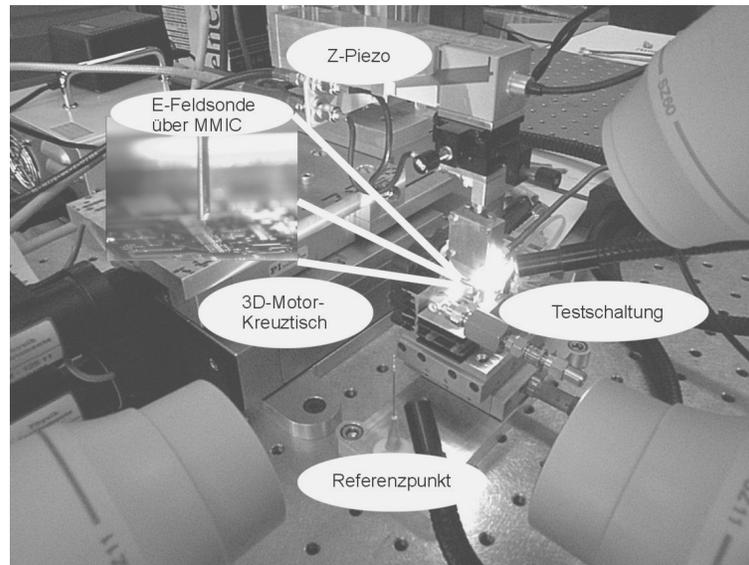


Bild 3.3: Realisierte Messeinrichtung aus Kreuztisch mit Referenzpunkt, Halterung, Signalzuführungen und Mikroskopen zur optischen Überwachung.

typen) in einer Reinraumumgebung auf einer Vibrations-gedämpften Bank (siehe Abb. 3.2) zu installieren. Da Staub-Partikel den Messvorgang behindern würden und da der Messabstand kleiner sein wird als die Schwingungsamplitude von (durch Trittschall verursachten) Vibrationen, ist dies ein wesentlicher Aspekt des Systemkonzeptes.

Neben den herkömmliche Bestandteilen, wie der Halterung (engl. chuck) und der Signalzuführungen für die Testschaltung (engl. device under test, kurz DUT), den Überwachungsmikroskopen oder dem Messrechner zu Steuerung, Überwachung, Speicherung und Auswertung der Messung, bedarf es außerdem eines dreiachsigen Kreuztisches zur Positionierung der Nahfeldsonden mit Motoren sehr hoher Genauigkeit, eines automatisierten Verfahrens zur Oberflächenabtastung und eines „Referenzpunktes“ zum Kalibrieren der Sondenposition. In diesem Kapitel steht das Systemkonzept bzw. der im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute Messplatz, mit seinen Einzelkomponenten und dem damit verbundenen Messablauf im Mittelpunkt.

3.1.4 Die Einzelkomponenten

Nachfolgend werden die wesentlichen System-Bestandteile, untergliedert in mechanische, schaltungstechnische und softwaretechnische Komponenten, vorgestellt.

3.1.4.1 Mechanische Komponenten

Die mechanischen Bestandteile sind im Wesentlichen die Halterung, der Tisch mit Referenzpunkt, Signalzuführungen und optischer Überwachung sowie die Sondenhalter (siehe Abb. 3.3).

Kreuztisch Der Kreuztisch zur Positionierung der Feldsonden über dem Microchip weist drei Achsen X, Y und Z auf mit Motoren hoher Genauigkeit (hier: $1\ \mu\text{m}$) und einem ausreichenden Fahrbereich (hier: 10-15 cm). Darüber hinaus sieht man in Abb. 3.3 einen zweiachsigen Kreuztisch zur manuellen Voreinstellung der Position der Testschaltung, eine Piezo-Einheit zur hochgenauen Positionierung der Sonden und einen dreiachsigen Kreuztisch zur manuellen Vorpositionierung und Positionskalibrierung der Sonden in z-Richtung.

Halterung Die Testschaltung (DUT) ist in einer Halterung fixiert. Als Ersatz für einen kommerziellen „chuck“ dient eine einfachere Konstruktion, die zum Einen manuell vorpositioniert werden kann (s.o.) und zum Anderen mit Kühlrippen und Kühler ausgestattet ist. Der obere Halbraum über der Testschaltung sollte frei zugänglich sein.

Überwachungsmikroskope Zwei zueinander senkrecht eingerichtete Mikroskope sind notwendig, um die Sondenposition in diesem Aufbau genau kalibrieren zu können. Ein weiteres Mikroskop dient der optischen Überwachung des Messbereiches und der Messung.

Sondenhalter Als wichtigste mechanische wie elektrische Schnittstelle in einem solchen Messsystem stellte sich die Halterung der Feldsonden heraus. Da die Sonde über den Halter nicht nur mechanisch befestigt werden und sich dabei in einer kalibrierten Position befinden muss, sondern darüber auch die Signalführungen für die Spannungsversorgung der aktiven Verstärker und solche für das Mikrowellen-Messsignal realisiert sein müssen, spielen diese Sondenhalter eine zentrale Rolle.

Die Sonden sind häufig auszuwechseln, weshalb ein besonderes Augenmerk auf die mechanische Steifigkeit und auf eine elektrisch flexible Anschließbarkeit gelegt werden muss. Mechanische Zug- und Druckkräfte oder Verspannungen sind zu vermeiden bzw. ihnen ist durch geeignete Maßnahmen entgegenzuwirken.

Sondengehäuse Da für eine extrem hochauflösende Abtastung vergleichbar kleine Sonden notwendig sind, sollten diese mit dem Antennenverstärker in geschirmten Gehäusen untergebracht und verbunden werden. Diese sogenannten Sondengehäuse werden zwischen den einzelnen Messschritten an dem Sondenhalter befestigt und häufig ausgewechselt. Sie erfüllen wiederum eine wichtige Aufgabe als Schnittstelle. Bringt man an dieses Gehäuse noch Spiegel oder gar eine

integrierte Optik mit an, so kann man aus diesem Blickwinkel den Messvorgang stetig überwachen.

Feldsonden Sowohl elektrische als auch magnetische Nahfeldsonden zur hochauflösenden Feldaufnahme sind notwendig. Die — mechanisch betrachtet — besonders kleine Antenne ist über eine möglichst schmale und elektrisch geschirmte Signableitung mit dem Sondengehäuse zu verbinden. Dies ist notwendig, da sonst das Sondengehäuse dem DUT zu nah wäre oder eine zu breite oder zu kurze Ableitung zur Kollision mit der Testschaltung führen würde. In Abschnitt 5.1 und 5.2 werden diese Miniatur-Nahfeldsonden ausführlicher behandelt.

3.1.4.2 Schaltungstechnische Komponenten

Zu den schaltungstechnischen Komponenten zählen nicht nur die Antennenverstärker inklusive geregelter Versorgungsspannungen, sondern auch jegliche periphere Schaltungstechnik zur Anbindung an industrielle Messgeräte. Dazu gehört auch die hier regelungstechnisch gelöste Aufgabe der Oberflächenabtastung. Diesem Thema widmet sich Kapitel 6 intensiver.

Antennenverstärker und Impedanzanpassung Für die jeweils verwendeten Frequenzbänder (hier: S-Band und C-Band) sind sowohl für das E-Feld als auch für das H-Feld Sondenverstärker-Schaltungen entwickelt und gefertigt worden. Hierbei spielen zwei Punkte eine wesentliche Rolle. Zum Einen sind stark verrauschte Signale zu erwarten, zum Anderen sorgt die Art und der Aufbau der Miniatur-Sonden für eine extreme Fehlanpassung, deren Kompensation von grosser Bedeutung ist.

Versorgungsspannungs-Einspeisung mittels Bias-T Aus praktischen Gründen bietet es sich an, eine Versorgungsspannung, die häufig am Ausgang des Verstärkers anliegen muss, direkt über den Innenleiter der koaxialen Signal-Ableitung zuzuführen. Die Regelung der übrigen Versorgungsspannungen wird von dieser Festspannung abgeleitet.

Arbeitspunkteinstellung mit geregelter Spannungsversorgung Um einen komfortablen Einsatz der Sondeneinheiten zu ermöglichen, werden die Versorgungsspannungen für die aktiven Bauelemente auf einer Zusatzplatine so geregelt, dass nicht nur der gewünschte Arbeitspunkt eingestellt wird, sondern auch die Reihenfolge des Anlegens der Spannungen passend und korrekt geschieht.

Regel-Signalverstärker Die Oberflächen-Abtastung geschieht mit Hilfe einer an einer Quarz-Schwinggabel angebrachten Glasspitze. Die Position dieser Spitze wird über eine Regelschleife in Abhängigkeit von dem Schwingverhalten

dieses Sytemes bestimmt. Dabei ist ein Signalverstärker zur Anregung der Schwingung und zur Detektion der Schwingungsamplitude notwendig, da die Schwinggabel eine sehr hochohmige Spannungsquelle darstellt und ohne Verstärker die angeschlossene Last nicht betreiben könnte. Hierzu dient ein NF-Verstärker hoher Eingangsimpedanz und mittlerer Verstärkung bei gleichzeitig an die Last angepasster Ausgangsimpedanz.

Analoge und digitale Regelschaltung Schaltungen sowohl zur analogen als auch zur digitalen Regelung wurden im Rahmen dieser Arbeit entwickelt und verbessert. Diese sind später Inhalt von Kapitel 6 und sollen hier nur erwähnt werden.

Messgeräte-Anbindung In den Aufbau integriert ist einerseits ein Vektor-Netzwerkanalysator (VNA) sowie Geräte zur Steuerung und Überwachung der Sondenposition. Von der standardisierten Schnittstellenanbindung nach IEEE-488 abgesehen, ermöglichen einige periphere Geräte die Überwachung und Softwaresteuerung des Messablaufes sowie der Messdatenerfassung. Hierfür werden Schnittstellen definiert und realisiert.

3.1.4.3 Softwaretechnische Komponenten

Die softwaretechnischen Funktionen beinhalten sowohl die Ablaufsteuerung und Überwachung einer Messung, als auch die Erfassung und Speicherung der Daten sowie deren numerischen Verarbeitung, Auswertung und Visualisierung. Insbesondere der Kern der numerischen Auswertung, ein Algorithmus zur inversen Feldtransformation, wird anschließend in den Abschnitten 4.1 und 4.2 ausführlicher behandelt. Die Software wird durch den Messablauf festgelegt, durch den das realisierte Programmpaket einen Benutzer zu führen hat.

3.2 Der Messablauf

Der Messvorgang gliedert sich in einer groben Betrachtungsweise in drei Abschnitte: Topographie- sowie Feldabtastung, numerische Verarbeitung und Auswertung.

3.2.1 Topographie- und Feldabtastung

Bei der Messung wird entweder zu Beginn einmal oder alternativ dauerhaft die Oberflächenstruktur des Messgebietes abgetastet, und es werden diese Informationen gespeichert. Basierend auf diesen Daten wird in nacheinander stattfindenden Durchgängen die normale elektrische (siehe Abb. 3.4) und danach werden

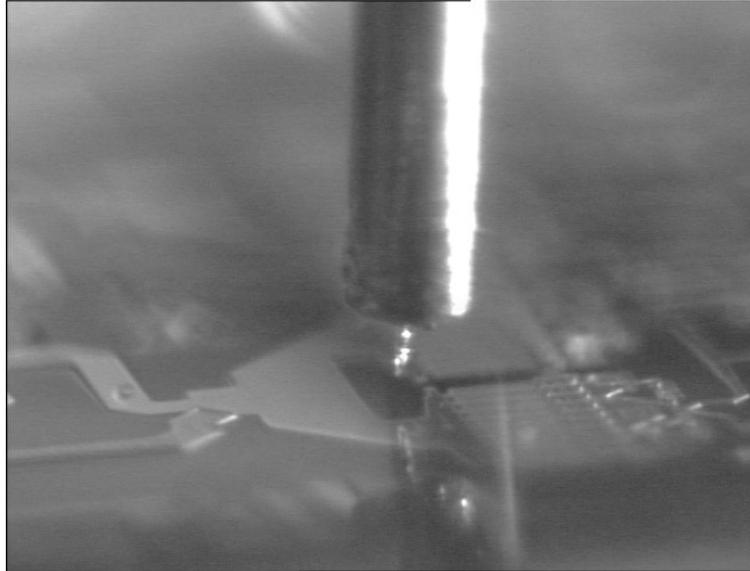


Bild 3.4: Mikroskopbild während einer *E*-Feld-Messung.

die beiden tangentialen magnetischen Feldverteilungen mit Hilfe von Nahfeldsonden in dem vorgegebenen Messraster (siehe Abb. 3.5 links) erfasst. Dazu ist die magnetische Feldsonde einmal um möglichst exakt 90° zu drehen. Dies erfordert eine Sondenhalterung, die nach Möglichkeit nur diese beiden zueinander senkrechten Stellungen zulassen sollte. Die Entscheidung, ob man „scannt“ oder „steppt“¹, hängt davon ab, ob die Messdauer an einem Messpunkt (bestimmt durch den verwendeten VNA) kurz oder lang verglichen mit der Fahrzeit zwischen zwei Messpunkten ist. Die Feldsonden sind zuvor in ihrer Position anhand eines Referenzpunktes zu kalibrieren (siehe Abb. 3.5 rechts). Die Genauigkeit dieser Positions-Kalibration sollte besser als der Messabstand über dem Chip und damit besser als die angestrebte Auflösung der Messung sein (z.B. $2 \dots 3 \mu\text{m}$). Hierbei sollten auch Form und Größe der Sonden berücksichtigt werden, damit Kollisionen vermieden werden können.

Bei dieser Nahfeldabtastung wird die Testschaltung gespeist und das Ausgangssignal der Antennenverstärker aufgezeichnet, um daraus die Feldstärkewerte bestimmen zu können.

3.2.2 Numerische Verarbeitung

Bei der Messung werden im ersten Schritt S-Parameter erfasst, die erst anhand von Kalibrationsdaten der Sonden (siehe effektive Länge und Höhe in Abschnitt

¹Unter *scannen* versteht man die Messwertaufnahme bei fahrendem Sensor. Beim *steppen* wird der Sensor zur Messwertaufnahme im gewünschten Messpunkt angehalten.

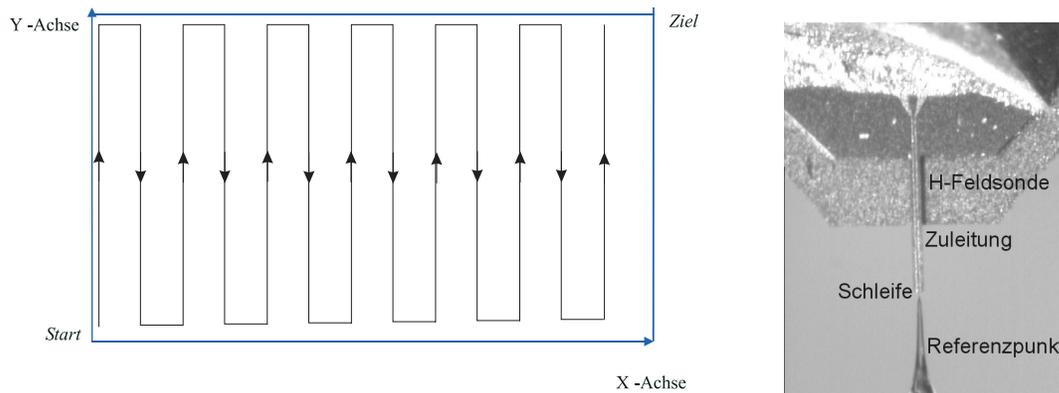


Bild 3.5: Beispiel für den Weg der Sonden während der Messung zum Abtasten des Feldes (links) und Mikroskopbild der Referenzposition mit einer H-Feldsonde (rechts).

2.2) in die Feldstärkewerte umgerechnet werden können. Zur Kalibration bzw. zur Messung der effektiven Länge und Höhe wird in Abschnitt 5.3 die Methodik und die zugehörige Technik vorgestellt.

Liegen alle drei Nahfeld-Komponenten vor, so lässt sich daraus und aus der Kenntnis der Kenngrößen des vorliegenden Substrats mit einer dafür entwickelten inversen Feldtransformation die so genannte äquivalente Strom- und Ladungsverteilung auf der Testschaltung ermitteln.

3.2.3 Auswertung

Zur Auswertung dieser gemessenen und numerisch verarbeiteten Daten bieten sich verschiedene Konzepte an. Der Bauteil- und Schaltungs-Entwickler kann aus dem messtechnisch gewonnenen Signalfuss qualitativ und quantitativ Abweichungen vom gewünschten Verhalten ablesen. Zur komfortablen Auswertung eignen sich auch animierte Visualisierungen der Signalflüsse oder auch deren Schnittbilder. Ein erfahrener Entwickler wird auch bei dem Anwendungsfall „Prototypentest und Suche nach Fehlerquellen bzw. Störstellen“ bereits optisch erkennen können, wo ein Problem aufgetreten ist.

Diese bisher überblicksartige Darstellung der „Erweiterten Messtechnik“ bedarf nun der Vertiefung und detaillierteren Beschreibung. Dies soll in den sich anschließenden Kapiteln getrennt nach den Themenbereichen „Numerische Verarbeitung“ zur felddtheoretischen Auswertung, „Aktive Nahfeldsonden“ zur Feldmessung und „Topographieabtastung“ zur Berücksichtigung der Schaltungsstruktur ausgeführt werden.

Der Aufbau eines Prototypen des Messsystems erfolgte im Rahmen eines Forschungsprojektes der Europäischen Union (siehe [30] und [116]) in Zusammenarbeit mit dem *Physics Department of Trinity College Dublin*, der *NanoWorld AG in Erlangen* und der Firma *Thales Microwave in Massy*.

Kapitel 4

Numerische Verarbeitung

In Abschnitt 2.1.2 wurde — anhand der Fälle einlagiger Substrate und des Freiraumes — durch analytische Bestimmung der Greenschen Funktionen im Fourier-Bessel-transformierten Spektralbereich der Zusammenhang zwischen den Quellen als Ursache und den Feldern als Wirkung abgeleitet sowie das inverse Problem zur Bestimmung der Quellen aus den Feldern und den Greenschen Funktionen vorgestellt. Die numerische Umsetzung der Rücktransformation der Greenschen Funktion in den Ortsbereich und die Lösung des inversen Problems unter Berücksichtigung von Messfehlern soll hier vorgestellt werden.

4.1 Fourier-Bessel-Rücktransformation

Zur Rücktransformation der Fourier-Bessel-Transformation aus dem Spektralbereich in den Ortsbereich ist das linke Integral in Gl. (2.13) auf Seite 17 zu lösen. Dabei tritt nicht nur die Schwierigkeit der numerischen Integration von Null bis Unendlich auf, sondern auch der Integralkern besitzt, verursacht durch die Besselfunktion $J_0(\rho k_\rho)$, stark oszillierende Terme. In der Literatur [89] findet man zur Lösung dieses Problem eine Reihe von Verfahren, die mit diesen primären Randbedingungen zurecht kommen.

4.1.1 Numerische Integrationsmethoden

In der Numerik bezeichnet man Algorithmen zur Integration als so genannte Quadratur-Verfahren (siehe [119]), die überwiegend auf der Simpson-Regel und dem Newton-Cotes Verfahren beruhen. Dabei wird das geschlossene Integral einer Funktion $f(x)$ mit den Intervallgrenzen a und b gleichgesetzt mit

$$\frac{(b-a)}{2}(f(a) + f(b)).$$

Dies trägt der Tatsache Rechnung, dass ein Integral über eine Funktion immer zugleich der Fläche unter dieser Funktion entspricht und man diese einfach durch

eine mittlere Fläche annähert. Ist die Funktion in diesem Bereich linear, stimmt diese Näherung exakt. Daraus entwickelten sich eine Reihe von Verfahren, die eine nichtlineare Funktion solange in (meist äquidistante) Intervalle unterteilen, bis sie stückweise linear aufgefasst werden kann und man diese Intervalle mit zunehmender Genauigkeit numerisch integrieren kann. Darauf aufbauend gehen weitere Verfahren zu einer Approximation höherer Ordnung über. Hervorzuheben sind dabei das Romberg-Verfahren, die Gauss-Lobatto-Quadratur und die Quadratur nach Gander und Gautschi [31]. Unter den Begriffen NAG (engl. Numerical Analysis Group) und QUADPACK [87] findet man auch im Internet (siehe <http://www.nag.com> oder <http://www.netlib.org>) die neuesten Entwicklungen im Bereich der numerischen Integration als Funktions-Bibliotheken zusammengefasst. Die Integrationsgrenze Unendlich wird entweder durch eine Substitution in eine endliche überführt und damit genaugenommen ein anderes Integral gelöst (z.B. Sattelpunktmethode [29], [45] und [112]), oder bei konvergierenden Funktionen wird die Integration so lange bis gegen Unendlich fortgesetzt, bis weitere Intervalle keinen wesentlichen Beitrag mehr liefern und der Algorithmus mit vertretbar kleinem Fehler abgebrochen werden kann. Ziel bei der numerischen Integration ist es dabei immer, die Anzahl der Funktionsauswertungen $f(x_i)$ zu minimieren. Es sollte jedoch die zu integrierende Funktion zuvor analysiert werden, um damit ein geeignetes Verfahren konzipieren zu können.

4.1.2 Funktions-Analyse zur Integration

Betrachtet werden die Gleichungen (2.18) und (2.19) unter Berücksichtigung der Abkürzungen in Gl. (2.16) und dem zu lösenden Integral (2.13). Es ergeben sich im Wesentlichen drei Randbedingungen. Bei einer ist der Funktionswert für $\rho = 0$ unabhängig von der stark oszillierenden Bessel-Funktion berechenbar. Diese Situation wird immer auftreten. Die beiden übrigen Situationen treten alternativ auf, d.h. nur einer der zwei Fälle wird zu lösen sein.

Vorausgesetzt, die Messhöhe z_{mess} korrespondiert mit dem Messraster Δx , dann müssen auch die Werte der Greenschen Funktionen zumindest im Raster Δx berechnet werden, um für jeden Messpunkt die Greensche Funktion bereitstellen zu können. Die Größe u_0 hat bereits im Freiraumfall einen entscheidenden Wert $k_\rho = \beta_0$, bei dem u_0 von reell nach imaginär wechselt. Anschaulich beschreibt dies den Übergang des gedämpften Nahfeldes zum Fernfeldfall.

Im Fall kleiner Werte von ρ geschieht dieser Übergang für kleine Argumente der Besselfunktion. Dieser Wertebereich kleiner Argumente ist also entscheidend für den Realteil der Greenschen Funktion und muss entsprechend sorgfältig integriert werden. Näherungen sollten dabei entsprechend vermieden werden.

Im anderen Fall führen grosse Werte von ρ ebenso zu großen Argumenten der Besselfunktion bei dem beschriebenen Übergang. Die Besselfunktion $J_0(\rho k_\rho)$ kann hierbei generell durch eine Näherung für große Argumente ρk_ρ nach [68] ersetzt werden. Dies führt bei [103], [45] und [112] zur Lösung mittels Sattelpunktmetho-

Gemittelte Rechenzeit je Messpunkt

Messhöhe \ Frequenz	3 GHz	5 GHz	7 GHz
5 μm	36 s	37 s	37 s
10 μm	22 s	22,4 s	22,6 s
15 μm	15,4 s	15,6 s	16 s
20 μm	11,6 s	11,8 s	12,2 s
25 μm	9,4 s	9,8 s	9,8 s
30 μm	8 s	8,2 s	8,6 s

Tabelle 4.1: Rechenzeitvergleich der Fourier-Bessel-Rücktransformation je Messpunkt als Funktion der Frequenz und der Messhöhe auf einem Intel Pentium III mit 700MHz.

de; was aber unter den gegebenen Bedingungen des ersten Falles nicht anwendbar ist, sondern nur im zweiten Fall.

Die erforderliche Genauigkeit spiegelt sich bei den gegebenen Parametern in einem erhöhten Rechenaufwand wider, da die Besselfunktion mit ihren Nullstellen exakt zu berücksichtigen ist.

Eine exemplarisch Rechenzeitauswertung für ein typisches Substrat mit $h = 0,635$ mm, $\varepsilon_r = 10,8$ und $\tan \delta_\varepsilon = 0,0024$ verdeutlicht für die Variation der Parameter Messhöhe z_{mess} und Frequenz f den Aufwand dieser numerischen Rücktransformation (in Tabelle 4.1). Dabei wurde die gesamte Rechenzeit für eine Reihe von 301 Messpunkten vom Abstand $0 \cdot \Delta x$ bis $300 \cdot \Delta x$ mit $\Delta x = 5 \mu\text{m}$ gemittelt. Die oben erwähnte Sattelpunktmethode zeigt sich beispielsweise im Wertebereich von $z_{mess} > 1$ mm und $f < 1$ GHz sehr effizient, kann hier im gegebenen Fall jedoch nicht zum Einsatz kommen. Das hier verwendete Verfahren erzielt bei einer vergleichbaren Rechnung mit $z_{mess} = 3$ mm und $f = 300$ MHz eine gemittelte Dauer von deutlich schnelleren 1,6 s je Messpunkt auf, welche mittels Sattelpunktmethode noch deutlich verbessert werden kann.

Eine alternative Analyse in [15] für diesen Fall weist ebenso auf dieses charakteristische Verhalten der Rücktransformation hin und kommt zu dem gleichen Ergebnis. Da zudem eine Konvergenz des Integralkerns für große Argumente nachgewiesen werden kann [15], lässt sich die obere Grenze Unendlich, wie zuvor erwähnt, durch einen Abbruch mit vertretbarem Fehler behandeln.

4.1.3 Anwendungsspezifische Integration

Basierend auf den im vorangegangenen Abschnitt gewonnenen Erkenntnisse entstand eine auf diese Anwendung optimierte Integrationsmethode. Diese Methode profitiert von einer initialen Unterteilung des Integrationsintervalles anhand der bekannten bzw. berechenbaren Nullstellen des Integralkernes. Ein rekursiv arbeitender Algorithmus unterteilt dann jedes Intervall solange weiter, bis jedes für

sich durch weitere Unterteilung nicht mehr genauer numerisch integriert werden kann. Singularitäten können dabei dahingehend Probleme bereiten, dass der Algorithmus zwar das Integral mit vertretbar kleinem Fehler lösen kann, aber mehr Rechenzeit beansprucht. Diese Berechnungen müssen für jeden gewünschten Wert ρ grundsätzlich neu erfolgen. Da aber sehr viele solcher aufwändiger Berechnungen von der notwendigen Segmentintegration¹ verursacht werden, nutzt man hier die Möglichkeit der Interpolation. Es werden nur für so viele Werte ρ Rücktransformationen direkt berechnet, wie es anschließend für eine Interpolation für die Werte dazwischen sinnvoll ist. Damit gleicht man den Mehraufwand durch die hohe Anzahl von Funktionsauswertungen bei der Rücktransformation eines Wertes weitestgehend wieder aus. Ergebnis ist ein rechenzeitoptimiertes und auf diese Anwendung zugeschnittenes Integrationsverfahren, das die — in weiten Wertebereichen — (auf Fließkomma-Genauigkeit) exakte Lösung der Fourier-Bessel-Rücktransformation mit anschließender Segmentintegration ermöglicht. Dies soll anhand von zwei Beispielen demonstriert werden.

4.1.4 Beispiele

Die Beispiele stellen jeweils die analytische Lösung neben die Lösung der numerischen Rücktransformation eines Substrates mit Materialeigenschaften, die dem Freiraum entsprechen. Da man in diesem speziellen Fall auch mit Hilfe der Spiegelungsmethode (siehe [64]) eine Massefläche analytisch berücksichtigen kann, ist es sinnvoll, diese beiden Fälle zur Validierung zu nutzen.

4.1.4.1 Freiraum

Die analytische Lösung der Greenschen Funktionen sind in Abschnitt 2.1.2 gegeben, und da sich die Greenschen Funktionen für die normale elektrische und die tangentialen magnetischen Feldkomponente nur durch einen konstanten Faktor unterscheiden, wird hier nur die Greensche Funktion zur Verkopplung des Stromes mit einer (dazu senkrechten) tangentialen magnetischen Feldkomponente in Abb. 4.1 angegeben. Dabei wird getrennt der Realteil und der Imaginärteil betrachtet und die numerische Rücktransformation von Gl. (2.19) mit dem analytischen Ergebnis von Gl. (2.20) verglichen.

4.1.4.2 Massefläche im freien Raum

Fügt man dem Freiraum-Beispiel eine Massefläche in der Höhe $-h$ unter der Quelle im Ursprung hinzu, so lassen sich die analytischen Lösungen mit

$$\underline{G}_{\text{Masse}}(\rho, z, h) = \underline{G}_{\text{Freiraum}}(\rho, z) - \underline{G}_{\text{Freiraum}}(\rho, z - 2h)$$

¹Die Quellen werden, wie in Abschnitt 2.1.2 erwähnt, nicht punktförmig angesetzt, sondern verteilen sich kontinuierlich zwischen den Messraster-Punkten.

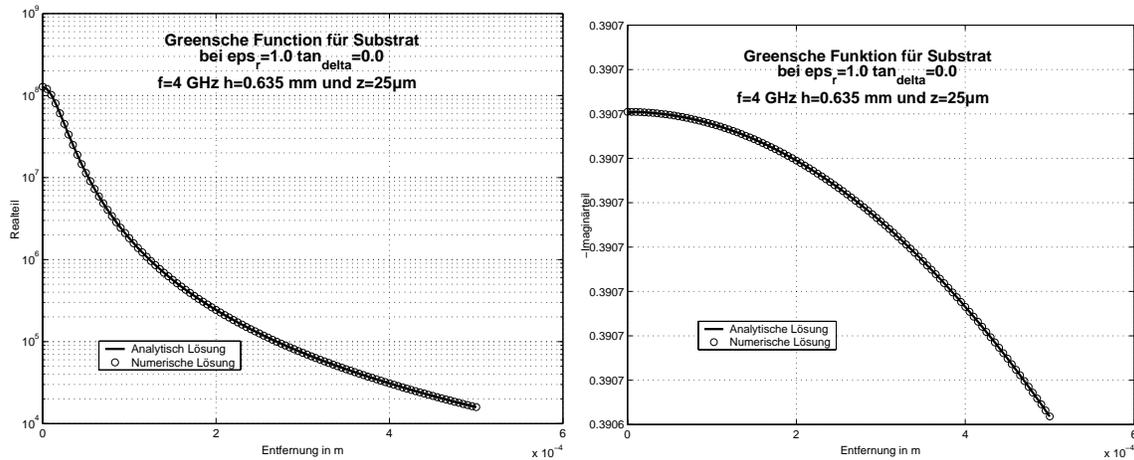


Bild 4.1: Greensche Funktion des Freiraumes analytisch und numerisch berechnet; Realteil (links) und Imaginärteil (rechts).

einfach bestimmen. Vergleicht man diese Lösung dann wieder mit der Rücktransformierten von Gl. (2.18), so ergeben sich exemplarisch nach Realteil und Imaginärteil getrennt die Ergebnisse in Abb. 4.2.

4.1.4.3 Interpretation

In allen Fällen ist die Übereinstimmung besser als 0,1%, meist sind die Werte besser als 0.001% bestimmt worden.

Damit lassen sich auch zuverlässig reale Substrate mit und ohne Massefläche und reale Werte von ϵ_r und dem Verlustwinkel $\tan \delta_\epsilon$ bestimmen.

Die Zahl der bei der Integration berücksichtigten Nullstellen (sie wurden zuvor mit MAPLE auf 10-12 Stellen Genauigkeit berechnet und abgespeichert) der Besselfunktion hängt von der jeweiligen Konfiguration ab, im Mittel sind es aber um die 100-200 Nullstellen. Weitere Nullstellen des Integralkernes kommen natürlich durch die übrigen Funktionsterme hinzu.

Implementiert sind die Algorithmen und Verfahren mit MATLAB in Form einer Funktionsbibliothek, die je nach Bedarf unter der MATLAB-Oberfläche oder z.B. aus einem anwendungsspezifischen Messprogramm heraus über dynamische Funktionsbibliotheken (so genannten dynamic linked libraries, kurz DLL) verwendet werden können. Vorteil dabei ist die komfortable Entwicklungs- und Validiermöglichkeit unter MATLAB und die Möglichkeit der Benutzung von rechenzeit-optimierten DLLs bei der späteren Anwendung.

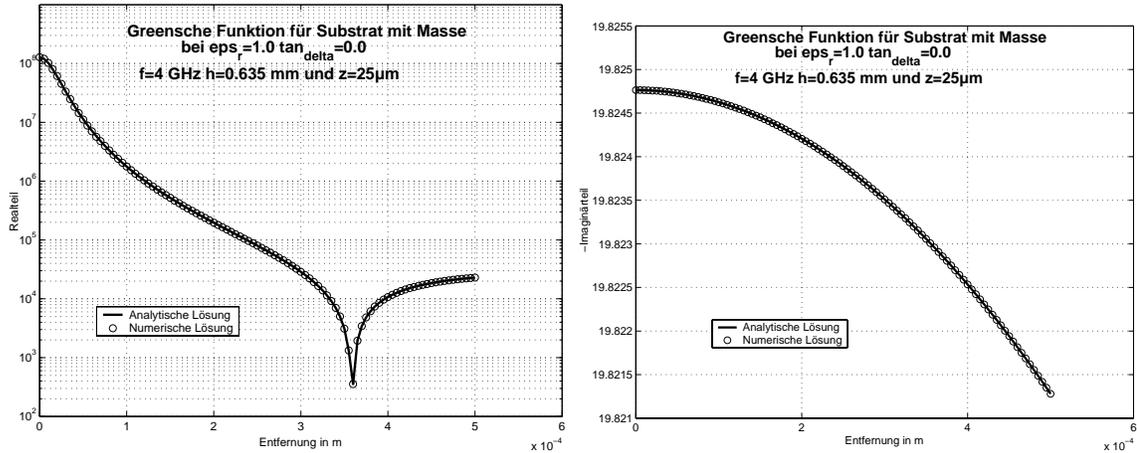


Bild 4.2: Greensche Funktion des Freiraumes mit Massefläche analytisch und numerisch berechnet; Realtell (links) und Imaginärteil (rechts).

4.2 Inverse Feldtransformation

Betrachtet man die Strukturen der Oberfläche in Kombination mit der Messebene (siehe Abb. 4.3), in der die Feldverteilung aufgenommen wird, so wird man vor die Frage gestellt, ob es zulässig ist, diese bei der numerischen Verarbeitung als eben (siehe Abb. 2.4 auf Seite 22) zu modellieren und zu behandeln. Es ist

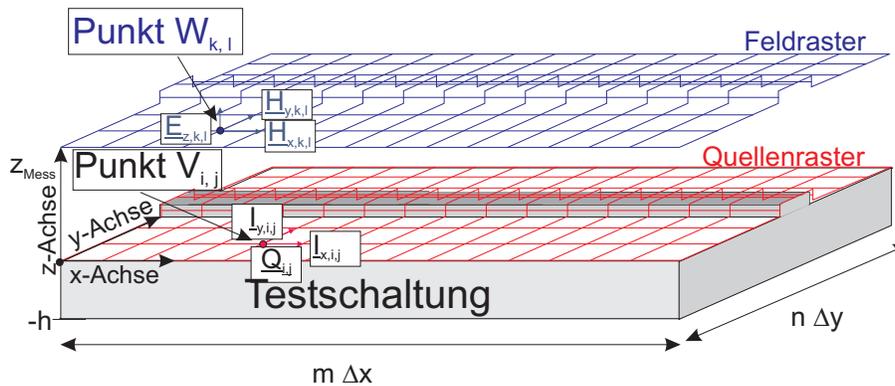


Bild 4.3: Realistisches Modell einer Feldabtastung oberhalb der Testschaltungs-Strukturen.

verständlich, dass der Fehler auf Grund einer glatten Näherung mit zunehmender Messhöhe z_{mess} kleiner wird. Nähert man sich dagegen sehr stark an die Oberfläche an, so wird zunehmend nur die lokale Umgebung dieses Messpunktes eine

Rolle spielen. Hat die Schaltung eine hohe Dynamik im Signalpegel, so können sehr starke Pegel, die etwas weiter entfernt sind, an einem Ort mit niedrigem Pegel die Messung beeinflussen. Die Größe des lokalen Bereiches, den man in diesem Fall zu berücksichtigen hat, hängt somit von dieser Dynamik ab. Die Greenschen Funktionswerte nehmen (bei zunehmendem seitlichen Abstand) stark ab. Diese Abnahme ist umso stärker, je kleiner die Messhöhe über der Schaltung ist. Im Grenzfall — dieser sei *punktorientiert* genannt — wird man nur noch den Ort unter einem Messpunkt als Quelle berücksichtigen müssen. Das Überkoppeln des Signales bewirkt dann zugleich eine starke Rückwirkung auf die Testschaltungsfunktionalität. Es wurde bereits erwähnt, dass im Bereich zwischen planarem Ansatz und diesem *punktorientiertem* Grenzfall ein Ansatz, z.B. mit Finiten Elementen, sinnvoll ist, dies aber ein exaktes Modell mit genauer Kenntnis von den Materialien und ihrer Ortsverteilung auf dem Substrat voraussetzt. Das Vorgehen im Fall des planaren Ansatzes wird nachfolgend beschrieben.

4.2.1 Numerische Lösungsverfahren inverser Probleme

Ausgehend von dem zu lösenden Gleichungssystem $\vec{A}\vec{x} = \vec{b}$, wie es in Abschnitt 2.1.3 beschrieben wurde, bildet dieses inverse Problem eine komplexe mehrdimensionale Optimierungs-Aufgabe, bei dem die Fehlerfunktion nicht analytisch bekannt ist, sondern punktweise bestimmt werden muss. Insbesondere lassen sich damit weder die Ableitungen der Fehlerfunktion noch ihre Minima und Maxima direkt analytisch bestimmen (siehe auch [3], [10] und [19]). Da, wie in Abschnitt 2.1.3 erwähnt, das Matrix-Vektor-Produkt mittels Faltung und diskreter zweidimensionaler Fourier-Transformation in eine Matrixelement-Multiplikation überführt wurde, können nur (iterativ arbeitende) so genannte indirekte Verfahren angewendet werden. Neben den stochastischen Verfahren (Monte-Carlo, Differential Evolution, Simulated Annealing, ...) und den originären iterativ arbeitenden Methoden (Least-Square, ...) zur Optimierung haben sich verschiedene Abwandlungen der Konjugierten Gradienten Methode (engl. conjugate gradient method, kurz CGM [101]) am geeignetsten erwiesen, schlecht gestellte, inverse Problem stabil zu lösen und die Anzahl der Iterationen zur Lösungsfindung gering zu halten². Eine wichtige Rolle bei der Optimierung spielt die Initialisierung zur Beschleunigung, wobei diese Optimierungsverfahren auch eine Null-Initialisierung beherrschen.

²Die numerisch stabilsten und universellsten CG Methoden sind, neben den sehr einfachen Verfahren CGNR (conjugate gradient normal equation residual) und CGNE (conjugate gradient on normal equation), die CGS (conjugate gradient squared method) und die BiCGStab (biconjugate gradient stabilized). Diese Verfahren sind in der Literatur ausführlich beschrieben und z.T. in MATLAB zur Verwendung mit einem Operator implementiert.

4.2.1.1 Initialisierung

Zum Einen weicht die gegebene Problemstellung vom einfachen punktorientierten Fall nur geringfügig ab, so dass bei einer primitiven Matrix-Vektor-Darstellung die Matrix mit den Einträgen der Greenschen Funktionswerte nahezu eine Diagonalmatrix darstellt (beim *punktorientierten* Fall ist dies gegeben, siehe Gl. (4.1)), zum Anderen soll ja auch dieser Fall untersucht werden. Daher bietet es sich an, zu Beginn immer diese *Punktorientierung* als Initialisierung anzusetzen und das Ergebnis dafür aus

$$\begin{pmatrix} \frac{\underline{H}_{i,j,x}}{\underline{H}_{i,j,y}} \\ \underline{E}_{i,j,z} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \int_{\rho=0}^{\Delta y} \underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z, h) d\rho & 0 & 0 \\ 0 & - \int_{\rho=0}^{\Delta x} \underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z, h) d\rho & 0 \\ 0 & 0 & \underline{G}_{zz}^{EQ}(\rho, z, h) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_{i,j,y} \\ \underline{I}_{i,j,x} \\ \underline{Q}_{i,j} \end{pmatrix} \forall i, j \quad (4.1)$$

durch einfache elementweise Inversion zu gewinnen

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_{i,j,y} \\ \underline{I}_{i,j,x} \\ \underline{Q}_{i,j} \end{pmatrix} = \vec{x}_0 = \begin{pmatrix} 1 \\ \int_{\rho=0}^{\Delta y} \underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z, h) d\rho \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ - \int_{\rho=0}^{\Delta x} \underline{G}_{xy}^{HI}(\rho, z, h) d\rho \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ \underline{G}_{zz}^{EQ}(0, z, h) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{H}_{i,j,x} \\ \underline{H}_{i,j,y} \\ \underline{E}_{i,j,z} \end{pmatrix} \forall i, j. \quad (4.2)$$

Die darin gegebenen Einträge $\underline{G}_{xy}^{HI}(0, z, h)$ sollen dabei schon die Segmentintegration berücksichtigen. Das Ergebnis ist damit eine Umrechnung der Pegelverteilung in den Feldstärkewerten in eine Pegelverteilung im Signalfuss. Es findet

dabei keine „Schärfung“ des Bildes statt. Dies geschieht erst durch die Optimierung (im Zuge der inversen Feldtransformation) mittels CGM.

4.2.1.2 Methode der Konjugierten Gradienten

Bei der inversen Feldtransformation durch die Methode der konjugierten Gradienten berechnet man (nach [35] oder [109]) iterativ von einem Startwert aus neue Schätzwerte für den Lösungsvektor. Angewendet auf die normalisierte³ Gleichung wird aus der so genannten adjunkten Matrix — durch die konjugiert komplex transponierte Matrix angenähert — in Richtung des größten Gradienten ein neuer Schätzwert gesucht. Wie weit das Verfahren in diese Richtung „sucht“ ist dann u.a. abhängig vom noch vorhandenen Fehler. Das originale Verfahren eignet sich allerdings nicht bei Problemen, die stark mit Messfehlern behaftet oder von der Dimension zu gross sind [72].

4.2.1.3 Regularisierung mittels L-Kurve

Bereits Tikonov (siehe [118] oder [36]) hatte die Idee, durch Hinzufügen (oder Abziehen) von wohldefiniertem „Rauschen“ zu (oder von) den Messdaten (zur Kompensation der eigentlichen Messfehler) eine Art von Glättung des Ergebnisses erzielen zu können. Das Rauschen muss allerdings so angepasst werden, dass es dem in der Messung vorhandenen Rauschen sehr ähnlich ist und dieses im Mittel entsprechend reduziert. Aus der Messung ist in der Regel der mittlere Rauschpegel bekannt und lässt sich für dieses Verfahren verwenden. Umgekehrt kann man die Regularisierung auch als Filterung der spektral höherfrequenten Anteile ansehen, um damit insbesondere das immanente Rauschen zu filtern. Dies setzt voraus, dass die höherfrequenten Anteile maßgeblich vom Rauschen herrühren. Nähere Ausführungen hierzu findet man u.a. in [112]. Dieses Vorgehen spiegelt sich dann darin wider, dass in der Iteration k nicht mehr die Lösung der Gleichung

$$\min (|\vec{A}\vec{x}_k - \vec{b}|^2)$$

gesucht wird, sondern die Lösung von

$$\min (|\vec{A}\vec{x}_k - \vec{b}|^2 + \lambda^2 \|L(\vec{x}_k - \vec{x}_0)\|^2). \quad (4.3)$$

Die Abbildungsfunktion $L(\vec{x})$ ist dabei meist die Multiplikation mit der Einheitsmatrix bzw. einer diskreten Näherung des Differentialoperators und λ der den Rauschpegel bestimmende Parameter. Es ist (nach [40], [41] und [42]) möglich, bei Problemen, die mit direkten Verfahren lösbar sind, den optimalen Parameter λ_{opt} mit Hilfe der Singulärwert-Zerlegung der Matrix zu bestimmen.

³Darunter versteht man die mit der adjunkten Matrix multiplizierte Gleichung.

Es handelt sich bei λ_{opt} um den Wert, bei dem die doppelt-logarithmische Darstellung des über der Residuenorm $\log(\|\vec{A}\vec{x}_k - \vec{b}\|^2)$ aufgetragenen Maßes für die Glättung $\log(\|\vec{x}_k - \vec{x}_0\|^2)$ gerade im Knickpunkt einer L-Kurve liegt.

Bei indirekten Verfahren ist dieser Knickpunkt iterativ zu bestimmen, indem man das Verfahren solange iterieren lässt, bis sich die L-Kurve ausgeprägt hat und man den Punkt (dieser entspricht der Iteration k mit Lösungsvektor $\|\vec{r}_k\|$), der am dichtesten unterhalb des Knicks liegt, zur Lösung heranzieht. Dies ist in Abb. 4.4 dargestellt. In der Praxis werden bei der Initialisierung

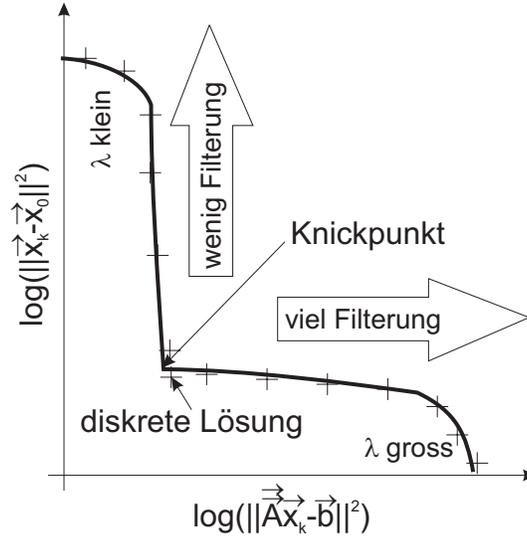


Bild 4.4: L-Kurve zur iterativen Bestimmung des Regularisierungsparameters bei der inversen Feldtransformation.

$$\begin{array}{ll}
 \vec{x}_0 & \text{mit} \\
 & \text{dem 0-ten Defekt} \\
 k = 0 & \text{das 0-te Residuum} \\
 \text{und} & \text{die 1. Suchrichtung}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{ll}
 \vec{A}\vec{x}_0 & \approx \vec{b} \\
 \vec{d}_0 & = \vec{b} - \vec{A}\vec{x}_0 \\
 \vec{r}_0 & = \vec{A}^* \vec{d}_0 \\
 \vec{s}_1 & = \vec{r}_0
 \end{array}$$

⁴ bestimmt und anschließend iterativ für $k = 1, 2, \dots$ die Ausdrücke

$$\begin{array}{ll}
 k & = k + 1 \\
 \alpha_k & = \frac{\|\vec{r}_{k-1}\|^2}{\|\vec{A}\vec{s}_k\|^2} & \vec{x}_k & = \vec{x}_{k-1} + \alpha_k \vec{s}_k \\
 \vec{d}_k & = \vec{d}_{k-1} - \alpha_k \vec{A}\vec{s}_k & \vec{r}_k & = \vec{A}^* \vec{d}_k \\
 \beta_k & = \frac{\|\vec{r}_k\|^2}{\|\vec{r}_{k-1}\|^2} & \vec{s}_{k+1} & = \vec{r}_k + \beta_k \vec{s}_k
 \end{array}$$

⁴Defekt bezeichnet den Fehler oder die Sollwertabweichung

wiederholt gebildet, bis z.B. ein Spline-Verfahren den Knick detektiert hat. Hierzu kann man auch die normalisierten Gleichung

$$\min (|\vec{\underline{A}}^* \vec{\underline{A}} \vec{x}_k - \vec{\underline{A}}^* \vec{b}|^2)$$

in der L-Kurve darstellen und den Knickpunkt darin detektieren.

Es sind pro Iteration also zwei Funktionsaufrufe notwendig, einmal mit der adjunkten Matrix $\vec{\underline{A}}^*$ und einmal mit der originalen Matrix $\vec{\underline{A}}$.

4.2.2 FFT-beschleunigter CG-Algorithmus

Es wurde in Abschnitt 2.1.3 bereits erwähnt, dass sich mit Hilfe der Faltung und der diskreten 2D-Fourier-Transformation der Algorithmus wesentlich beschleunigen lässt (siehe [18], [110] und [111]). Vergrößert man noch zusätzlich die Matrizen auf $N \times N$ — N ist eine 2er Potenz—, so kann man die diskreten 2D-Fourier-Transformationen in dem schnelleren FFT-Algorithmus (siehe [89]) implementieren. Zu beachten ist dabei nur die Reihenfolge der Operationen. So lässt sich zwar die Kontinuität in den Spektralbereich transformieren, die im CG-Algorithmus enthaltene adjunkte Matrix ist hingegen im Ortsbereich zu bilden da diese Abbildungen nicht kommutativ sind.

4.2.3 Beispiele

Zur Validierung dieser Verfahren empfehlen sich berechnete Daten, gegebenenfalls mit künstlich hinzugefügtem Rauschen. In dem anschließend vorgestellten Test wurde mit dem Programm FEKO (siehe [28]) eine aus zwei Rahmen bestehende Drahtantenne der Größe 3×2 mm modelliert und die Nahfelder $z_{mess} = 100 \mu\text{m}$ über der Drahtstruktur in 101×101 Punkten mit einem $\Delta x = \Delta y = 100 \mu\text{m}$ Raster gerechnet.

Die sich in der Drahtschleife einstellende Stromverteilung bei $f = 18,75$ GHz ist in Abb. 4.5 dargestellt. Übergibt man nun die berechneten Nahfeldverteilungswerte dem Algorithmus zur Bearbeitung, so ergibt sich das in Abb. 4.6 dargestellte Ergebnis für die Stromverteilung.

4.2.3.1 Interpretation

Die Struktur sowie die Werte der Strombelegung werden hinreichend genau bestimmt. Die Stromverteilung kann zwar nicht exakt nachbilden, dass nur am Ort der Schleifen Ströme fließen können und sonst der Strom Null sein muss, die erreichte Dynamik kompensiert dies jedoch ausreichend.

Im praktischen Einsatz wird man gemessene Nahfeldaten in die Signalflussverteilung umrechnen wollen, so dass die dazu notwendigen aktiven Nahfeldsonden und ihre Kalibration im nachfolgenden Kapitel 5 beschrieben werden.

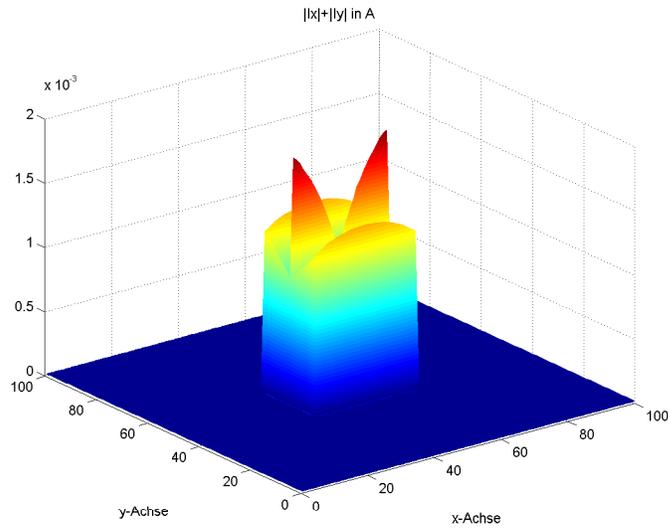


Bild 4.5: Ursprüngliche Stromverteilung nach FEKO.

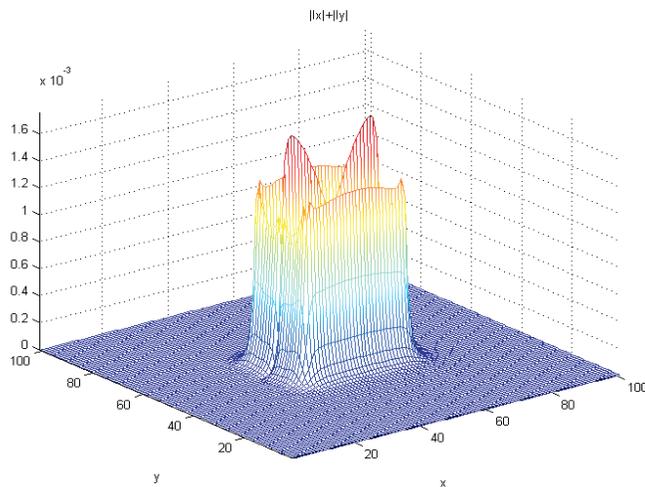


Bild 4.6: Ergebnis der Validierung für die Stromverteilung.

Kapitel 5

Aktive Nahfeldsonden

Im Rahmen dieser Arbeit wurden aktive Feldsonden speziell zur Messung der Feldverteilung dicht (ca. $10\ \mu\text{m}$) über Leistungsverstärker-MMICs entwickelt. Diese sollen entweder im S- oder im C- Band bei einer Leistung von $2 \dots 4\ \text{W}$ arbeiten. Für beide Arten von Feldsonden (elektrisch und magnetisch) gliedert sich

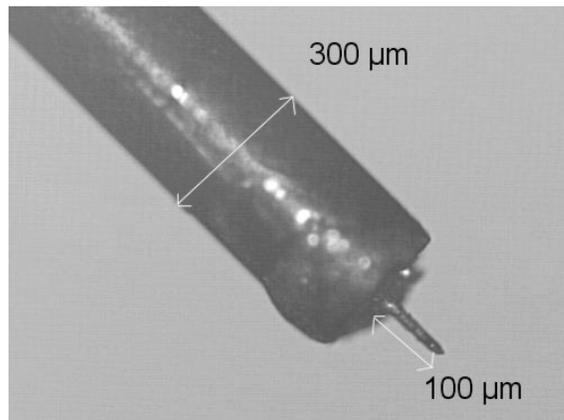


Bild 5.1: Mikroskopbild der realisierten *E*-Feldsonde.

die folgende Beschreibung in die wirksamen „Antennen“, ihre Modellierung zur numerischen Behandlung, in das Konzept, die Umsetzung der Antennenverstärker und deren Charakterisierung sowie in die Methoden der Kalibrierung.

5.1 Elektrische Feldsonden

Die Feldsonde zur Messung der Normalkomponente des elektrischen Nahfeldes über den Chips besteht aus einer miniaturisierten koaxialen Monopol-Antenne und einem dafür entwickelten Anpassungsverstärker.

5.1.1 Der Miniatur-Monopol

Hergestellt wurde dieser Miniatur-Monopol vom Team um Dr. Shvets am *Physics Department des Trinity College in Dublin* (siehe [79]) durch einen herausragenden Innenleiter eines koaxialen Kabels. Den Außenleiter bildet ein $3500 \mu\text{m}$ langes Stahlröhrchen mit dem Außendurchmesser $D_1 = 300 \mu\text{m}$, und einem Innendurchmesser $d_1 = 150 \mu\text{m}$. In dieses Stahlröhrchen eingeschoben ist ein Glasröhrchen mit dem Außendurchmesser $D_2 = 100 \mu\text{m}$ und dem Innendurchmesser $d_2 = 40 \mu\text{m}$ (siehe Abb. 5.2 links). Den Innenleiter realisiert man durch Einschieben eines glasummantelten Kupferdrähtchens der Stärke $8 \mu\text{m}$. Die Ummantelung der Stärke $2 \mu\text{m}$ führt dann nicht nur zur gesamten Stärke $12 \mu\text{m}$, sondern auch zu einer mechanischen Stabilisierung des Kupferdrähtchens, das sonst zum Verwinden neigen würde. Diese Konstruktion wird mechanisch wie elektrisch dadurch fixiert, dass man z.B. Silberleitlack an den Enden anbringt. Die Menge muss so dimensioniert werden, dass keine Kurzschlüsse entstehen und dennoch eine „Schliessung“ der Schirmung und eine Befestigung der Konstruktion erfolgt. Eine besondere Schwierigkeit dieser Anordnung bietet die Aufgabe des „Ablängens“, da auf beiden Seiten der Innenleiter erst nach dem Befestigen zurechtgeschnitten werden kann. Das rückseitige Ende zum Fixieren und Anschließen der Sonde an den Sondenverstärker erfordert nicht nur ein Ablängen, sondern auch ein Entfernen der Glasummantelung. Das Ergebnis ist in Abb. 5.1 zu sehen (siehe auch [32]).

5.1.1.1 Numerisches Modell

Um einen Eindruck davon zu bekommen, welche Eigenschaften dieser koaxiale Monopol besitzt, lässt er sich in zwei Bereiche unterteilen, die dann nach den Methoden aus Abschnitt 2.1.1 numerisch mit FEKO und MDS (siehe [76]) behandelt werden können. Das Verhältnis von $2 \mu\text{m}$ zu $3500 \mu\text{m}$ (aus Abb. 5.2 und vorigen Abschnitt zu entnehmen) macht die Größenverhältnisse und die Strukturfeinheit deutlich, die man unter Berücksichtigung der Materialien und deren Verteilung eigentlich nur mit den Methoden der Finiten Elemente sinnvoll modellieren kann. Um diese Strukturen in möglichst homogen verteilten Volumensegmenten modellieren zu können, steigt der Speicher- und Rechenzeitbedarf so sehr an, dass folgende Aufteilung und Vereinfachung notwendig war: Der eine Teil ist die feldempfindliche Spitze mit dem Übergang auf die Koaxialleitung und der andere Teil die Koaxialleitung selbst. Der erste Teil lässt sich z.B. mit dem Programm FEKO wie rechts in Abb. 5.2 dargestellt modellieren und die Koaxialleitung in MDS mit ihren Materialparametern und ihrer Geometrie berücksichtigen (siehe Abb. 5.3 links). Führt man beides zusammen, so ergibt sich vereinfacht das für die Sondenimpedanz interessante Ersatzschaltbild in Abb. 5.3 rechts.

Hierbei sind R_r der Strahlungswiderstand und C_A die Antennenkapazität der aus FEKO bestimmten Impedanz der Sondenspitze in Abhängigkeit von der Fre-

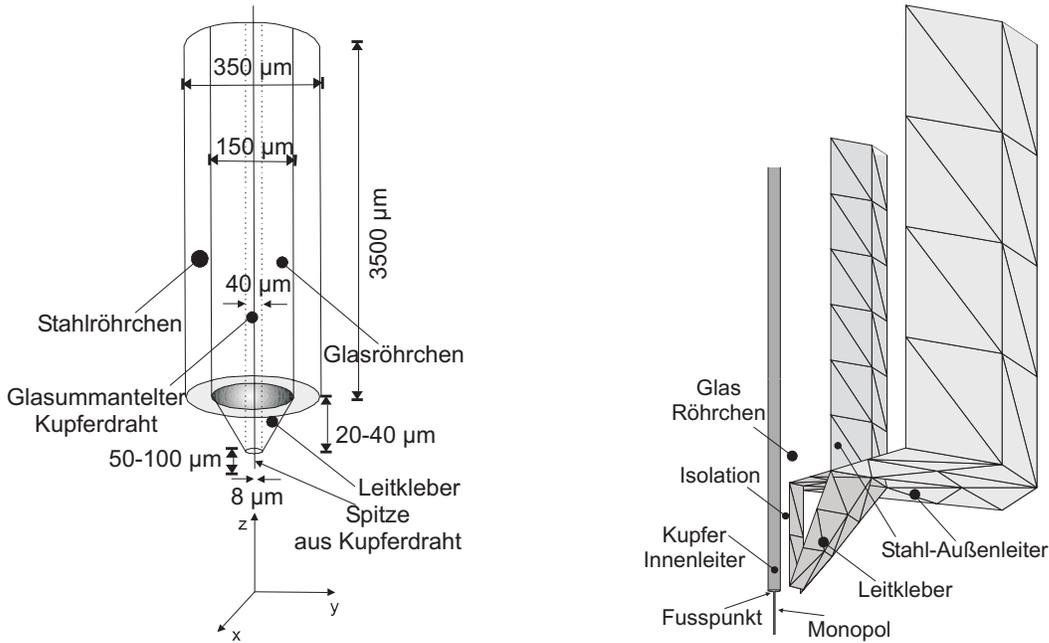


Bild 5.2: Gesamtmodell der realisierten E-Feldsonde (links) und FEKO-Modell der Sondenspitze (rechts).

quenz. Die Leerlaufspannung ist wegen der effektiven Höhe $h_{\text{eff}}(f)$ leicht frequenzabhängig. Die Koaxialleitung der Länge l hat den Wellenwiderstand Z_L sowie die Dämpfungskonstante α .

5.1.1.2 Ergebnisse

In einem ersten Schritt wird nur die Sondenspitze mit dem FEKO-Modell dazu verwendet, die Nahfeldverteilung dicht unterhalb der Spitze zu berechnen, wenn man die Sonde selber zwischen Innen- und Außenleiter durch eine Spannungsquelle speist. Dies dient zur Bestimmung des Koppelfaktors, aus dem man später die

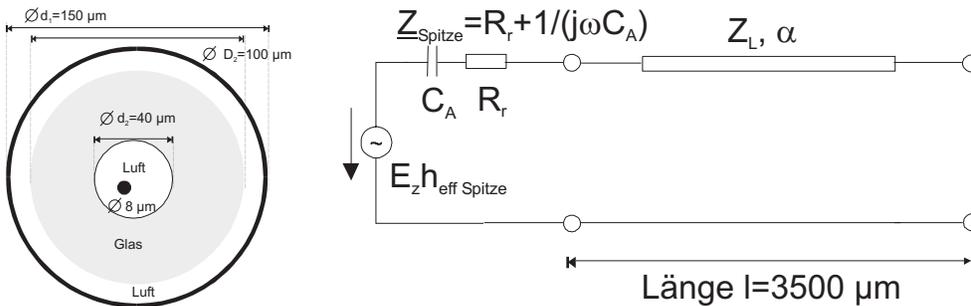


Bild 5.3: MDS-Model (links) und Ersatzschaltbild (rechts) der realisierten E-Feldsonde.

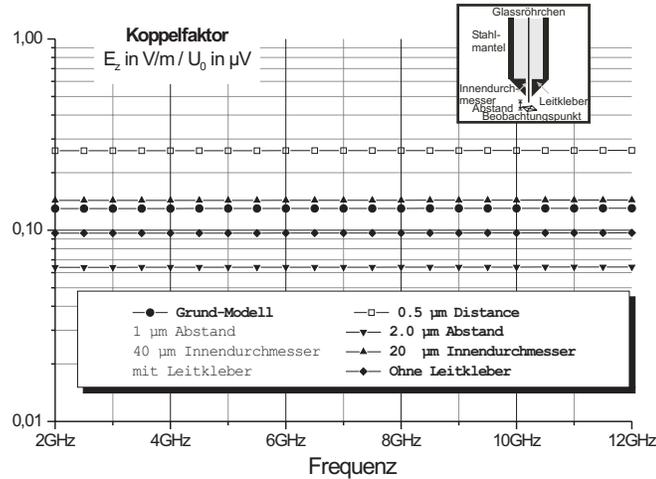


Bild 5.4: Koppelfaktor mit FEKO berechnet für die E-Feldsondenspitze.

effektive Höhe ermitteln kann. Dabei lässt sich auch die Impedanz dieser SONDENSPIITZE berechnen. Im zweiten Schritt setzt man SONDENSPIITZE und Koaxialleitung in einem MDS-Modell zusammen und kann die SONDENIMPEDANZ der gesamten Anordnung bestimmen.

Koppelfaktor und Auflösungsvermögen der SONDENSPIITZE Das Berechnungsmodell ermöglicht eine qualitative Untersuchung der Wechselwirkung zwischen SONDENSPIITZE und erzeugtem Nahfeld. Von Interesse ist eigentlich die Berechnung der beeinflussten Spannung bei externer Befeldung der SONDENSPIITZE. Letztere erwies sich allerdings numerisch als zu instabil. Erstere ergibt den so bezeichneten Koppelfaktor zwischen eingespeister Spannung und verursachter elektrischer Normalkomponente, wie er in Abb. 5.4 dargestellt ist mit einem nahezu frequenzunabhängigen Verlauf. Je grösser der Koppelfaktor ist, desto empfindlicher sollte die Sonde sein.

$$\text{Koppelfaktor} = \frac{E_z \text{ in V/m}}{U_0 \text{ in V}} \quad (5.1)$$

Darin sind auch ein paar Varianten der Geometrie und des Beobachtungspunktes zusammengestellt, die deutlich machen, dass praktisch nur der Abstand von der Sonde das Einkoppeln beeinflusst. Betrachtet man zudem das Auflösungsvermögen der SONDENSPIITZE, indem man die Breite ermittelt, bei der der Pegel um 6 dB

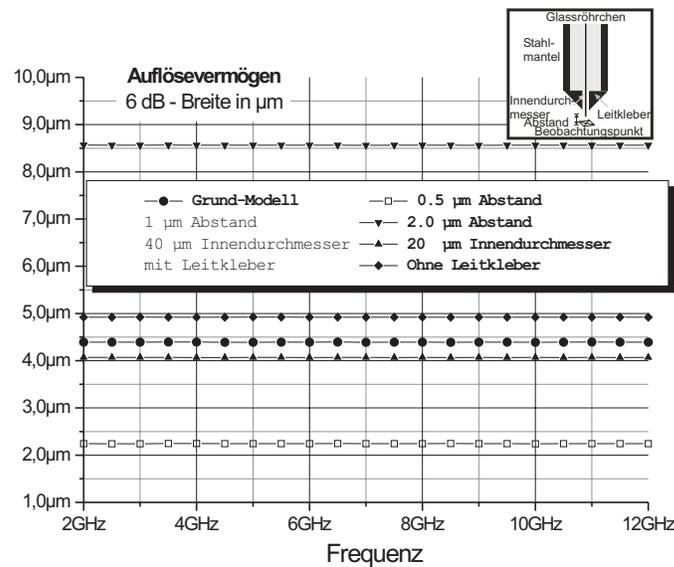


Bild 5.5: Auflösungsvermögen mit FEKO für die E-Feldsondenspitze berechnet.

gesunken ist, so ergibt sich der in Abb. 5.5 dargestellte Verlauf. Auch hier ist der Abstand, aber kaum die genaue Geometrie, maßgeblich.

Es zeigt sich also, dass die beiden wesentlichen nahfeld-relevanten Größen allein durch den späteren Messabstand einzustellen sind. Die genaue Modellierung der bereits sehr feinen Spitze hat weniger Einfluss.

Sondenimpedanz mit Koaxialleitung Die vorangegangenen Berechnungen liefern bereits eine Impedanz der Sondenspitze, die einer niedrigen Kapazität entspricht (siehe auch [63]). Transformiert man anschließend diese Impedanz in MDS (basierend auf Gl. (2.37), den Materialparametern und der Geometrie) ans Ende der Koaxialleitung, so ergibt sich die im Smith-Diagramm in Abb. 5.6 dargestellte Frequenzabhängigkeit. Die Impedanz der Spitze allein zeigt eine geringere Frequenzabhängigkeit als die der gesamten Sonde. Es ist noch untersucht worden [30], ob es möglich ist, diese Impedanz an einer Sonde exemplarisch zu messen, die Ergebnisse zeigen aber, dass die Kontaktierung an ein Messsystem nicht in der Form realisiert werden kann, dass ein Einfluss auf die Messung vernachlässigbar ist.

Man kann also festhalten, dass bei der passiven Feldsonde die Eigenschaften „Koppelfaktor“ und „Auflösung“ über den Abstand zwischen DUT und Sonde festgelegt werden und die Sondenimpedanz maßgeblich durch die Leitungstransformation einer Kapazität bestimmt wird. Die Impedanz der Spitze selber bestätigt den sehr kleinen Strahlungswiderstand, wie er aus Abschnitt 2.2 bereits

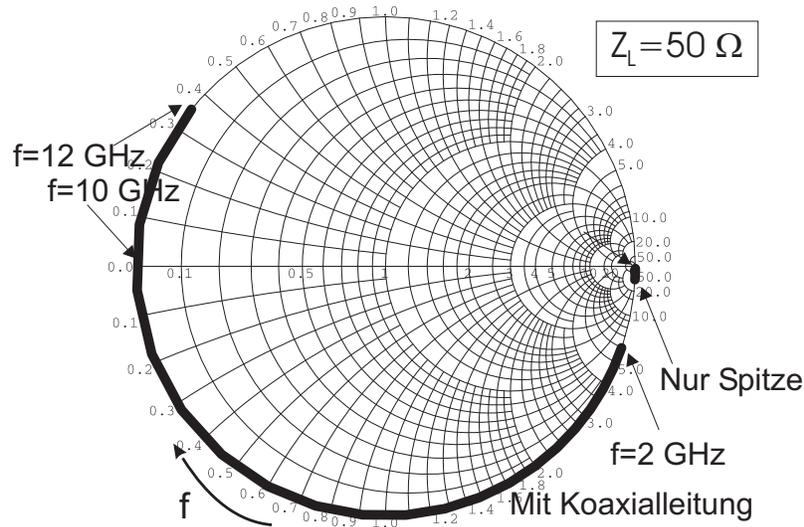


Bild 5.6: Sondenimpedanz mit FEKO und MDS für die E-Feldsonde.

erwartet werden musste. Der dargestellte Frequenzbereich wird später auch der Anwendungsbereich sein, in dem die zu untersuchenden Testschaltungen arbeiten. Für diesen Frequenzbereich, eingeteilt in Frequenzbänder, sind die Antennenverstärker zu entwickeln, auf die nun das Augenmerk gelenkt werden soll.

5.1.2 Die Antennenverstärker

In Anlehnung an die Grundlagen der Schaltungstechnik in Abschnitt 2.3 sind für die bisher noch passiven Nahfeldsonden Verstärker zu konzipieren, die in verschiedenen Frequenzbereichen nicht nur eine Impedanzanpassung der extrem fehlangepassten Sondenimpedanz (bezogen auf 50 Ohm) ermöglichen, sondern auch eine sehr gute Grenzempfindlichkeit und große effektive Höhe der aktiven Feldsonde erzielen sollen.

5.1.2.1 Verstärker-Konzept für das Sondenmodul

Um später einfach austauschbare Einheiten zu besitzen, die zudem klein und leicht sein sollen, bieten sich Sondenmodule an, die aus nahezu identischen Gehäusen bestehen und in die man für unterschiedliche Frequenzbereiche unterschiedliche Verstärker einsetzt bzw. an die man E- und auch H-Feldsonden anbauen kann. Damit legt man sich allerdings von vorne herein im verfügbaren Platzverbrauch und in der Aufteilung Ein- und Ausgang soweit fest, dass die Freiheitsgrade des Verstärkerentwurfs eingeschränkt sind. Zu Beginn dieser Arbeit wurde ein solches Gehäuse entworfen, welches die nachfolgenden Entwicklungsschritte mitbestimmt hat.

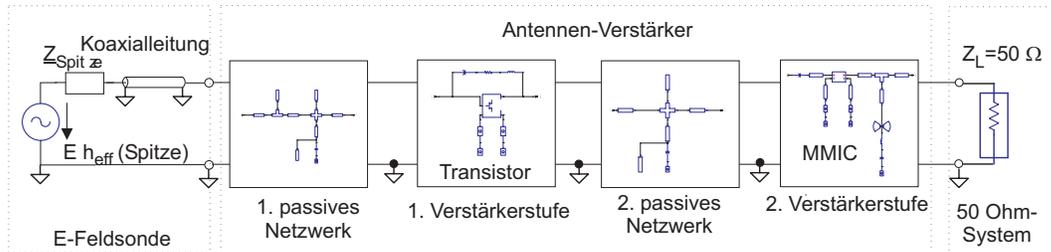


Bild 5.7: Prinzip des zweistufigen Verstärkerentwurfes für die E-Feldsonde.

Bezeichnung der Transistoren	Frequenz-Bereich	max. Betriebs-Leistungs-Verstärkung	minimale Rauschzahl	Frequenzband
Agilent ATF 10136	0,5-12 GHz	13 dB	0,5 dB	S-Band
Agilent ATF 36077	1,5-18 GHz	12 dB	0,5 dB	C-Band
Infineon CFH 77	3-10 GHz	8 dB	0,7 dB	C-Band
Agilent MGA86576	1,5-8 GHz	23 dB	2,0 dB	S-/C-Band

Tabelle 5.1: Auswahl an geeigneten Halbleiterbauelementen für den Einsatz in der ersten bzw. zweiten Verstärkerstufe.

Entwurf Ausgangspunkt war ein Ansatz mit einer zweistufigen Verstärkerschaltung (siehe Abb. 5.7) mit einem passiven Netzwerk am Eingang, einer rauscharmen Verstärkerstufe, einem weiteren Netzwerk und einer Ausgangsstufe mit hoher Verstärkung und Anpassung an 50 Ohm am Ausgang ([2], [7], [22], [23]). Dieses Konzept folgt den in den Grundlagen angegebenen Richtlinien für rauscharme Verstärkerkonzepte und wurde mit den dort angegebenen Verfahren und Schaltungskomponenten dimensioniert. Als Substrat empfiehlt sich eine HF-Keramik, da diese mit ihrer großen Steifigkeit und exzellenten Mikrowelleneigenschaften, insbesondere im Einsatz bei den mechanisch sehr empfindlichen Sonden, besonders gut geeignet ist. Ein weiterer Vorteil des Keramik-Substrates ist die Möglichkeit einer mehrlagigen Beschichtung (u.a. mit einer TaN-Widerstands-Schicht), die auch die Realisierung von Dämpfungsgliedern erlaubt. Durch die hohe Festigkeit der Goldauflage und ihre wesentlich höhere Belastbarkeit ist die Keramik gewöhnlichen RT-Duroid-Substraten mit Kupferbeschichtung vorzuziehen.

Halbleiterbauelemente Als Transistoren und MMIC-Verstärker für die erste bzw. zweite Verstärkerstufe bieten sich, je nach Frequenzband, die in Tabelle 5.1 aufgeführten Halbleiterbauelemente an. Die Anpassnetzwerke besitzen jeweils 1...2 gegenüberliegende Stichleitungen, um die Fehlanpassung der Impe-

danz zu reduzieren (siehe Abb. 5.8). Da damit noch keine breitbandige Impedanz-

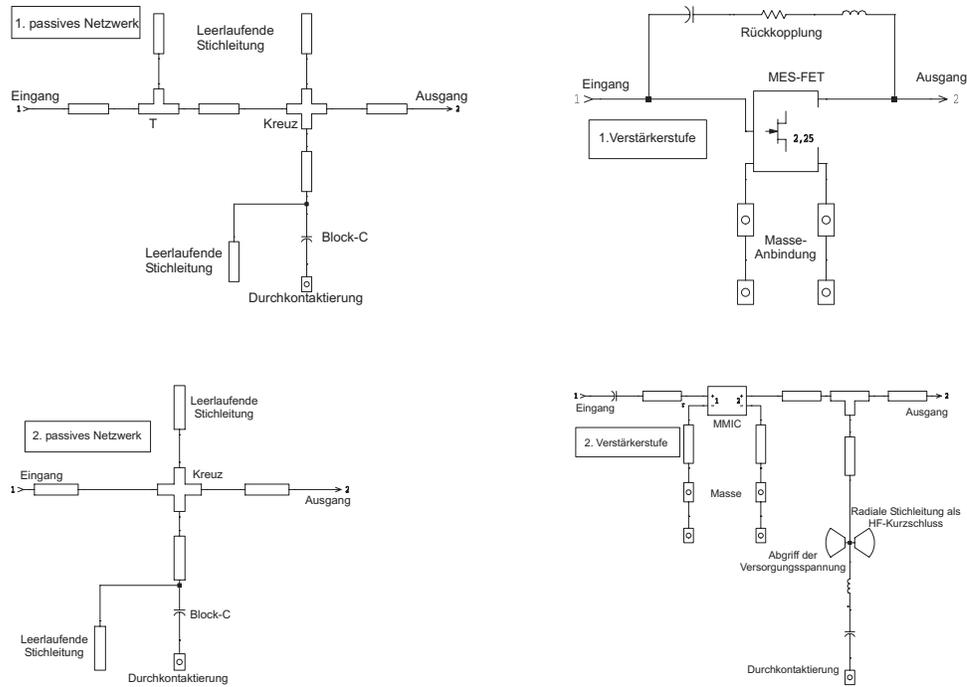


Bild 5.8: Aufbau der vier Anpassungsnetzwerke aus Abb. 5.7 bei der S-Band-Realisierung.

Anpassung möglich war, ist für die erste Verstärkerstufe eine Parallel-Gegenkopplung nach [102], in Form einer Serien-RC-Schaltung (um die Arbeitspunkteinstellung zu erhalten), realisiert worden. Die Ausgangsstufe ist im oberen Frequenzband sogar noch durch ein Dämpfungsglied von der vorangehenden Stufe getrennt, um Instabilität zu vermeiden [50].

Stabilitätskreise ohne Gegenkopplung und Ergebnis der Gegenkopplung Am Beispiel des PHEMT CFH77 von Infineon soll kurz veranschaulicht werden, warum eine Rückkopplung notwendig ist und wie sie sich auf die Stabilität auswirkt. In Abb. 5.9 sind links für eine Reihe von Frequenzen im Smith-Diagramm die Bereiche dargestellt, in denen der Transistor eingangsseitig stabil betrieben werden kann. Auf der rechten Seite ist dieser Sachverhalt für die ausgangsseitige Lastimpedanz im Smith-Diagramm dargestellt. Die angeschlossene Sondenimpedanz am Eingang ist so stark fehlangepasst, dass damit Stabilität nicht breitbandig erfüllbar ist. Eine Parallel-Gegenkopplung (siehe Abb. 2.18 Mitte auf Seite 46) nach Abschnitt 2.3 führt in diesem Fall (Gleichung (2.41)) zu einer geforderten Ortskurve der Gegenkopplungs-Impedanz im Smith-Diagramm, die in erster Näherung durch einen ohmschen Widerstand $R_p = 197 \Omega$ realisiert werden kann. Zudem wird dieser noch mit einer Blockkapazität aus $C = 10 \text{ pF}$ in

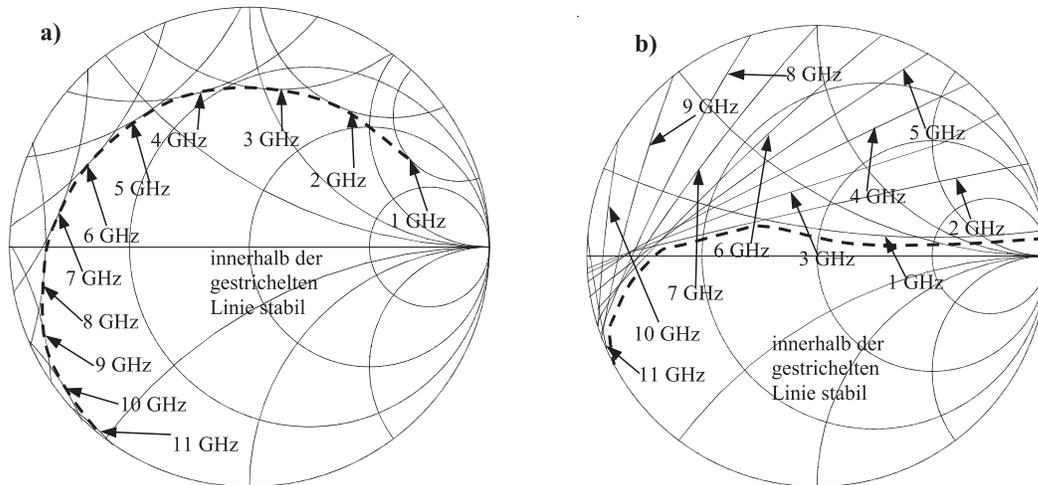


Bild 5.9: Stabilitätskreise des CFH77 an Ein- (links) und Ausgang (rechts) ohne Gegenkopplung.

Serie beschaltet. Der Frequenzgang beider Parameter für die Bedingung einer unbedingten Stabilität nach Gleichung (2.38) ist in Abb. 5.10 mit verschiedenen Widerstandswerten aufgetragen. Der gewählte Wert zeigt dabei das beste Verhalten.

Dimensionierung eines 3,5 dB Dämpfungsgliedes Zur Minderung der Schwingneigung des MGA86576 bei bereits leichter Fehlanpassung am Eingang erwies sich ein Dämpfungsglied von 3,5 dB als geeignet. Die Dimensionierung eines T-Dämpfungsgliedes dieser Größe ist bereits in Abschnitt 2.3 angegeben und durch Nutzung der TaN-Beschichtung des Keramik-Substrates realisiert worden.

5.1.2.2 Layout für das S- und das C-Band

Durch Optimierung der Leitungsparameter der einzelnen Anpassungsnetzwerke mit MDS auf einen möglichst geradlinigen Frequenzgang und eine große effektive Höhe sowie das gewünschte Frequenzband lässt sich für das gewählte Substrat (hier HF-Keramik) ein Layout generieren. Zwei Beispiele sind in Abb. 5.11 zusammen mit der Gehäuseform gegeben. Am Eingang ist die E-Feldsonde angedeutet und am Ausgang der SMA-Anschluss angefügt. Festzuhalten bleibt, dass es bei derartig fehlangepassten Sonden nicht möglich ist, z.B. mit den herkömmlichen Filterkatalogen oder der allgemeinen Filtersynthese passive RLC-Schaltungen zu entwerfen, um sie anschließend in eine Leitungs-, speziell eine Mikrostreifen-Leitungsschaltung zu konvertieren. Die Syntheseverfahren ([81] oder [122]) er-

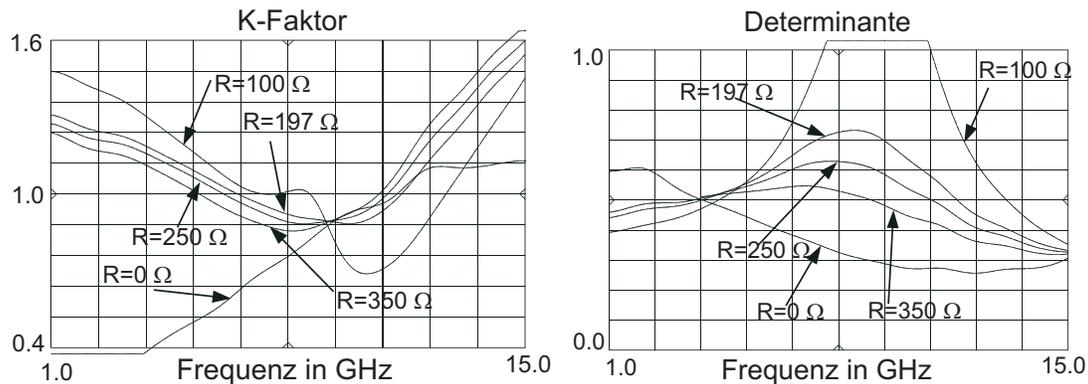


Bild 5.10: Frequenzgang von K -Faktor (links) und Determinante (rechts) für unbedingte Stabilität nach Rückkopplung des CFH77.

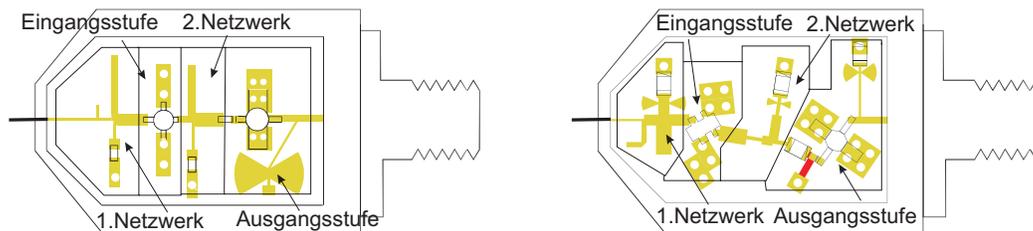


Bild 5.11: Beispiel der S-Band (links) und C-Band (rechts) Realisierung des Layouts für den E-Feldsondenverstärker.

fordern bei der Eingangs- und Ausgangsimpedanz deutliche Realteile und eine nicht zu große Frequenzabhängigkeit. Sollten dennoch diese Synthese-Ergebnisse den gewünschten Frequenzgang und die gewünschte Anpassung bringen, so sind die Bauteilwerte meist weit außerhalb der (in Microstriptechnik) realisierbaren Bereiche oder sind zu hoch in der Ordnung¹. Viel mehr ist es sinnvoll, anhand der Eingangs- und Ausgangsimpedanz für die Mittenfrequenz eine praktikable Leitungsschaltung (im Smith-Diagramm) zu konzipieren, diese mit mehr Freiheitsgraden (z.B. zwei gegenüberliegende Stichleitungen statt einer) auszustatten und diese dann einer numerischen Optimierung zu unterziehen (siehe auch [63] und [90]).

5.1.2.3 Arbeitspunkteinstellung mit geregelter Spannungsversorgung

Um einen einfachen Umgang mit den Sondeneinheiten zu gewährleisten, werden die Versorgungsspannungen der aktiven Bauelemente auf einer Zusatzplatine generiert (siehe Abb. 5.13 und 5.14), damit nicht nur der richtige Arbeitspunkt eingestellt wird, sondern auch die Reihenfolge des Anlegens der Spannungen korrekt erfolgen kann. Dieses Vorgehen wird u.a. in [37] empfohlen.

¹Die Ordnung eines Filters entspricht der Anzahl der Längs- und Quer-Elemente.

Kennlinienfeld der Arbeitspunkteinstellung Um der Temperaturdrift oder einer Bauteilwert-Streuung entgegen zu wirken, ist die Regelung der Spannungsversorgung nicht nur in der Lage, die Spannungen in der richtigen zeitlichen Abfolge bereitzustellen, sondern ermöglicht über die Arbeitskennlinie in Abb. 5.12 eine deutliche Verminderung des Einflusses von Streuung oder Drift auf den Arbeitspunkt selbst.

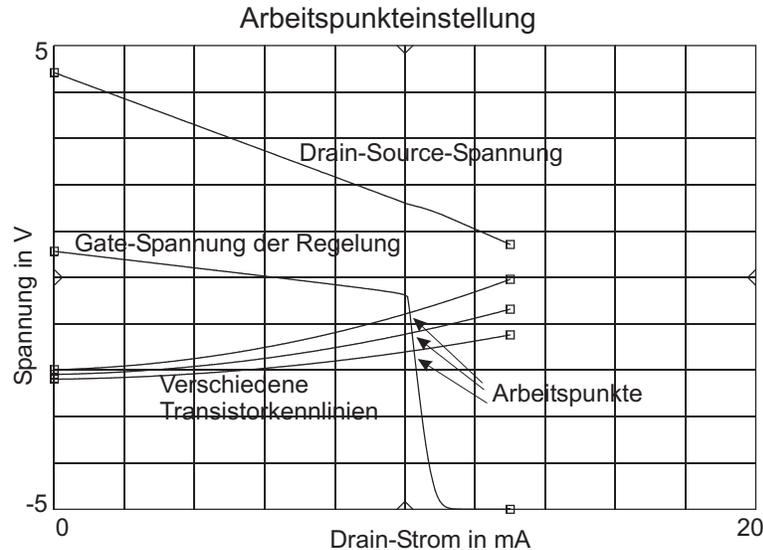


Bild 5.12: Kennlinienfeld der Regelung für die Versorgungsspannung.

Insbesondere der Drain-Strom wird sehr stabil eingestellt und gehalten.

Die Zuleitungen der Versorgungsspannung sind mit Ferritkernen bestückt, um eine ausreichende Entkopplung von HF- und DC-Signal zu erreichen. An den Pads zur DC-Spannungszuführung auf der HF-Platine sind zudem hochwertige Chip-Kondensatoren gegen Masse eingesetzt, um das HF-Signal dort kurzzuschließen.

5.1.2.4 Versorgungsspannungs-Einspeisung mittels Bias-T

Da am Ausgang der zweiten Verstärkerstufe die Versorgungsspannung des MMIC anliegen muss, bietet es sich an, diese direkt über den Innenleiter der koaxialen Ableitung des Signales zuzuführen. Die Regelung der übrigen Versorgungsspannungen greift diese Spannung ab und erzeugt daraus alle weiteren Spannungen, die zur Versorgung nötig sind. Außerhalb wird mit Hilfe eines so genannten Bias-T diese Versorgungsspannung auf den Innenleiter eingekoppelt (siehe Abb. 5.15). Diese Realisierung wurde für den Frequenzbereich von S- und C-Band dimensioniert.

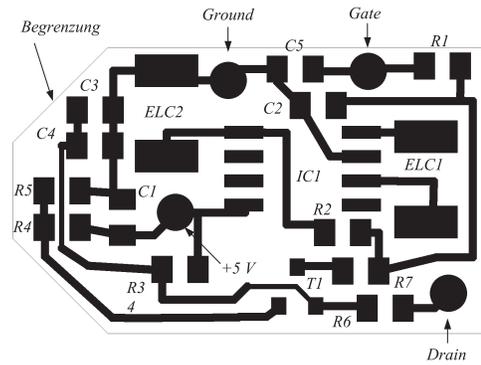


Bild 5.14: Layout der Regelung für die Versorgungsspannung.

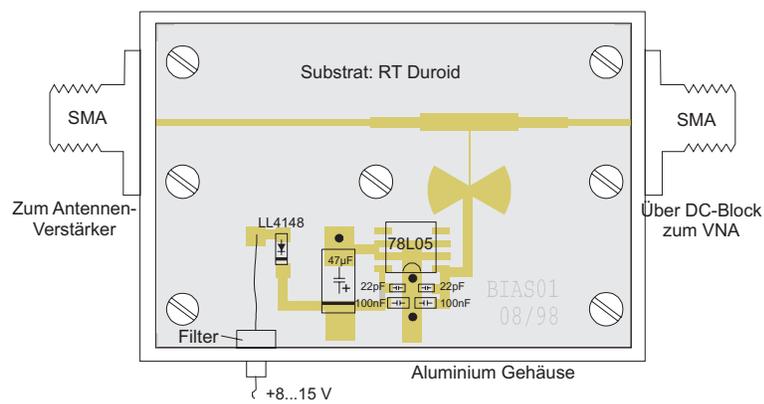


Bild 5.15: Layout des Bias-T (rechts).

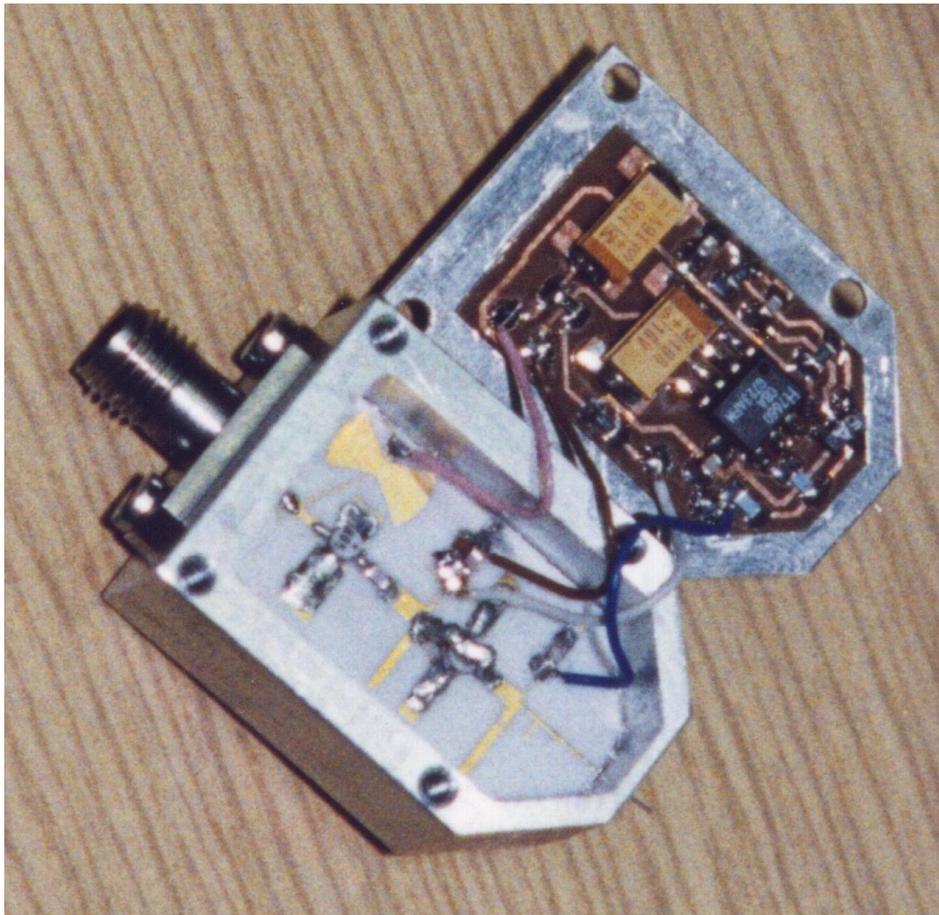


Bild 5.16: S-Band-Verstärker mit E-Feldsonde.

5.2 Magnetische Feldsonden

Da die Feldsonde zur Messung der Tangentialkomponenten des magnetischen Nahfeldes über den MMICs aus einer miniaturisierten Schleifenantenne und einem dafür entwickelten Anpassungsverstärker besteht, es sich dabei aber im Wesentlichen um ähnliche Baugruppen (wie beim elektrischen Fall) handelt, sollen in erster Linie die Unterschiede betrachtet werden.

5.2.1 Die Miniatur-Schleife

Die Miniatur-Schleife ist aus technologischen Gründen nur als Schleife mit halber Windung realisierbar. Mehrere (sogar gekreuzte) Windungen (mit Durchkontaktierungen über mehrere Lagen) sind in den angestrebten kleinen Dimensionen (im μm -Bereich) nicht mehr herstellbar. Die hier ([78] und [80] siehe Raster-Elektronen-Mikroskopbild 5.17) vorgestellte Miniatur-H-Feldsonde der Firma *NanoWorld AG* in Erlangen ist das Ergebnis einer sehr aufwändigen Versuchsreihe mit dem Ziel, diese Schichtfolgen technologisch in den Griff zu bekommen [30]. Dabei befindet sich auf einem Si-Substrat eine Leiterschleife, die über sym-

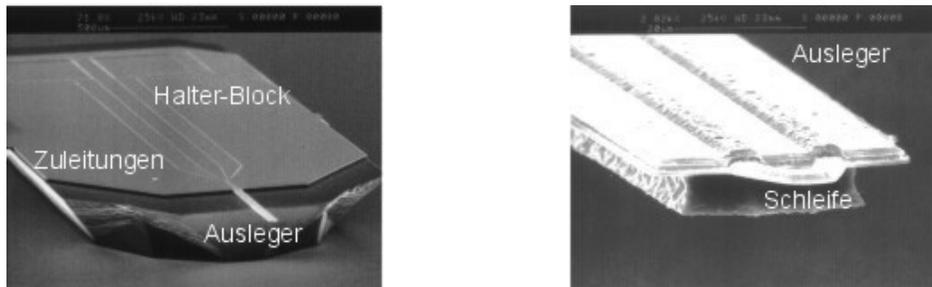


Bild 5.17: REM-Bild (mit Genehmigung der Firma NanoWorld AG) der realisierten H-Feldsonde (links) und Schleife (rechts).

metrische Leitungen zuerst auf einem $20\ \mu\text{m}$ dünnen und $300\ \mu\text{m}$ langen Ausleger und dann auf einem stabileren Block zur Halterung mit zwei Bond-Pads verbunden ist. Über dieser Lage mit der Leiterschleife befindet sich eine Isolations- und eine Schirmungsschicht, die bis auf die Bond-Pads und die Schleife geschlossen ist. Es ist technologisch nicht einfach möglich, unter der Leiterbahn das Silizium mit einer weiteren Schirmungs- und Isolationsschicht zu versehen, da die Schleifenstruktur sonst nicht mehr in dieser Form herstellbar ist bzw. schon vorhandene Strukturen dann nicht sicher erhalten bleiben. Vorteil dieser Vorgehensweise ist jedoch die Umsetzung eines Batch-Prozesses, bei dem auf einem Si-Wafer zugleich bis zu 400 Sonden (auch mit Varianten der Geometrie) reproduzierbar hergestellt werden können. Welche Eigenschaften von diesen Sonden zu erwarten sind bzw. welche sie tatsächlich besitzen, wird anschließend aus der Modellierung und den numerischen Ergebnissen bzw. später aus den Messungen ersichtlich.

5.2.1.1 Numerisches Modell

Analog zur Modellierung der E-Feldsonde wird die H-Feldsonde in drei Teile unterteilt, die für sich numerisch behandelbar sind. Die Sondenspitze (Abb. 5.18)

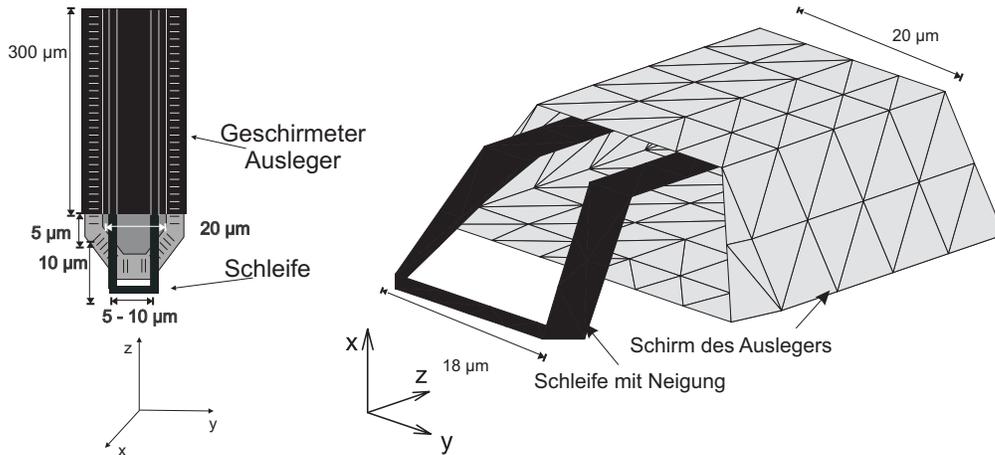


Bild 5.18: Struktur (links) und FEKO-Modell der realisierten H-Feldsondenschleife (rechts).

besteht aus einer Schleife und einem Teil der symmetrisch aufgebauten Leitung im geschirmten Ausleger und mit wird FEKO modelliert. Die zwei Bereiche der symmetrischen Leitung auf dem Ausleger und dem Halterungsblock werden jeweils als Leitung in MDS-MOMENTUM mit den Materialparametern des Si-Substrates und dem Querschnitt von Ausleger und Halterungsblock berücksichtigt und modelliert (siehe Abb. 5.18). Analog zum Fall der elektrischen Sonde

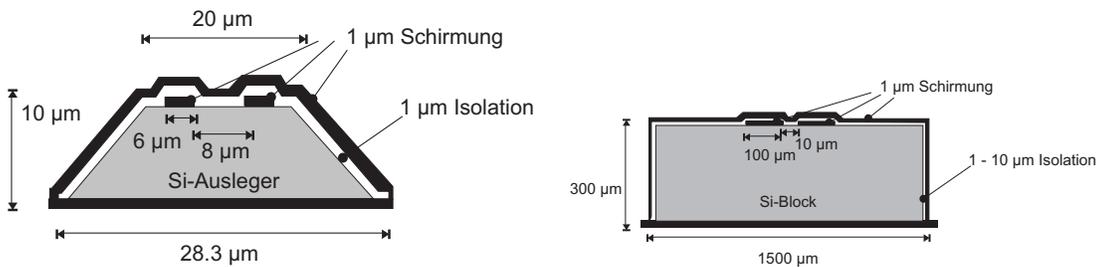


Bild 5.19: Ausleger (links) und Block (rechts) im MDS-MOMENTUM-Modell der realisierten H-Feldsonde.

kann man für eine Schleife mit Zuleitung und parasitären Effekten ein elektrisches Ersatzschaltbild (Abb. 5.20) ableiten, dessen Elementgrößen aus den numerischen Berechnungen oder aus Messungen gewonnen werden. Dabei stellen R_r den Strahlungswiderstand, L_A die Schleifeninduktivität, Z_{1e} , Z_{1o} , Z_{2e} und Z_{2o}

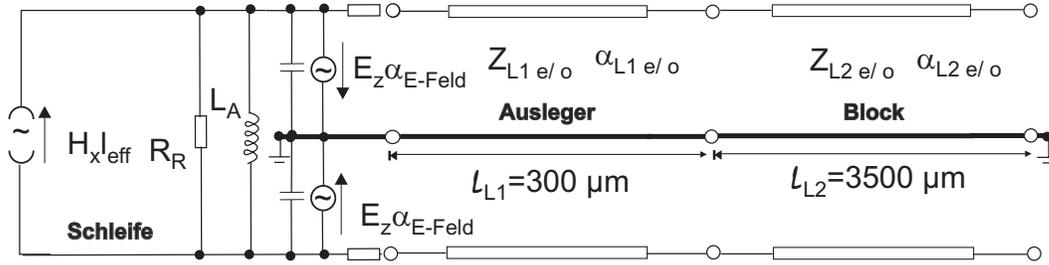


Bild 5.20: Ersatzschaltbild für die H-Feldsonde.

die Leitungswellenwiderstände der beiden Bereiche der symmetrischen Leitung im Gleichtakt (engl. even mode, Index e) und Gegentakt (engl. odd mode, Index o) dar. Analog dazu seien die Dämpfungskonstanten mit α_{1e} , α_{1o} , α_{2e} und α_{2o} benannt. Aus den numerischen Berechnungen dieses Modelles ergeben sich die folgenden Ergebnisse.

5.2.1.2 Ergebnisse

Zuerst werden die Berechnungsergebnisse unter Berücksichtigung der Sondenspitze allein und danach die Impedanz der gesamten Sonde unter Einbeziehung der symmetrischen Leitung vorgestellt.

Koppelfaktor, Auflösungsvermögen und E-Feldunterdrückung der Schleife In diesem FEKO-Rechenmodell speist man die Sondenspitze aus Schleife, Schirmung und Zuleitungen zwischen den beiden Zuleitungen mit der Stromquelle I_0 und ermittelt aus dem erzeugten Nahfeld den qualitativen Zusammenhang zwischen Strom und dem „die Schleife senkrecht durchstossenden“ H-Feld dicht unterhalb der Schleife.

$$\text{Koppelfaktor} = \frac{H_{max} \text{ in A/m}}{I_0 \text{ in } \mu\text{A}} \quad (5.2)$$

$$\text{E-Feldeinkopplung} = \frac{E_{max}/Z_{F0} \text{ in A/m}}{I_0 \text{ in } \mu\text{A}} \quad (5.3)$$

Als qualitatives Maß lassen sich der Koppelfaktor (siehe Abb. 5.21) und das Auflösungsvermögen der Schleife (siehe Abb. 5.22) ermitteln. Je größer dieser Koppelfaktor wieder ist, desto empfindlicher sollte die Sonde sein. Zudem kann man anhand der erzeugten elektrischen Feldverteilung auf die E-Feldunterdrückung schließen, die ebenso in Abb. 5.21 oben dargestellt ist. Festzuhalten ist wie bei der E-Feldsonde ein nahezu frequenzunabhängiges Verhalten der dargestellten Eigenschaften für die passive Schleife.

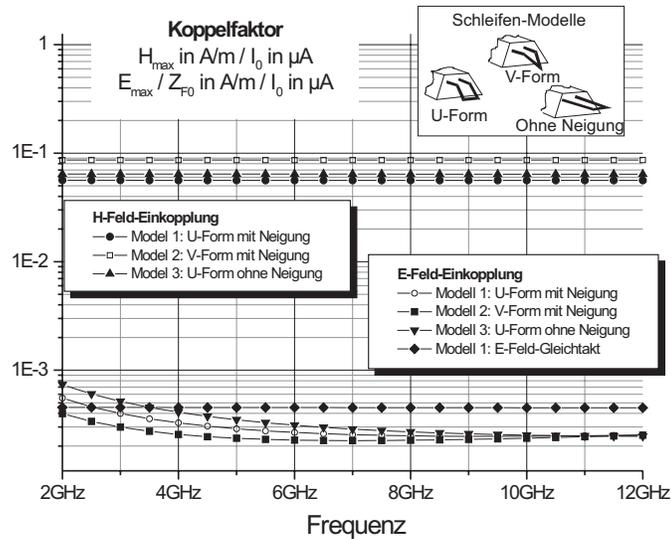


Bild 5.21: Kopplfaktor inklusive E-Feldunterdrückung mit FEKO berechnet für die H-Feldsondenspitze.

Diese Eigenschaften lassen sich zum Einen wie im Fall der E-Feldsonde durch den Abstand zwischen DUT und Sonde beeinflussen und sind zum Anderen nur leicht von der exakten Geometrie abhängig. Die E-Feldeinkopplung unterteilt sich bei diesen Modellen auf in einen schwächeren Anteil, der (wie das H-Feld) im Gegentakt einkoppelt und einen etwas stärkeren Anteil, der als zusätzlicher Gleichtakt einkoppelt. Der E-Feld-Anteil der im Gleichtakt einkoppelt, kann durch einen idealen Balun unterdrückt werden. Bei der Realisierung des Balun zwischen Schleife und dem unsymmetrischen Verstärkereingang muss daher auf ein kleines *Balun-Ratio*

$$\left| \frac{S_{21} + S_{31}}{S_{21} - S_{31}} \right|$$

geachtet werden.

Die Pegel der H-Feldeinkopplung liegen aber deutlich (ca. 50 dB) über denen der E-Feldeinkopplung im Gegentaktfall, solange das E-Feld nur an der Schleife einkoppeln kann und nicht an der ideal geschirmten Zuleitung einkoppelt, wie es auch das Modell vorsieht.

Sondenimpedanz an den Bond-Pads Verbindet man die Modelle in FEKO und MDS-MOMENTUM wieder in MDS zu einem Ersatzschaltbild nach Abb. 5.20, so lässt sich die Sondenimpedanz an den Bond-Pads der symmetrischen

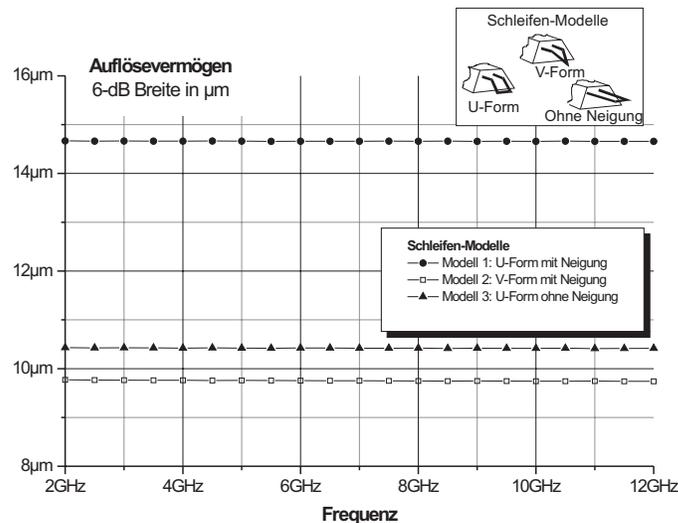


Bild 5.22: Auflösungsvermögen mit FEKO für die H-Feldsondenspitze berechnet.

Sonde bestimmen und (in Abb. 5.23) im Smith-Diagramm darstellen. Man erkennt, dass die Impedanz der passiven Schleife allein wie im Fall der E-Feldsonde weniger frequenzabhängig ist als die der gesamten Sonde und praktisch eine reine induktive Impedanz darstellt. Durch die Zuleitungen wird diese aber nicht nur stark frequenzabhängig, sondern auch bedämpft. Eine Anpassung ist auch hier sehr aufwändig, zumal erst eine Umsymmetrierung vorgeschaltet werden muss und diese die Impedanz weiter beeinflusst.

5.2.2 Die Antennenverstärker

Die Umsetzung der aktiven magnetischen Nahfeldsonde geschieht nach einem ähnlichen Schema, wie es für die elektrische Sonde beschrieben wurde. Größte Änderung im Entwurf ist das Hinzufügen der Symmetrierung und die Auswahl und Dimensionierung der Streifenleitungen.

5.2.2.1 Entwurf

Der Entwurf der H-Feldsonden-Verstärkerschaltung ist in Abb. 5.24 dargestellt und besitzt vor der Eingangsstufe einen im Rahmen der vorliegenden Arbeit entworfenen neuartigen Symmetrierer in Form eines Richtkopplers zum breitbandigen Übergang von der symmetrischen Schleife zum unsymmetrischen Verstärkerein-

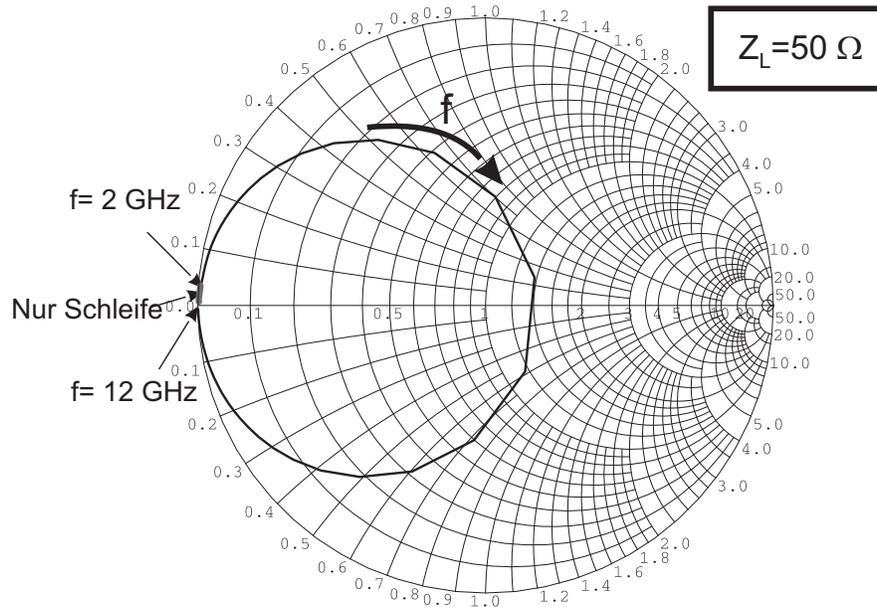


Bild 5.23: Mit FEKO, MDS-MOMENTUM und MDS berechnete Sondenimpedanz der H-Feldsonde.

gang bei gleichzeitiger Extraktion des Gegentaktes, der maßgeblich von der H-Feldeinkopplung herrührt. Die einzelnen Anpassnetzwerke werden für die Mittelfrequenz zunächst prinzipiell entworfen und nach dem Einbringen zusätzlicher Freiheitsgrade mittels numerischer Verfahren in MDS optimiert. Der Symmetrie-

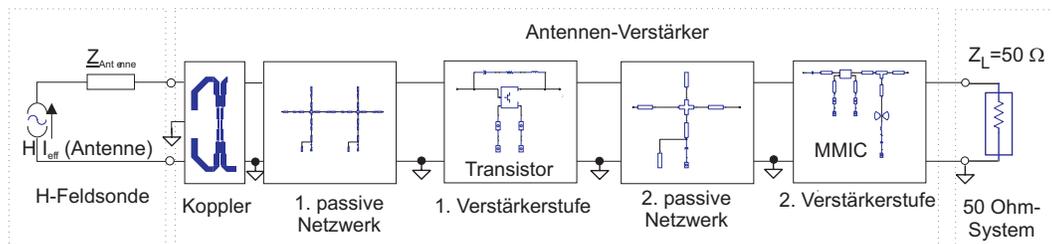


Bild 5.24: Prinzip des zweistufigen Verstärkerentwurfes für die H-Feldsonde.

rer zur Gleichtaktunterdrückung soll im Folgenden betrachtet werden.

5.2.2.2 Breitbandiger Symmetrierer mit ausgezeichnetem Balun-Ratio

Ein breitbandiger Symmetrierer zum Übergang von der symmetrischen Ableitungen auf der Sonde zu einer unsymmetrischen Microstrip-Leitung am Eingang der Verstärkereingangsstufe ist notwendig, um Sonde und Verstärker verbinden zu können (ohne Ausgleichsströme zu provozieren) und sollte zudem eine hohe Gleichtaktunterdrückung besitzen, um einen Teil des einkoppelnden E-Feld-Signales abschwächen zu können. Nach Recherchen fand sich kein herkömmliches Schaltungselement, das dies im gewünschten Frequenzbereich auch in der Fläche vermag, die in der vordersten Spitze des Modulgehäuses vorhanden ist (max. $20 \times 5 \text{ mm}^2$). Deshalb wurde der in Abschnitt 2.3 vorgestellte Balun entworfen und verwendet. Hier soll an einem Beispiel (wie auch in [11]) das Transmissions-

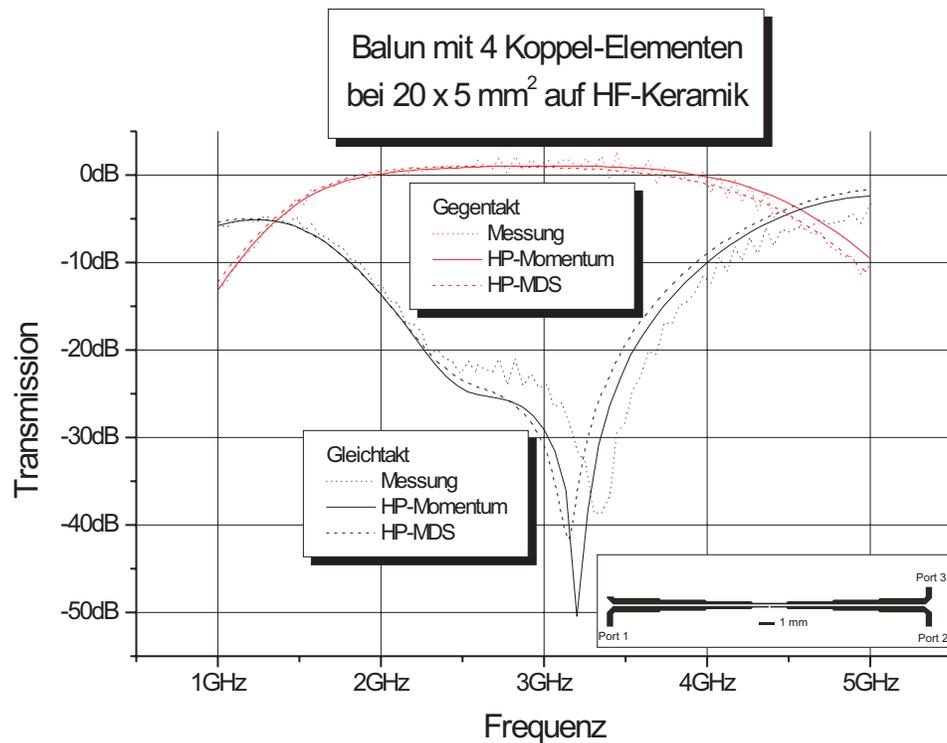


Bild 5.25: Gleich- und Gegentakt-Transmission des Balun bei exemplarischer Dimensionierung.

ergebnis von Gleich- und Gegentakt nach Messung dem nach Berechnung sowohl mit MOMENTUM als auch mit MDS gegenübergestellt werden. Dieses neuentwickelte Umsymmetrierelement ergibt sowohl eine optimale Balun-Ratio (siehe in Abb. 5.25 Berechnungen und Messungen) als auch eine gelungene mechanische Kombination mit dem Sondengehäuse. Die Größe des Kopplers hängt dabei

natürlich auch von dem vorgesehenen Frequenzband ab, seine Dimensionen lassen sich aber einfach durch Skalierung anpassen, wovon auch Gebrauch gemacht wurde.

Am unsymmetrischen Ausgang des Symmetrierers sieht die anschließende Verstärkereingangsstufe eine Sondenimpedanz, die im Smith-Diagramm dargestellt ([83] und [30]) nahezu den ganzen Randbereich einnimmt. Diese Vorgabe für den Verstärker-Entwurf macht auch hier wieder eine Gegenkopplung der ersten Stufe und ein Dämpfungsglied zwischen beiden Verstärkerstufen notwendig.

5.2.2.3 Layout für das S- und das C-Band

Man erkennt in Abb. 5.26, dass die dargestellten Layouts in beiden Frequenzbändern sehr viel dichter (als im Fall der E-Feldsonde) in der begrenzten Fläche zusammengedrängt sind. In der Praxis war es nur mit eingeschränkter Einhaltung der Spezifikation möglich, geeignete Verstärker zu entwerfen, deren Layout sich auf dieser kleinen Fläche haben unterbringen lassen. Man findet dort in der roten

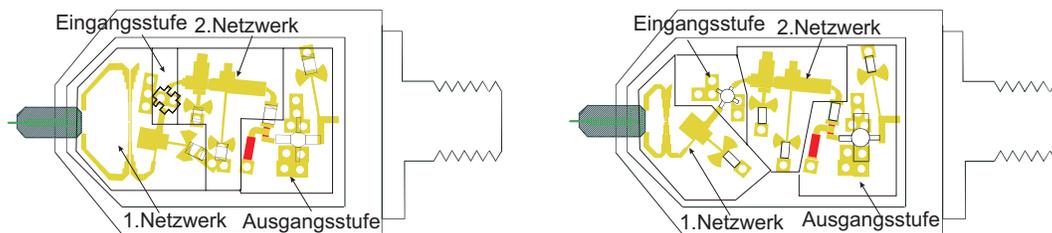


Bild 5.26: Beispiel der S-Band (links) und C-Band (rechts) Realisierung des Layouts für den H-Feldsondenverstärker.

Schraffierung ebenso wieder das Dämpfungsglied in T-Form, durch eine TaN-Schicht auf dem HF-Keramik Substrat realisiert, wie es schon beim E-Feldsonden-Verstärker auf Seite 84 zu sehen war.

5.2.2.4 Verbinden von Sonde und Verstärker

Die H-Feldsonde wird etwas anders als die E-Feldsonde fixiert. Zwar wird sie, bei gleichzeitiger Überwachung mit zwei Mikroskopen, mit den manuellen Kreuztischen in die Gehäuseöffnung hineingefahren, nach dem rein mechanischen Fixieren auf dem Substrat durch Zweikomponentenklebstoff und nach dem Schließen der Gehäuseöffnung mit Silberleitkleber zur Schirmung wird sie aber zudem von den Bond-Pads auf der Sonde zu den Enden der Balun-Zuleitungen gebondet.

5.2.2.5 Verstärker-Beispiel

Das Foto eines S-Bandverstärkers findet man in Abb. 5.27. Dabei sind hier nur

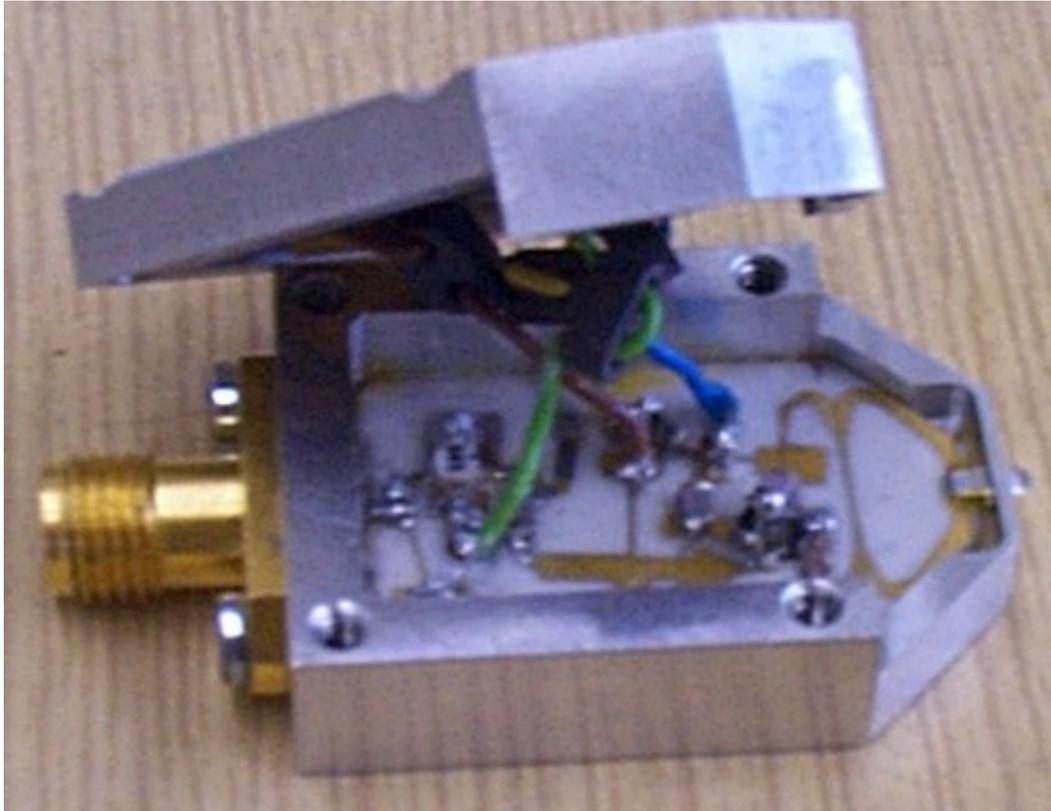


Bild 5.27: Foto des S-Band-Verstärkers mit H-Feldsonde.

die Ergebnisse einiger aufwändiger Entwicklungsstufen ([108] und [83]) beschrieben, die in den Forschungsberichten ([30] und [93] bzw. [80]) ausführlicher dokumentiert wurden. Die erzielten Ergebnisse der aktiven Feldsonden gewinnt man durch Kalibrationsmessungen, wobei verschiedene Methoden zum Einsatz kommen. Diese Methoden und die gewonnenen Ergebnisse stehen im Mittelpunkt des nachfolgenden Abschnittes.

5.3 Kalibrierung

Die unmittelbar vorangehenden Abschnitte sowie der Abschnitt 2.2 haben gezeigt, dass Sondereigenschaften, wie effektive Höhe oder Länge, Grenzempfindlichkeit und Bandbreite maßgeblich, von den Antennenverstärkern bestimmt werden. Dies erfordert es, diese Parameter reproduzierbar messen zu können, um beim Einsatz in einer Nahfeldmessung das zu bestimmende Feld exakt nach Betrag, Phase und Feldkomponente charakterisieren zu können (siehe auch [33]).

5.3.1 Kalibrierungsverfahren

Verbreitete Verfahren zur Kalibrierung von Feldsonden setzen diese Sonden einem wohldefinierten und näherungsweise homogenen Feld aus, das z.B. in einer TEM-Zelle, einer Streifenleitung oder mit einer anderen Feldquelle (mit den genannten Eigenschaften) erzeugt wird. Der vorgesehene Frequenzbereich ist dabei ebenso zu beachten wie die erreichbaren Feldstärken. Die hier zu kalibrierenden Sonden

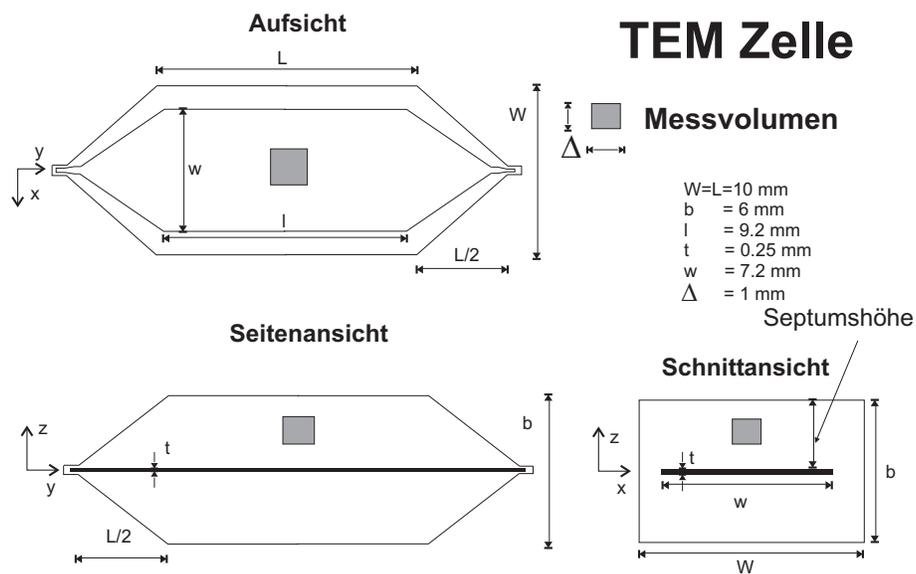


Bild 5.28: Dimensionen der TEM-Zelle für $f = 15\text{ GHz}$.

sind nicht nur so klein, dass sie grundsätzlich nur für die Messung stärkerer Felder ausgelegt sind, sondern sind von ihrer Anwendung her sogar so konzipiert, dass sie in erster Linie nur am Ort ihrer wirksamen Antenne einem starken Feld ausgesetzt werden sollten, der übrige Sondenbereich aus Halterung, Gehäuse und Ableitung jedoch nicht, da bei der vorhandenen Technologie keine vollständige Schirmung möglich war. Die beiden nachfolgend beschriebenen Methoden der Kalibrierung in einer speziellen TEM-Zelle für diese Miniatur- Nahfeldsonden bzw. sehr dicht

über einer 50Ω Mikrostreifenleitung erfüllen diese Bedingungen entweder für den ersten (komplette Sonde homogenen befeldet) oder den zweiten Fall (nur Spitze).

5.3.1.1 Kalibration mit einer TEM-Zelle

Die Homogenität der Felder im Messvolumen einer TEM-Zelle ist der Hauptgrund für ihren weit verbreiteten Einsatz zur Eichung von Sonden. Die nach [24] be-

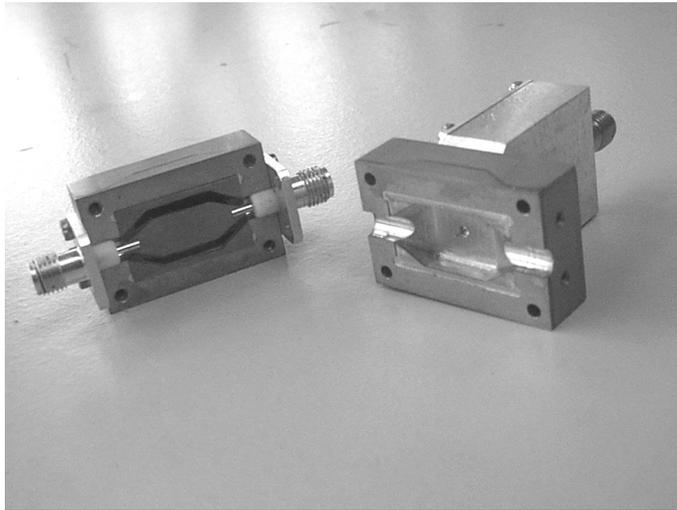


Bild 5.29: Foto der geöffneten TEM-Zelle mit eingesetzter E-Feldsonde.

kannte Dimensionierung der Zelle bestimmt den zulässigen Frequenzbereich und das Messvolumen. Für eine Auslegung der TEM-Zelle zur Eichung von Miniatur-Nahfeldsonden bis zur oberen Grenzfrequenz $f = 15$ GHz ergibt sich z.B. eine Septumhöhe $b/2 = 3$ mm. Die Dimensionen dieser TEM-Zelle sind in Abb. 5.28 dargestellt. Gefertigt ist die TEM-Zelle aus massivem Messing für die Außenform und aus einem auf Substrat geätztem Innenleiter (siehe Abb. 5.29). Eine geeignete Führung zum Einsetzen der Sonde, ohne diese dabei zu zerstören, ist erforderlich. Bevor man zur Eichung die Sonden einsetzen sollte, ist eine Validationsmessung sinnvoll. Wird ein homogenes Feld im Innern der TEM-Zelle angenommen und setzt man eine passive Monopol-Antenne in diese TEM-Zelle ein, so lässt sich diese Konfiguration numerisch berechnen. Das Ergebnis dieser Validation (in Abb. 5.30 dargestellt) zeigt den Vergleich von numerischer Berechnung mit FEKO und der Messung getrennt nach Betrag und Phase.

Interpretation Die Abweichungen von Messung und Rechnung liegen im Betrag bei < 1 dB und in der Phase bei $< 10^\circ$. Eine weitere Optimierung auf Feld-

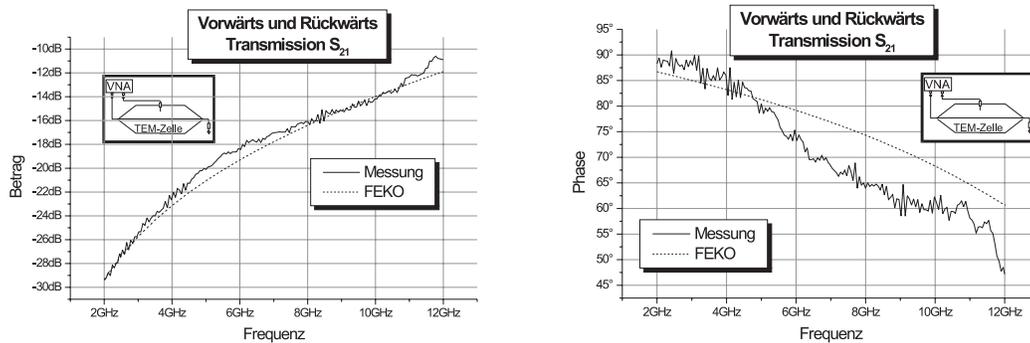


Bild 5.30: Validierung nach Betrag (links) und Phase (rechts) der TEM-Zelle mit FEKO.

Homogenität oder Wellenwiderstandsanpassung erweist sich als sehr aufwändig. Für die gegebene Anwendung erwies sich diese TEM-Zelle aber als sehr geeignet.

Da das Messvolumen mit $\Delta^3 = 1 \text{ mm}^3$ mit den kleinen Sonden gut getroffen wird, eignet sie sich zum Testen für den Fall, wenn auch die Sonden-Zuleitungen dem homogenen Feld ausgesetzt werden. Will man nur die wirksame Sondenspitze einem zu messenden Feld aussetzen, so bietet sich eine Nahfeldmessung an.

5.3.1.2 Mikrostreifenleitungs-Kalibration

Das extreme Nahfeld oberhalb einer Mikrostreifenleitung ist numerisch berechenbar aber auch mit einer kalibrierten Sonde messbar, so dass man unkalibrierte Nahfeldsonden damit eichen kann. Abbildung 5.31 zeigt eine auf RT-Duroid gefertigte Mikrostreifenleitung mit dem Wellenwiderstand 50Ω . Eine Messung soll überprüfen, ob dieses Nahfeld frequenzunabhängig über der Struktur homogen ist. Dazu wurde das Feld mit einer (in der TEM-Zelle) kalibrierten E-Feldsonde in einer Höhe von $z_{mess} = 10 \mu\text{m}$ abgetastet. Von den Spitzen an den Rändern und von der Abnahme am Rand abgesehen, sieht man eine frequenzunabhängige und annähernd homogene Feldverteilung über der Leiterbahn.

Die Spitzen rühren nicht nur von der niedrigen Messhöhe her, die kleiner ist als der $t = 17 \mu\text{m}$ starke Kupferbelag, sondern von der durch die Messung verursachte Feldverzerrung, da der Messabstand zu klein war. Diese Feldbeeinflussung wird in Abschnitt 7.1 genauer spezifiziert. Hier soll aber festgehalten werden, dass eine Möglichkeit der Kalibration im Nahfeld gegeben ist, wenn die Messhöhe nicht zu klein ist. An der Abnahme der Feldstärke vom Rand weg, erkennt man zugleich auch, dass der Rest der Feldsonde mit Ableitungen, Halterung und Gehäuse einem (um $> 20 \text{ dB}$) verminderten Feld wie gewünscht ausgesetzt ist. Basierend auf diesen beiden Methoden lassen sich die Nahfeldsonden nun kalibrieren.

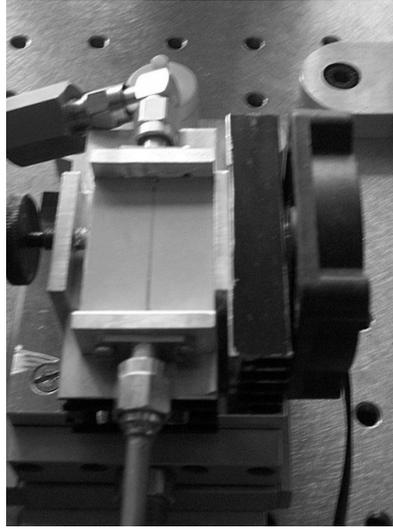


Bild 5.31: Mikrostreifenleitung mit $Z_L = 50 \Omega$ zur Sondenkalibration.

5.3.2 Kalibriergrößen

Zum Einen interessiert der Frequenzgang der Empfindlichkeit nach Betrag und Phase, der als effektive Höhe bzw. Länge eingeführt wurde, zum Anderen wird die Grenzempfindlichkeit und bei den H-Feldsonden die E-Feldunterdrückung von Interesse sein.

5.3.2.1 Effektive Höhe und Länge

Vorausgesetzt sei ein homogenes Feld, bei dem elektrische und magnetische Feldstärke z.B. über den Freiraumwellenwiderstand $Z_{F0} = 377 \Omega$ verknüpft sind. Misst man bei der TEM-Zelle mit Septumhöhe $b/2$ die Transmission S_{21} mit einem Vektornetzwerkanalysator, so ergibt sich die effektive Höhe h_{eff} der E-Feldsonde zu

$$h_{\text{eff}} = \frac{b}{2} S_{21}.$$

Für die magnetische Feldsonde ergibt sich eine effektive Länge

$$l_{\text{eff}} = \frac{b}{2} S_{21} \frac{Z_{F0}}{R_{\text{Cell}}}.$$

mit dem Zellenwiderstand $R_{\text{Cell}} = 50 \Omega$. Da man die Verstärkerausgangsspannung der aktiven H-Feldsonde misst, eignet sich zur Umrechnung besser der Kalibrierfaktor c_{Hcal} nach Gl. (2.32) mit

$$c_{\text{Hcal}} = \frac{b}{2} S_{21}.$$

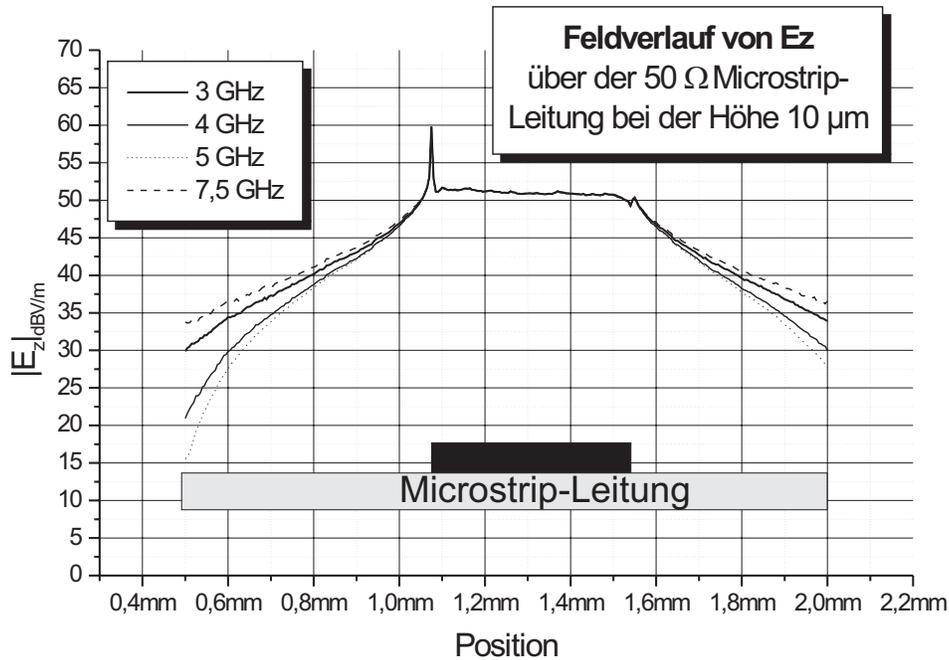


Bild 5.32: Gemessenes Nahfeld $10 \mu\text{m}$ über der 50Ω Microstrip-Leitung.

In Abb. 5.33 ist links die in der TEM-Zelle gemessene effektive Höhe der E-Feldsonde dem Ergebnis gegenübergestellt, das man aus der numerischen Berechnung bekommt, wenn man Sonde und Verstärker gemeinsam berücksichtigt. Man erkennt eine gute Übereinstimmung beider Ergebnisse trotz der vereinfachten Modelle zur Berechnung und der nur z.T. vorhandenen Modelle für die Halbleiter-Komponenten. Bei der Mikrostreifenleitung ist der Betrag und das Verhältnis zwischen elektrischer und magnetischer Feldstärke von der Messhöhe z_{mess} abhängig und muss zuvor mit einer kalibrierten Sonde ermittelt oder numerisch berechnet werden. Die Berechnung der effektiven Höhe und Länge ist anschließend ebenso einfach, wie in der TEM-Zelle. Dass die Abweichung zwischen der einen Methode und der anderen nur gering ist, sieht man in Abb. 5.33 rechts, in der für eine weitere E-Feldsonde beide Kalibrierungsergebnisse gegenübergestellt sind.

5.3.2.2 E-Feldunterdrückung

Aus dem Frequenzgang der H-Feldsonde in zwei senkrecht zueinander stehenden Orientierungen kann die E-Feldunterdrückung gewonnen werden, da nur bei einer Orientierung die magnetische Feldkomponente die Schleife senkrecht durch-

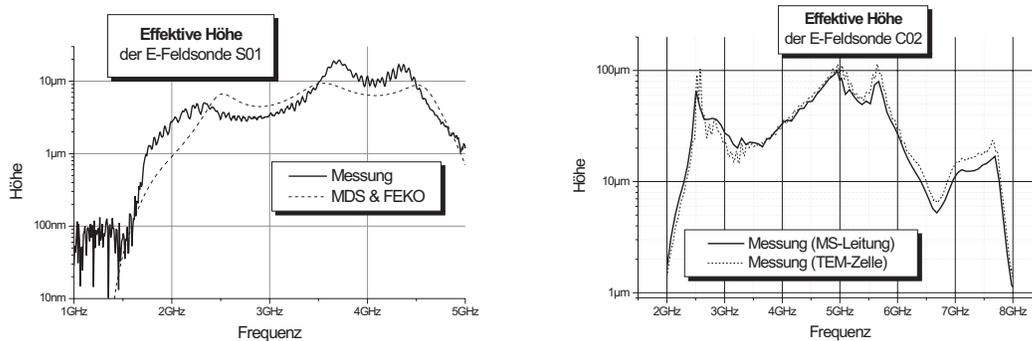


Bild 5.33: Effektive Höhe der S-Band E-Feldsonde beim Vergleich Messung zu Berechnung (links) und Vergleich beider Methoden bei C-Band E-Feldsonden (rechts).

stoßen und im anderen Fall Feld und Schleife parallel zueinander liegen. Dass die mechanische Realisierung der zueinander senkrechten Orientierungen sehr aufwändig sein kann, liegt an der kleinen Größe und der damit verbundenen Unsicherheit über die exakte Orientierung. In der TEM-Zelle lässt sich dies zumindest durch zwei zueinander senkrechte Führungen zum Einschieben realisieren. Falls die Schleife aber nicht exakt senkrecht bezüglich der Einschubebene steht, sind beide Messungen nicht ganz komponentenrein. Vorteil der MS-Leitung ist die Feldinhomogenität im Bereich des Sondenhalters, weshalb nur die Schleife dem starken und homogenen Feld ausgesetzt ist. Der Sondenhalter wirkt dann nicht als Antenne im Gegensatz zu ihrem Einsatz in der TEM-Zelle. An einem Beispiel sollen die Ergebnisse ausgewertet werden. In Abb. 5.34 links wurden von allen vier zueinander senkrechten Schleifen-Orientierungen ($\varphi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ und 270°) die Frequenzgänge von H_x und H_y für $z_{mess} = 5 \mu\text{m}$ über der (in x-Richtung verlaufenden) Mikrostreifenleitung aufgetragen. Auch wenn hierbei das Feld gestört wird, lässt sich die effektive Länge der H-Feldsonde untersuchen. Wertet man die zwei gewünschten Feldkomponenten aus, so lässt sich die Wirkung des Symmetrierers als Gleichtaktunterdrückung in 5.34 rechts darstellen. Bei ca. 3,6 GHz besitzt die Sonde ein Frequenzfenster sowohl mit ausreichender Gleichtaktunterdrückung und auch mit deutlicher E-Feldunterdrückung (in 5.34 links ablesbar). Anonsten erkennt man den offensichtlich dominierenden Einfluss der E-Feldeinkopplung trotz der Symmetrierung im übrigen Frequenzband. Der Grund dafür ist das auch im Gegentakt einkoppelnde Störsignal in Folge der nicht ganz geschlossenen Schirmung der Zuleitung. Die hervorragende Symmetrierung bei $f = 3,6 \text{ GHz}$ öffnet damit ein Fenster, in dem (bei $z_{mess} = 5 \mu\text{m}$) H-Feldmessungen höherer Genauigkeit möglich sind. Die resultierende effektive Länge der H-Feldsonde ist in 5.35 links für den nutzbaren Anwendungsbereich dargestellt.

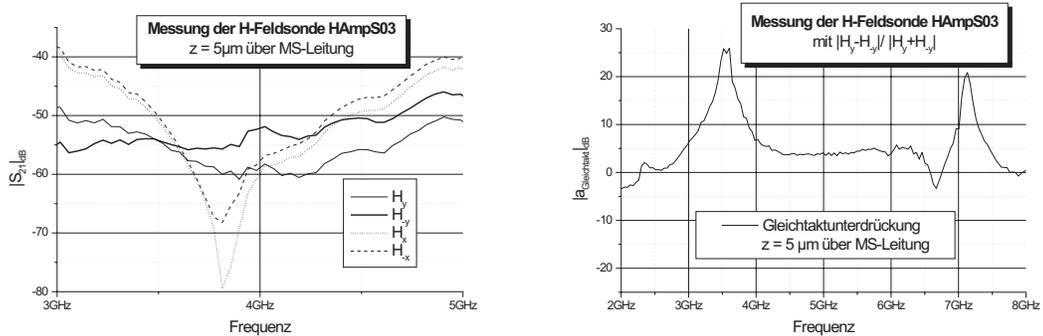


Bild 5.34: *E-Feldeinkopplung einer H-Feldsonde (links) und gemessene Wirkung des Symmetrieres (rechts).*

Weitergehende Techniken der Schirmung können sinnvoll sein, denkbar wären auch weiterführende Untersuchungen basierend auf der kompletten E-Feldmessung mittels Miniatur-Dipolen, die mit der vorgestellten Technik symmetriert werden können. Ob auch hierbei zu grosse Störsignale hinderlich sind, bleibt noch abzuwarten. Es wurde bereits erwähnt, dass der Einsatz von H-Feldsonden vorgegeben war. Abschließend war eine Erweiterung der Arbeit hin zu diesem alternativen Ansatz im Rahmen des Kooperationsprojektes leider nicht mehr durchführbar.

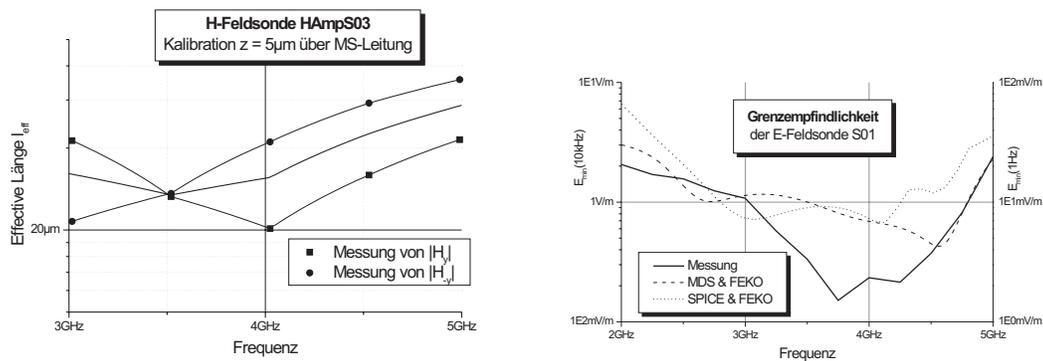


Bild 5.35: *E-Feldunterdrückung einer H-Feldsonde (links) und Grenzeempfindlichkeit nach Messung und Berechnung einer E-Feldsonde(rechts).*

5.3.2.3 Grenzeempfindlichkeit

Um die Grenzeempfindlichkeit der Sonden zu messen (siehe [64]), bestimmt man mit einem Spektrumanalysator das Grundrauschen schmalbandig für jeden interessierenden Frequenzpunkt. Anschließend regelt man das Eingangssignal der

TEM-Zelle oder der MS-Leitung auf den Pegel, bei dem der am Spektrumanalysator gemessene Pegel gerade 3 dB über dem liegt, wenn man den Generator entfernt. Vorausgesetzt wird, dass das Grundrauschen des Spektrumanalysators kleiner ist als das Rauschen des Verstärkers. Ein Ergebnis ist exemplarisch in Abb. 5.35 rechts für eine E-Feldsonde dargestellt, bei der zum Vergleich auch die Ergebnisse von zwei numerischen Berechnungen (SPICE und MDS) zur Verfügung stehen und diesen gegenübergestellt sind. Die Berechnungen basieren auf zwei verschiedenen Modellen der Rauschparameter für die Halbleiter-Bauelemente und den Ergebnissen der Sondenmodelle unter Berücksichtigung von Sonde und Verstärker. Man erkennt eine hinreichende Übereinstimmung in weiten Frequenzbereichen.

5.3.3 Datenkonvertierung

Diese Konvertierung betrifft die Umrechnung der gemessenen S-Parameter einer Nahfeldmessung in Feldstärkedaten. Ausgehend von den Kalibrationsmessungen und den damit gegebenen effektiven Höhen und Längen werden nach Betrag und Phase die Feldstärken aus den Messwerten berechnet, falls sie nicht die Grenzemfindlichkeit unterschreiten. Letztere hängt mit $1/\sqrt{b}$ von der Messbandbreite b ab.

Es wurden bereits einige Ergebnisse von Nahfeldmessungen vorgestellt, bei denen die Oberfläche berücksichtigt wurden. Wie man diese Strukturen abtasten kann, wurde bisher aber noch nicht erläutert, es wurde nur erwähnt, dass diese Aufgabe u.a. regelungstechnisch gelöst wird. Diese Betrachtungen sollen nun folgen.

Kapitel 6

Topografieabtastung

Um die Feldverteilung dicht oberhalb der Schaltungsstrukturen kontaktfrei und damit nahezu störungsfrei abtasten zu können, muss die räumliche Position und Ausdehnung dieser Strukturen erfasst werden. Auch bei Kenntnis z.B. der Herstellungsmasken ist die genaue Lage (ggf. auch Schiefelage) von entscheidender Bedeutung, um im μm -Bereich zu messen. Apriori-Wissen kann die Oberflächen-Abtastung beschleunigen oder vereinfachen, aber nicht ganz ersetzen. Wenn man vom Abtasten der Strukturen spricht, steckt darin schon das Ertasten mit den Fingern, was eine Berührung implizieren würde. Um nicht zu riskieren, die Schaltung bzw. ihre sehr feinen und empfindlichen Strukturen zu zerkratzen oder elektrosensitive Komponenten durch Ladungen oder Spannungen zu zerstören, ist diese Oberflächenabtastung berührungsfrei zu konzeptionieren (siehe auch [130]).

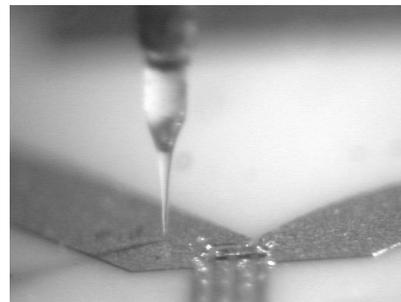
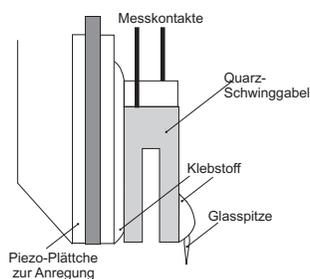


Bild 6.1: Quarzschwinggabel (links mit Genehmigung des Physics Department of Trinity College Dublin) mit Glasspitze und Halterung zum Anregen sowie die Spitze über einer Oberfläche (rechts).

6.1 Anwendung des „Shear-Force“-Effektes

Am Physics Department des Trinity College in Dublin arbeitet man schon längere Zeit an der Nahfeld-optischen Rastermikroskopie (engl. scanning nearfield optical microscopy, kurz SNOM) zur Untersuchung von Oberflächenstrukturen ([105] und [100]). Im Beitrag der Forschergruppe um Dr. Shvets zum Forschungsprojekt SMT-4-CT97-2189 der Europäischen Union wurde eine Technik zur Abtastung der Mikrochip-Oberflächen, die im Folgenden kurz erläutert werden soll, realisiert. Zur Anwendung kommt der so genannte „Shear-force“ Effekt mit dem Phänomen der Dämpfung einer mechanisch schwingenden Glasnadel bei Annäherung an eine Oberfläche. Die Glasspitze wird z.B. durch Laser-gestütztes Ziehen hergestellt und sollte — bei den hier zu Grunde liegenden Anforderungen — eine sehr lang-gezogene schmale Spitze mit einem Spitzenradius von ca. $1 \dots 3 \mu\text{m}$ besitzen. Das Team um Dr. Shvets am Trinity College [30] befestigte diese Nadel an einem Arm einer Quarz-Schwinggabel (siehe Abb. 6.1 links), während der andere Arm an einer Haltekonstruktion befestigt ist. So lässt sich diese möglichst leichte Kombination über die Haltekonstruktion (z.B. durch ein mit einer Wechsellspannung angeregtes Piezo-Plättchen) zum horizontalen mechanischen Schwingen bringen. Es empfehlen sich zwei Plättchen, die, in entgegengesetzter Polarisierung, aneinander befestigt sind und beim Anlegen der Spannung an deren gemeinsamen Kontakt und mit Masse außen an den getrennten Kontakten, die doppelte Auslenkung erzeugen. Die Auslenkung ist hierbei eine Variation der Plättchenstärke. Die Quarzschwinggabel sorgt dafür, dass diese in ihrer Resonanzfrequenz nicht nur besonders stark zum Schwingen angeregt werden kann, sondern auch besonders empfindlich auf jede Beeinflussung (z.B. mit Dämpfung) reagiert. An zwei Messkontakten an der Schwinggabel ist dann eine elektrische Spannung messbar, die zu deren mechanischer Verspannung (beim Schwingen) proportional ist.

6.1.1 Typisches Resonanzverhalten

Die Resonanz der Schwinggabel verschiebt sich durch das Befestigen an der Halterung und das Anbringen der Glasspitze, so dass man für jede neue Schwinggabel/Glasspitzen-Kombination diese Resonanzfrequenz f_{res} erst bestimmen muss, da die manuelle Fertigung noch keine exakte Reproduzierbarkeit dieser Resonanz ermöglicht. Der Verlauf in Abb. 6.2 zeigt einen typischen Frequenzgang der Anordnung mit Resonanz der Quarzschwinggabel. Je höher die Güte $Q = f_{res}/\Delta f$ ¹ trotz befestigter Spitze bleibt (im Bereich $50 \dots 500$), umso empfindlicher reagiert die Anordnung auf eine angenäherte Oberfläche (siehe Abb. 6.1 rechts) mit einer Dämpfung.

¹ Δf ist die 3dB-Bandbreite der Resonanz.

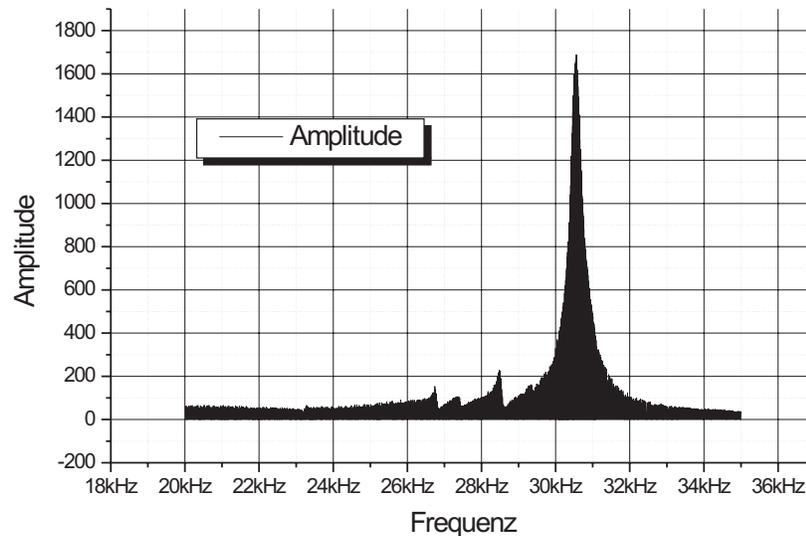


Bild 6.2: Typischer Frequenzgang mit Resonanz einer Quarzschwinggabel.

6.1.2 Typisches Dämpfungsverhalten

Eine Dämpfung der Oszillation tritt nicht erst bei Berührung der Oberfläche ein, sondern (das ist der „Shear-force“ Effekt) bereits in einem Bereich 50 . . . 70 nm darüber. Unter den Physikern ist die genaue Ursache dieses Phänomens noch umstritten, anschaulich kann man die Dämpfung aber durch erhöhten Strömungswiderstand der Luftmoleküle zwischen Spitze und Oberfläche erklären. In den Kurven in Abb. 6.3 sieht man einerseits, wie stark die Abhängigkeit des Dämpfungsverhaltens von Parametern wie Bandbreite oder Signalamplitude sein kann, und dass andererseits der Ort, wo die Oberfläche detektiert wird, fast immer bei der gleichen Auslenkung (eines grossen Z-Piezo-Kristalles zur vertikalen Positionierung) zu finden ist. Die Messungen entstanden alle direkt nacheinander. Das Ausfahren der Spitze geschieht über das Anlegen einer Hochspannung an einen grossen Piezo-Kristall mit einem Ausfahrbereich von 0 . . . 100 μm , so dass auch die erforderliche Genauigkeit gewährleistet ist.

6.1.3 Anforderung an die Regelung

Aufgabe der Regelung ist es, die schwingende Nadel über den grossen Piezo-Kristall soweit an die Oberfläche heranzufahren, dass die Dämpfung das Signal beispielsweise auf 50% des Maximalpegels reduziert, und die Regelung die Spitze

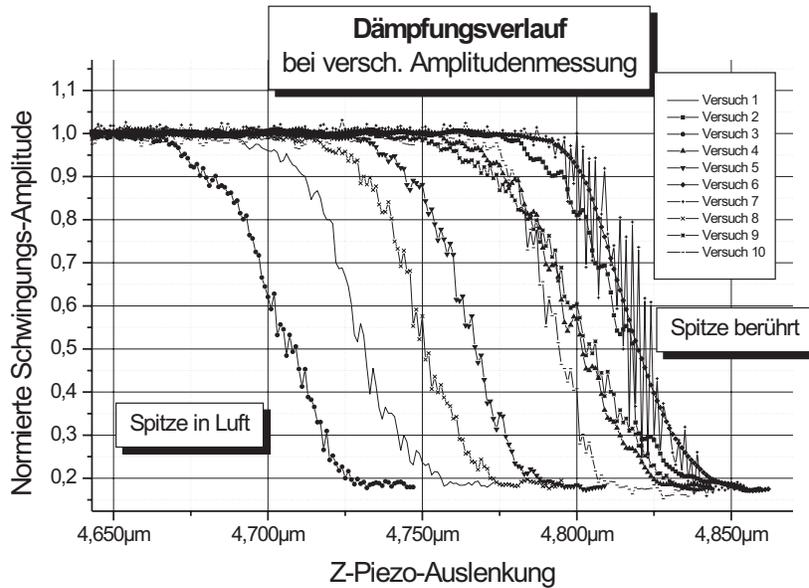


Bild 6.3: Typischer Dämpfungsverlauf bei Annäherung.

in dem damit korrespondierenden Abstand hält, auch wenn man die Spitze motor-gesteuert über eine Oberfläche hinwegfährt. Die Regelung hat also als Stellgröße die Amplitude der Schwingung möglichst konstant auf einem Wert zu halten und als Regelgröße die Spannung zum Ausfahren des großen vertikalen (oder Z-)Piezo-Kristalls entsprechend zu steuern. Dabei muss man beachten, dass

- die Piezo-Plättchen zum Anregen der horizontalen Schwingung polarisiert sind und nur unipolar betrieben werden sollten, also kein reines Sinussignal angelegt werden kann,
- die Quarzschwinggabel eine sehr hochohmige Spannungsquelle niedriger Amplitude darstellt und daher mit möglichst kurzen Kabelwegen an eine hochohmige Last (Verstärkereingangsstufe) anzuschließen ist,
- die Steuerspannung zum Ausfahren des großen Z-Piezo-Kristalls im Bereich $0 \dots 10 \text{ V}$ am Steuereingang mit der Hochspannung $0 \dots 1000 \text{ V}$ am Ausgang die Piezo-Position ($0 \dots 100 \mu\text{m}$) sehr genau (ohne Rauschen, Hysterese, Nichtlinearität oder Instabilität) einstellen soll.

6.2 Analoger PI-Regler mit modifizierter Eingangskennlinie

Ausgehend von dem einfachsten Regler, der hier zunächst als sinnvoll erschien, einem PI-Regler, wie er vom Team um Dr. Shvets in Dublin entworfen wurde, war es möglich, nach Art eines λ -Trackers (siehe Abschnitt 2.4) durch Verzerrung der Eingangskennlinie in der analogen Regelschaltung die Regelung so zu betreiben, dass die Spitze sowohl im Bereich deutlich über wie unter der Sollposition sehr schnell reagiert, in einem kleinen Bereich um den Sollpunkt herum sich aber besonders langsam bewegt. Hintergrund ist die Beobachtung, dass die Störgrößen so stark sind, dass die Nadel in der Sollposition sehr schnelle Abweichungen der Stellgröße von bis zu 20...25% ihres Dynamikbereiches aufweist. Eine stabile Regelung ist in diesem Fall nicht mehr möglich. Der theoretische Sollpunkt wird



Bild 6.4: Foto des analogen Regelverstärkers.

damit zu einem Sollbereich. Diese erste Regelung bestand aus einem kommerziellen Lock-In-Amplifier, der das anregende Signal (für die horizontal schwingenden Piezo-Plättchen) erzeugte, mit dem detektierten Quarzschwinggabelsignal I/Q-demodulierte und die daraus bestimmte Amplitude als Spannung ausgab. Nutzt man zudem die Möglichkeit einer zusätzlichen Offset-Spannung zur Überlagerung, damit bei Dämpfung im Sollpunkt genau Null Volt anliegen, und bei mehr oder weniger Dämpfung die Spannung entsprechend kleiner bzw. größer Null ist, so bietet sich beim ersten Betrachten eine reine Integrationschaltung an. Die Z-Piezo-Auslenkung wurde mit der Regelgrößenspannung über eine Datenverar-

beutungskarte im Messrechner mittels A/D-Wandlung gemessen und überwacht. Der Regelverstärker mit der modifizierten Kennlinie ist in Abb. 6.4 zu sehen. Der neue Regelverstärker ermöglicht eine schnellere Regelung und auch eine größere Sicherheit vor dem Berühren der Oberfläche, was zuvor noch häufig zu Schäden an der Nadel und der Oberfläche geführt hatte. Berührungen vollständig vermeiden konnte diese Regelschaltung jedoch nicht, zumal jede Änderung der Regelparameter (insbesondere der Kennlinien-Modifikation) zugleich Änderungen an der Hardware erforderte. Wichtige Erkenntnisse über das Verhalten der nicht exakt beschreibbaren Regelstrecke konnten aber damit gewonnen werden [115]. Einige weitere Informationen findet man in [30].

6.3 Digitale Regelung

Bei den Grundlagen zur Regelung in Abschnitt 2.4 wurde die Fuzzy-Regelung gerade dann den anderen Konzepten als überlegen vorgestellt, wenn (wie hier) keine exakte Kenntnis der Regelstrecke vorhanden ist. Hierzu wurde in Abschnitt 2.4 zudem eine digitale Realisierung empfohlen.

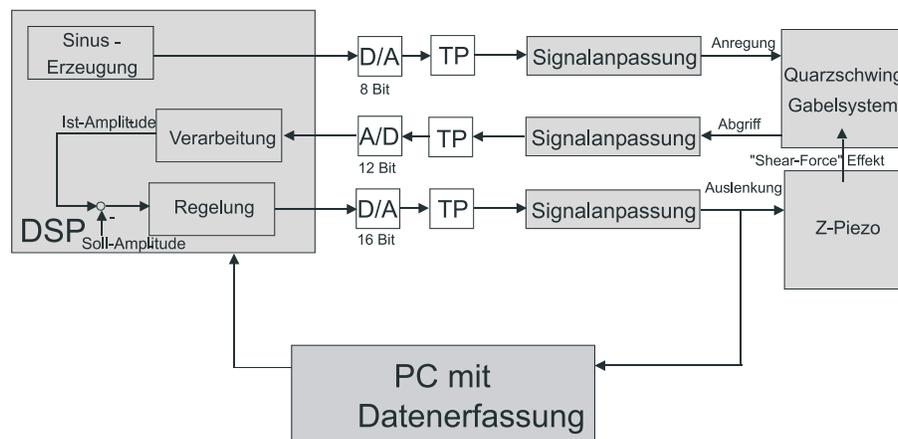


Bild 6.5: Digitales Regler-Konzept mit Signalprozessor und Peripherie.

6.3.1 Digitaler Signalprozessor

Kernstück eines digitalen Reglers ist ein digitaler Signalprozessor mit Fließkomma-Arithmetik (siehe Abb. 6.5). Die zuvor verwendeten Instrumente zur Inbetriebnahme, Überwachung und Wartung der Regelung beinhalten eine sehr große Komplexität aber auch Trägheit. Viele Funktionen der Instrumente werden gar nicht genutzt, die verwendeten lassen sich auch als Teil einer digitalen Regelung

direkt im Signalprozessor realisieren. Einige Instrumente lassen sich daher komplett ersetzen. Notwendig für die neue kompakte Lösung sind eine Reihe von Datenschnittstellen und eine Rechengeschwindigkeit, die eine Bewältigung der verschiedenen Funktionen ermöglicht.

6.3.2 Peripherie und Randbedingungen

Die digitale Erzeugung des Sinussignales über einen D/A-Wandler zur Anregung der horizontalen Piezo-Plättchen kann hinreichend genau mit 8 bit bewerkstelligt werden. Die Geschwindigkeit, mit der dieses Sinus-Signal ausgegeben wird (und damit die Unverzerrtheit des Signals), spielt hierbei die größere Rolle. Zur Abtastung des an der Schwinggabel abgegriffenen Signals reichen dann im Wesentlichen auch 8 bit Genauigkeit mit einer größeren Zeitkonstante, da nur der Mittelwert bzw. die Amplitude interessant ist. Die Generierung des Signals zur Expansion des Z-Piezo-Kristalles läuft dann noch einmal geringfügig langsamer ab, sollte aber dafür mit mindestens 12 bit oder genauer erfolgen. Die Resonanzfrequenz der Schwinggabel liegt zwischen 22 kHz und 35 kHz. Die Abtastrate muss mindestens doppelt so groß wie die Grenzfrequenz sein, also mindestens 70 kHz, möglichst aber ca. 80 kHz betragen, und der D/A-Wandler sollte entsprechend schnell zu takten sein. Das Ablegen aller notwendigen Funktionswerte des Sinussignals in seiner digitalen Kodierung in einer sog. „Lookup“-Tabelle, deren Eintrag dann immer nur zu bestimmen ist, erwies sich als besonders effizient. Der Digitalwert ist dann vom DSP an den D/A-Wandler zu schicken. Damit wurde die höchste Genauigkeit und Rechengeschwindigkeit erreicht. Typische Werte für die Amplitude der Sinusanregung liegen zwischen 0,5 Volt und 5 Volt, je nachdem, wie stark die Resonanzgüte der Schwinggabel mit der befestigten Nadel ist [38]. Sinnvolle Werte für das abgegriffene Schwinggabelsignal liegen im Bereich von 8 mV bis 12 mV, so dass die Anregung entsprechend nachzuregeln ist. Die Abtastung dieses Signals erfordert von der Theorie her auch eine Bandbreite von ca. 80 kHz und eine dazu passende Abtastfrequenz. Da aber nur die Amplitude dieses Signals interessant ist, kann man auch mit einer Filterung und langsameren Abtastung die Dämpfung bestimmen. Beide Signale liegen am A/D- bzw. am D/A-Wandler unipolar vor, d.h. der Sinus (für die horizontalen Piezos) ist mit einer Gleichspannung vom Betrage seines Amplitudenwertes zu überlagern. Das Schwinggabelsignal muss hierzu vor der Abtastung mit diesem Offset beaufschlagt werden. Analog lässt sich dies dadurch lösen, dass man mit einer Gleichrichterbrücke und einer OP-Addiererschaltung den Amplitudenwert hinzuaddiert.

6.3.2.1 Daten-Schnittstelle zum Messrechner

Da es notwendig ist, vom Messrechner aus Daten zu lesen (Auslenkung des Z-Piezo oder Status der Regelung) und zu schreiben (Auslenkung des Z-Piezo beim Wiederholen des Weges oder Ein/Ausschalten der Regelung), gibt es eine direkte

(digitale) Anbindung des Reglers an die Datenerfassungskarte im Messrechner. Ergebnis ist der in Abb. 6.6 gezeigte Aufbau mit nur noch zwei Geräten für die

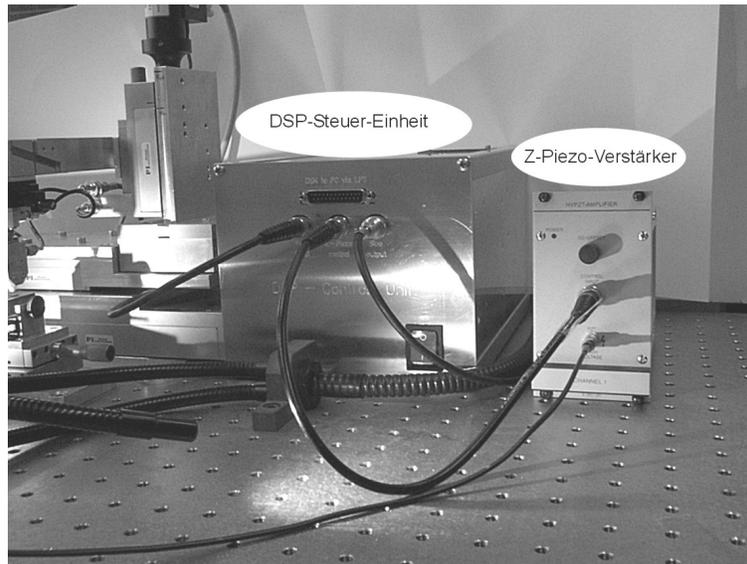


Bild 6.6: Foto der digitalen Regelung.

Regelung.

6.3.2.2 Automatische Parametereinstellung

Wenn man die Regelung einschaltet, muss zuerst die Resonanzfrequenz in einem Suchlauf bestimmt werden. Anschließend lässt sich aus der Güte Q und der Stärke des Signals die Anregungsamplitude so wählen, dass die A/D-Wandler in ihrer Dynamik passend betrieben werden. Nach einer geeigneten Parameterwahl für die Regelung wird die Regelschleife gestartet. Sollte ein Defekt oder ein Problem (keine Resonanz, zu schwaches Signal, zu geringe Güte) auftreten, so wird die DSP-Einheit dies signalisieren und die Regelung abgeschaltet lassen.

6.3.3 Digitaler Fuzzy-PI-Regler

Erstellt man die Software des DSP in der Art, dass die Regelkennlinie wie in Abb. 6.7 gegenüber konventionellen PI-Reglern geändert wird und man somit einen Fuzzy-Regler realisiert, dann erweist sich das Verhalten der Abtastung wesentlich ruhiger und damit auch schonender für Glasspitze und Schaltungsoberfläche. Hilfreich ist auch eine zusätzliche Nutzung der Information über den bisherigen Regelverlauf. So kann man aus der „Vorgeschichte“ der Regelung z.B. ablesen,

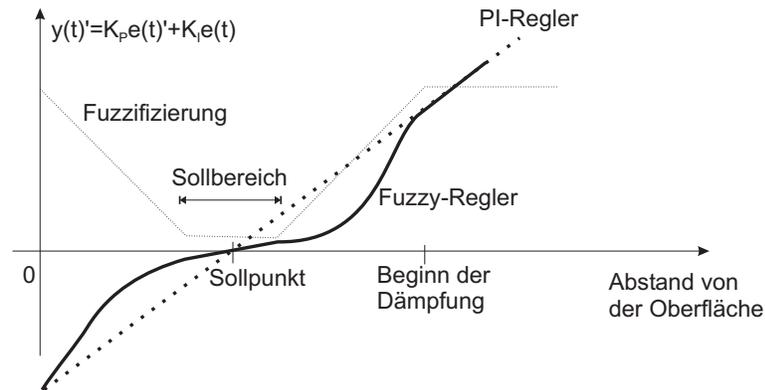


Bild 6.7: Kennlinien-Modifizierung zur Fuzzifizierung der Regelstrecke.

dass ein sehr beständiges und schnelles Wechseln zwischen der Auf- und Abbewegung auf eine Unruhe hindeutet, die man durch Herabsetzen der Proportional- und Integral-Faktoren gut bedämpfen kann. Ist aber in der Vorgeschichte eine kontinuierliche Auf- bzw. Abbewegung zu erkennen, so hat die Regelung entweder gerade den Sollbereich verlassen, oder die darunterliegende Struktur hatte eine entsprechende Stufe vorzuweisen. Die Regelung kann in einem solchen Fall die Faktoren wieder zu Gunsten einer höheren Geschwindigkeit hochsetzen. Mit diesem Verfahren wurde die bisher stabilste und zugleich schnellste Regelung implementiert (siehe [38]), während herkömmliche Regler wie der PI-Regler noch zum Zerkratzen der Oberfläche oder gar zum Bruch der Spitze führten.

6.3.4 Ergebnisse

Eine Möglichkeit des Testens der Regelung besteht in dem Herausregeln des Z-Piezo-Kristalls bis zum Auftreffen auf die Oberfläche. Ein solches Ergebnis ist in Abb. 6.8 dargestellt. Das Auftreffen der Spitze auf die Oberfläche realisiert nahezu einen Sprung in der Regelgröße, und die Sprungantwort der Regelung wird damit in einer realen Situation getestet, insbesondere mit einer realen Störgröße (z.B. Rauschen). Links in der Abbildung 6.8 sieht man, wie zuerst die Auslenkung bis zu einem festen Wert ansteigt. Auf der rechten Seite ist dazu die Regelgröße gegeben, die zu Beginn die ungedämpfte Amplitude der Schwingung und danach die Solldämpfung aufweist. Die Sprungantwort ist ohne deutliche Unterschwingen und hat nicht zur Berührung des DUT durch die Spitze geführt (Werte im Bereich Null). Das im Verhältnis zum Signal starke Rauschen verdeutlicht die Problematik dieser Regelstrecke. Quantifiziert wurde die Qualität der Reglerkonzepte durch Aufnahme dieser Sprungantwort und statistische Untersuchung der Mittelwerte und Standardabweichung der Signale vor und nach dem Sprung. Ein wichtiges Kriterium war auch die Häufigkeit von Berührungen und die Aufenthaltswahrscheinlichkeit des Signales im Sollbereich nach dem Sprung. Wendet

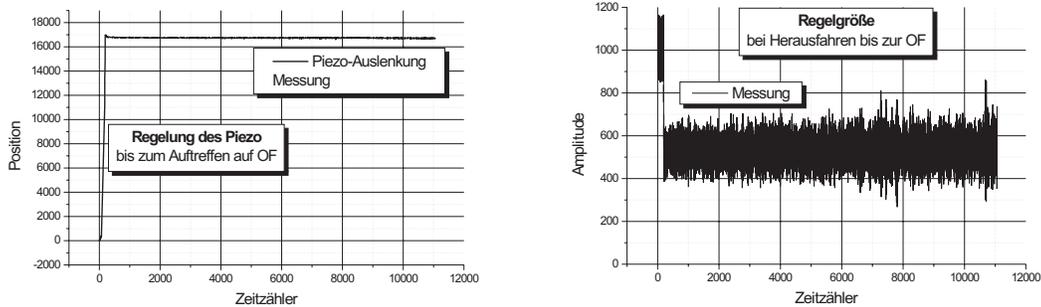


Bild 6.8: Test der Fuzzy-Regelung durch Herausregeln bis zum Auftreffen auf die Oberfläche mit Auslenkung (links) und Regelgröße (rechts).

man diese Regelung zum Abtasten einer Oberfläche an, so erhält man beispielsweise folgende Strukturaufnahme (siehe Abb. 6.9). Es zeigt die beiden Zweige

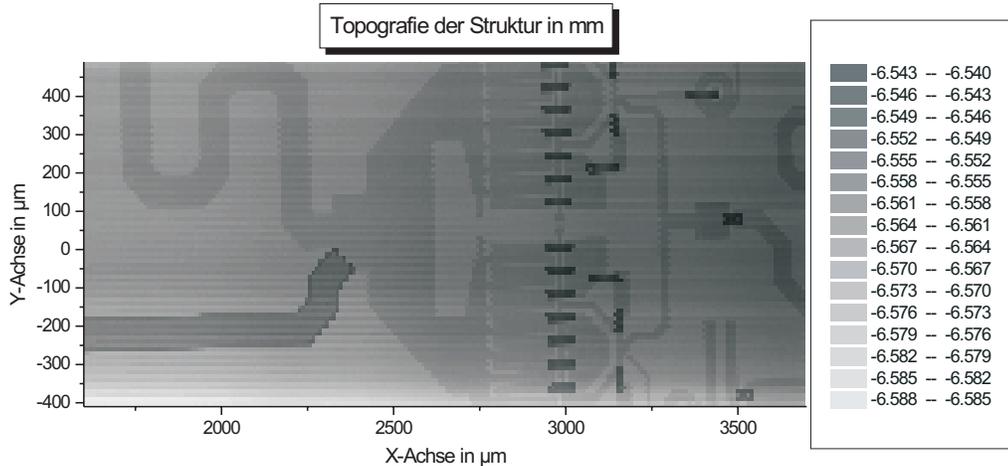


Bild 6.9: Ermitteltes Höhenprofil einer Oberflächenabtastung über einem MMIC.

einer MMIC-Ausgangsverstärkerstufe mit MESFET-Verstärkern, Mikrostreifenleitungen, Bondbrücken und Miniaturspulen.

Unter Verwendung all der inzwischen detailliert beschriebenen Komponenten ist es nun möglich, Ergebnisse dieser „Erweiterten Messtechnik“ zur Untersuchung von MMICs vorzustellen.

Kapitel 7

Anwendung der Erweiterten Messtechnik

In diesem Kapitel werden zwei Typen von Untersuchungen vorgestellt. Die ersten behandeln den einfacheren Fall von passiven Schaltungs-Strukturen, die numerisch berechenbar sind und den Messergebnissen gegenübergestellt werden können, die übrigen Messungen demonstrieren den realen Anwendungsfall zur Untersuchung eines MMICs.

7.1 Einfache Microstrip-Schaltung

Bei der Kalibrierung der Feldsonden wurde neben der TEM-Zelle die Nahfeldmessung über der passiven Mikrostreifenleitung vorgestellt. Das Substrat und die Strukturen sind wohldefiniert, so dass numerische Vergleichsrechnungen möglich sind. Dies soll u.a. anhand von der im Abschnitt 5.3 vorgestellten Messung zur Kalibration einer E-Feldsonde dargestellt und vertieft werden.

7.1.1 Substrat und Greensche Funktion

Das Substrat der 50 Ω Mikrostreifenleitung ist RT Duroid der Stärke $h = 0,635$ mm, einer relativen Dielektrizitätszahl $\varepsilon_r = 10,8$ und einem Verlustwinkel $\tan \delta_\varepsilon = 0,0024$. Die 50 Ω -Leiterbahn hat eine Breite von $b = 530$ μm und eine Höhe des Kupferbelages von $t = 17$ μm . Dies ist (siehe Abb. 7.1) in einem Querschnitt der Struktur aus der Oberflächenabtastung gut zu erkennen.

7.1.2 Messparameter

Die Messung erfasst eine Breite von 3,5 mm quer über die Leitung hinweg und hat die Oberfläche dabei in einem Raster von $\Delta x = \Delta y = 5$ μm abgetastet. Die Feldmessung wurde in einer Messhöhe $z_{mess} = 10$ μm durchgeführt. Dabei wurde

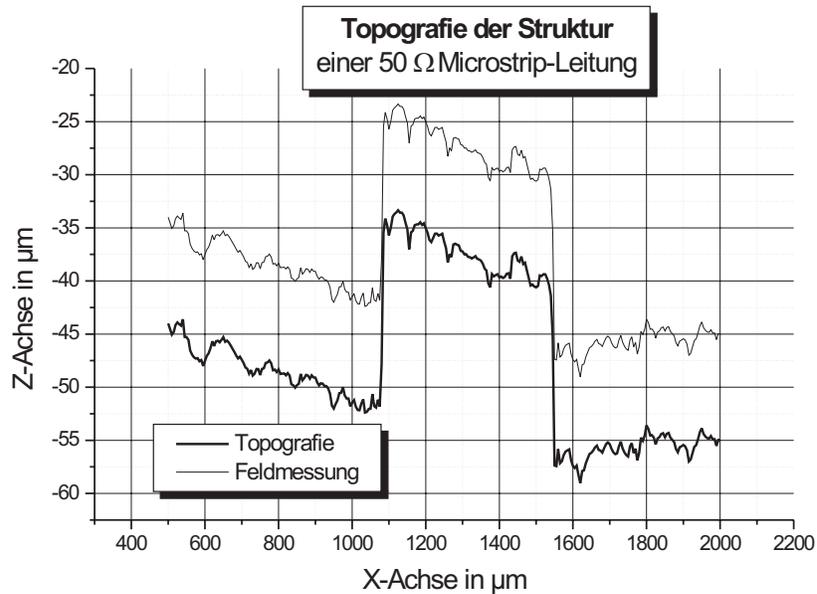


Bild 7.1: Topografie- und Feldmessebene über der Mikrostreifenleitung.

das Frequenzband von 2...8 GHz gewählt (die E-Feldverteilung konnte in Abb. 5.32 auf Seite 102 bereits für verschiedene Frequenzen gezeigt werden).

7.1.3 Messergebnisse

Aus der in Abb. 7.1 gezeigten Darstellung der Topografie kann man sowohl die Höhe der Kupferauflage des Substrates als auch die Rauigkeit dieser Oberfläche entnehmen. Die beiden Skalen besitzen zwangsläufig eine andere Größenordnung, da in der Höhe nur μm , in der Breite aber 3,5 mm darzustellen sind.

7.1.4 Vergleich mit einer Berechnung

Berechnet man zu der Messung für eine Frequenz $f = 5$ GHz die erwartete Feldverteilung, dann lässt sich damit die Genauigkeit der Messung ermitteln (Abb. 7.2). Das Ergebnis in Abb. 7.2 zeigt in einigen Bereichen deutliche Abweichungen zwischen Messung und Berechnung, auf die eingegangen werden soll. Der Abfall des Pegels an den Kanten wird bei der Messung nicht so scharf aufgelöst, wie in der berechneten reinen E_z -Komponente. Aus diesem Grund ist zudem der Verlauf des Gesamt-Feldes E_{ges} aufgetragen, um auf die Eigenschaft der Sonde hinzuweisen, auch auf die tangentialen Feldkomponenten empfindlich zu sein. Direkt über der Streifenleitung ist das Messsignal deutlich zu gering, was auf eine Störung des

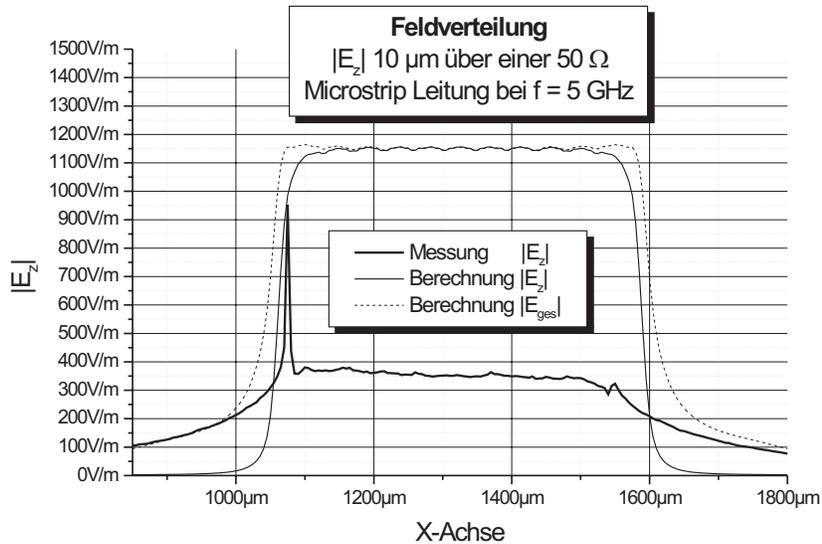


Bild 7.2: Vergleich von Messung und Berechnung der normalen elektrischen Feldverteilung 10 μm über einer Microstrip-Leitung bei 5 GHz.

Nahfeldes durch die Sonde selbst zurückzuführen ist. Dies soll nachfolgend verdeutlicht werden. Führt man diese Messungen auch für verschiedene Messhöhen durch, so wird man den Fehler durch Störung des Nahfeldes in Abhängigkeit von der Messhöhe erfassen können. Den Vergleich des Feldstärkeverlaufes als Funktion der Messhöhe z_{mess} zeigt Abb. 7.3. Je kleiner der Messabstand ist, desto stärker wird das Feld verzerrt und der Feldstärkepegel in der Messung dadurch kleiner, als erwartet. Obwohl eine Singularität vorliegen sollte, wie auch die Rechnung zeigt, führt die Anwesenheit der Sonde dazu, dass die Feldstärke geschwächt wird und kaum mehr ansteigt. Mit zunehmendem vertikalen Abstand gehen beide Kurven ineinander über.

Dieses Beispiel macht deutlich, dass es etwa ab einem Messabstand von ca. 20 μm oder weniger zu einer Feldstörung von ca. 3 dB kommen kann. Die geringe Messabstand von 10 μm ist somit verantwortlich für die deutlichen Pegelabweichungen. Bei einem MMIC besteht bisher keine Möglichkeit, Vergleichsrechnungen durchzuführen, es sollte demnach auch auf einen größeren Messabstand geachtet werden, um zuverlässige Daten erfassen zu können.

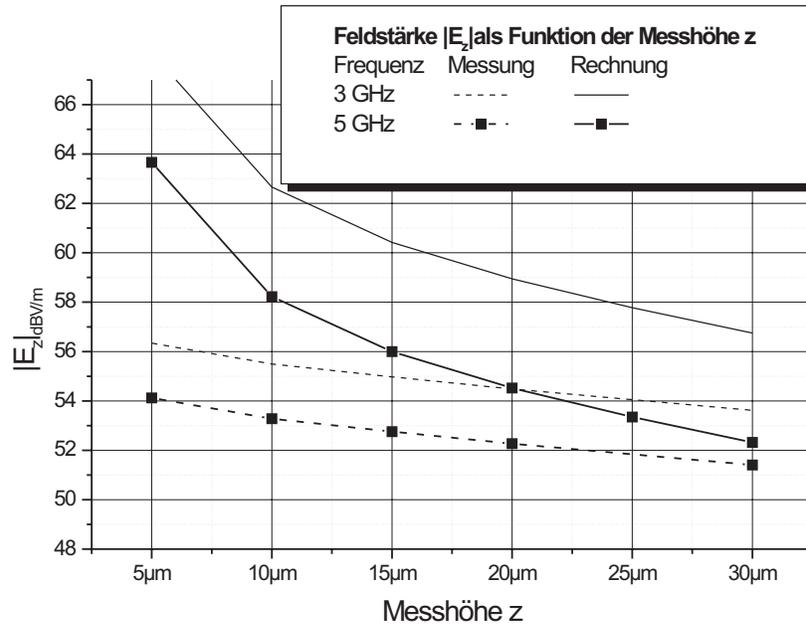


Bild 7.3: Vergleich von Messung und Berechnung der normalen elektrischen Feldverteilung als Funktion der Messhöhe z_{mess} über einer Microstrip-Leitung bei 3 GHz und 5 GHz.

7.2 Messungen am MMIC

Messobjekt ist im Folgenden ein typischer MMIC, der von der Firma Thales Microwave in Massy gefertigt und zur Verfügung gestellt wurde. Betrachtet man die Ausgangsstufe (bzw. einen Signalzweig) eines Leistungsverstärkers (siehe Abb. 7.4), dann erkennt man darin nicht nur reine Leiterbahnen, sondern auch monolithisch integrierte passive wie aktive Komponenten, z.B. Miniatur-Spulen oder Mikrowellentransistoren. Der Verstärker hat eine Ausgangsleistung von ca. 2...3 W und arbeitet im S-Band. Der markierte Bereich in Abb. 7.4 wird mit der Messtechnik untersucht und die beiden eingezeichneten Schnitte sollen später zur Beurteilung der Messung dienen.

7.2.1 Substrat-Wahl

Das Substrat ist leider nicht bekannt, so dass hier nur allgemein ein Halbleitersubstrat angenommen werden kann und die Wahl auf undotiertes Silizium gefallen ist. Die Höhe des Substrates ist ebenso nicht bekannt, lässt sich aber auf $h = 500 \mu\text{m}$ schätzen. Hersteller behandeln solche Informationen als Betriebsgeheimnis, so dass diese praktisch nicht zu erhalten sind.

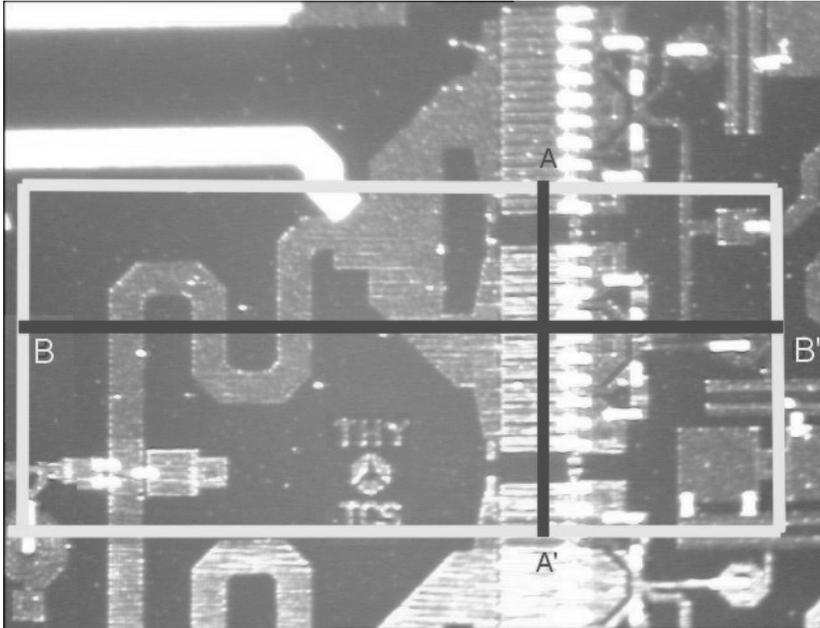


Bild 7.4: Ausgangsstufe eines MMIC-Leistungsverstärkers mit markiertem Messbereich.

7.2.2 Messparameter

Die Oberflächenstruktur wurde in einem Raster von $\Delta x = \Delta y = 10 \mu\text{m}$ abgetastet und die Feldmessung in einer Messhöhe $z_{\text{mess}} = 25 \mu\text{m}$ bei 10 äquidistante Frequenzpunkten im Frequenzbereich $2 \dots 5 \text{ GHz}$ durchgeführt. Die Fläche hat eine Ausdehnung von $2200 \times 900 \mu\text{m}^2$.

7.2.3 Messergebnisse

Die gesamte Messung von Topografie, normaler E-Feldverteilung und den beiden tangentialen H-Feldverteilungen dauerte insgesamt 80 h, in denen der Aufbau ohne Unterbrechung in Betrieb war. Dies ist bei solchen Messungen notwendig, um Schwankungen (z.B. durch die thermische Ausdehnung) klein zu halten. Nach der Oberflächenabtastung, die in Abb. 7.5 oben dargestellt ist, wird nach einem Sondenaustausch und Inbetriebnahme der Sonde die normale E-Feldverteilung aufgenommen (siehe Abb. 7.5 unten). Die Oberfläche weist eine messbare Schiefelage von $40 - 50 \mu\text{m}$ auf, was auf ein darunterliegendes Staubpartikel schließen lässt. Die Rauigkeit der Gesamtstruktur liegt im Bereich von $70 \mu\text{m}$. Die E-Feldmessung in Abb. 7.5 unten weist bei der Frequenz $f = 3,5 \text{ GHz}$ eine sehr

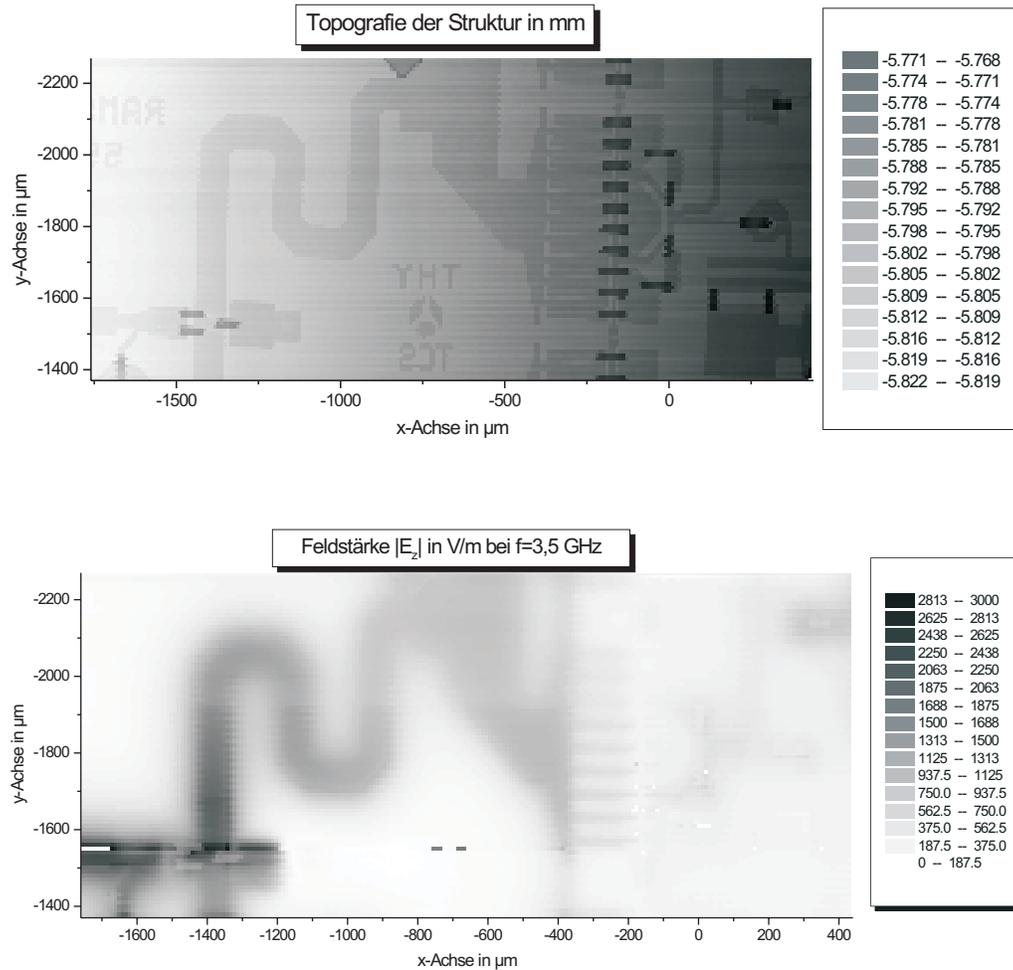


Bild 7.5: Topografie und E -Feldverteilung der Messung über dem MMIC.

hohe Dynamik und Auflösung auf, die noch etwas genauer untersucht werden soll. Dazu werden die beiden Schnitte A-A' sowie B-B' (in Abb. 7.4) herausgegriffen und ausgewertet.

7.2.3.1 Schnitt A-A' der E-Feldmessung

Zur Abschätzung der erreichten Auflösung wird der Schnitt A-A' durch die so genannten Interdigital-Struktur eines MESFET betrachtet (siehe Abb. 7.6). Man erkennt sehr gut, dass mit der Feldänderungen eine Auflösung von $25 \dots 30 \mu\text{m}$ im Bereich der Messhöhe erreicht wurde. Dies geht offenbar nicht einfach auf die geringen Strukturänderungen zurück, sondern auf die Signale in den periodisch wiederkehrenden Transistor- „Fingern“. Damit ist bereits das wichtigste Ziel der Arbeit erreicht. Die auf die Wellenlänge bezogene Auflösung beträgt mind. $\lambda/8000$. Dies ist eine ganze Größenordnung besser als der bisherige Stand

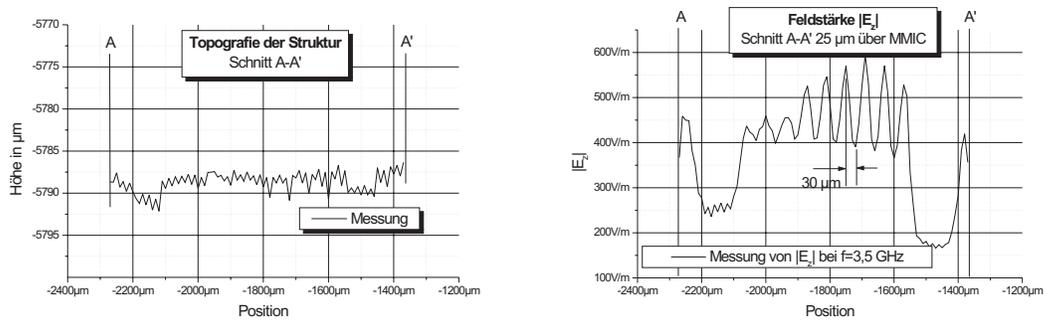


Bild 7.6: Topografie (links) und E -Feldverlauf (rechts) beim Schnitt A-A'.

der Technik auch unter Verwendung einer inversen Felstransformation. Es ist systembedingt, dass diese Auflösung bereits in den Feldmessdaten vorhanden ist und eine zusätzliche Schärfung durch die inverse Feldtransformation keine weitere Verbesserung erwarten lässt. Eine andere Frage betrifft den Dynamikumfang der Messwerte, der am deutlichsten im Schnitt B-B' abzulesen ist.

7.2.3.2 Schnitt B-B' der E -Feldmessung

Der Schnitt B-B' verläuft vom Eingangsbereich der Verstärkerstufe mit schwachem bzw. gar keinem Signal bis hin zum Überqueren der Leiterbahnen am Ausgang des Verstärkers. Dies ist in Abb. 7.7 zu sehen. Hier entnimmt man aus der

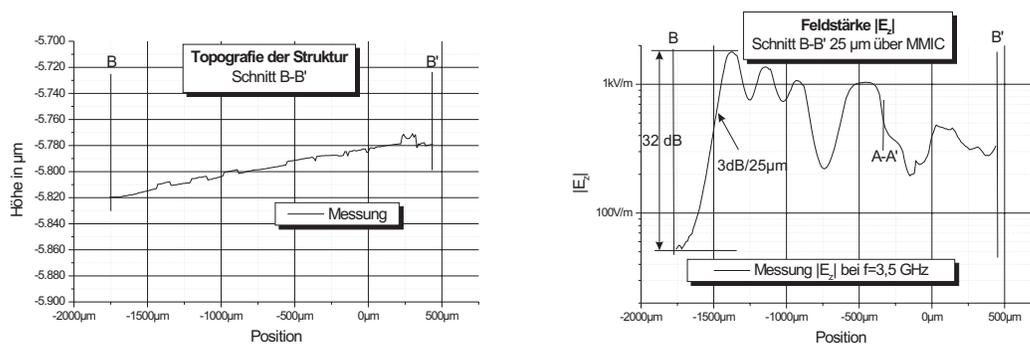


Bild 7.7: Topografie (links) und E -Feldverlauf (rechts) beim Schnitt B-B'.

Flankensteilheit eine Auflösung von etwa der Messhöhe für eine Abnahme des Pegels um 3 dB, was sich auch relativ einfach aus geometrischen Überlegungen ableiten lässt. Die gesamte Dynamik liegt im Bereich von 30 dB, die der Problematik zur Untersuchung einer aktiven Schaltung sehr wohl gerecht wird.

Abschließend soll noch darauf aufmerksam gemacht werden, dass die an und für sich symmetrisch aufgebaute Verstärkerstufe in den symmetrischen Signalzweigen gleiche Pegel erwarten lassen sollte, dies aber (wie am Ausgang in Abb. 7.5 zu sehen) nicht der Fall ist. Dies wäre z.B. auf eine interne Fehlanpassung zurückzuführen. Die genauere Lokalisierung eines solchen Defekts ist also bereits aus der E-Feldmessung ableitbar, was mit herkömmlichen kontakt-basierten Messverfahren nicht möglich wäre.

7.2.3.3 H-Feldmessungen

Der Vollständigkeit halber sind noch die beiden tangentialen H-Feldmessungen in Abb. 7.8 dargestellt. Man erkennt ganze voneinander abgetrennte Bereiche mit höherem bzw. niedrigerem Signalpegel. Letzteres könnte daran liegen, dass

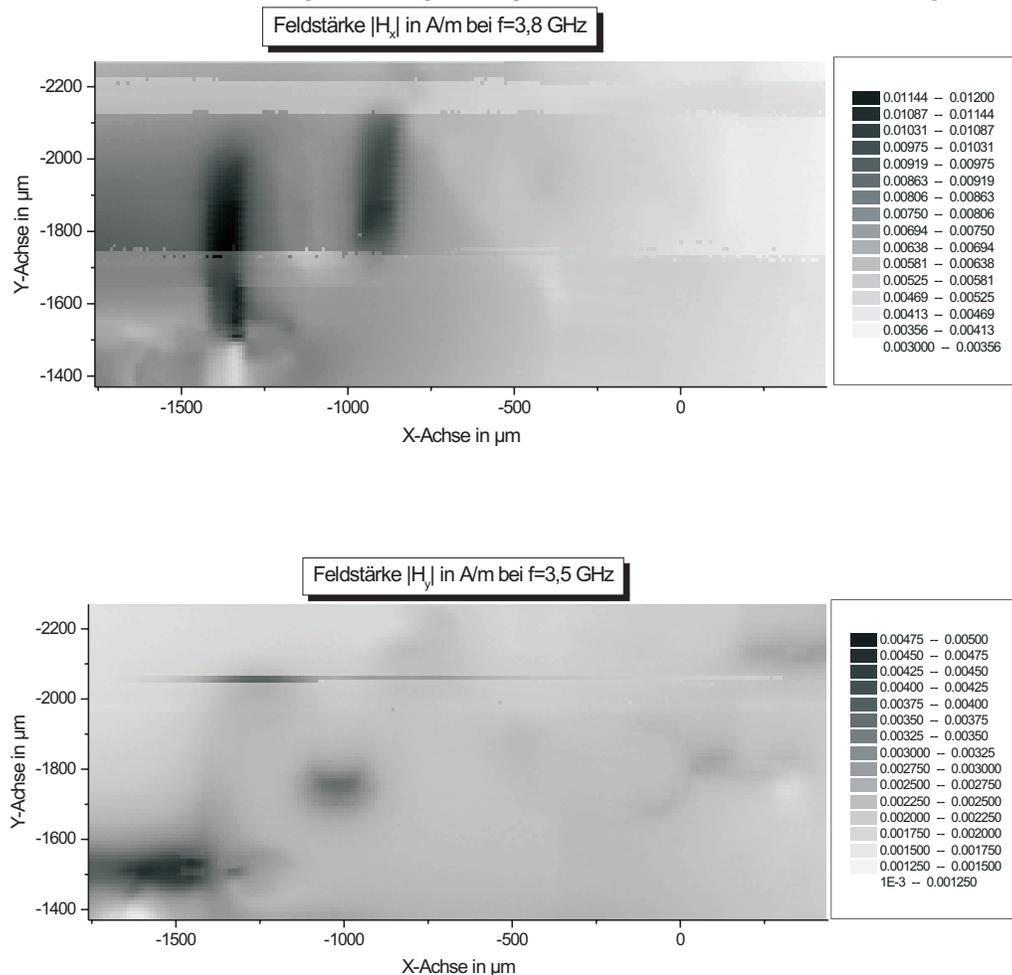


Bild 7.8: Beide H-Feldverteilungen der Messung über dem MMIC.

während der 80-stündigen Messung der untersuchte MMIC-Verstärker zeitweise

überhitzte und damit die Verstärkung einbrach, weil anscheinend die Wärmeabfuhr über die Wärmeleitpaste zum gekühlten Halter unterbrochen war. Der Arbeitspunkt war im Laufe der Messung etwas gewandert. Das unscharfe Bild lässt sich auf den Einsatz der H-Feldsonde in einem Bereich ohne wesentliche E-Feldunterdrückung zurückführen. Dies ergibt nicht nur eine richtungsabhängig destruktive bzw. konstruktive Überlagerung mit dem vom E-Feld verursachten Signal, sondern auch eine Mischung der hochauflösenden H-Feldmessung mit der — das E-Feld koppelt nicht nur an der Spitze ein — schwach aufgelösten E-Feldeinkopplung. Immerhin sind in beiden Bildern tendenziell die richtigen Signalanteile (vertikal-horizontal) erkennbar und z.T. sogar die Schaltungsstruktur erkennbar, jedoch nicht in ausreichendem Maße, dass man diese als scharf bezeichnen kann. Eine solche Messung ist damit für eine weitere numerische Auswertung unbrauchbar. Man kann die H-Feldsonden dann mit verringerter Störeinwirkung des E-Feldes einsetzen, wenn man den Messabstand sehr klein wählt, was aber durch die Feldstörung zu einer Verfälschung der Messung führt. Wählt man einen ausreichenden Messabstand, ohne das Feld zu stören, koppelt zunehmend mehr E-Feld in die Sonde ein als das H-Feld.

7.2.3.4 Rückwirkungsmessungen

In einer weiteren Messung wurde der Transmissionskoeffizient \underline{S}_{21} des DUT als Funktion der Sondenposition aufgezeichnet und ergab bei einer Messhöhe von $z_{mess} = 20 \mu\text{m}$ keine über das vorhandene Rauschen hinausgehende Rückwirkung.

7.2.3.5 Umrechnung in Pegelverteilung

Die gegebenen E-Feldmessungen wurden mit den Greenschen Funktionen in entsprechenden Signal-Pegelverteilungen umgerechnet. Eine Inverse Feldtransformation war nicht mehr sinnvoll, da eine bereits im Feldbild vorhandene Auflösung nicht weiter gesteigert werden kann, ohne dabei das Nyquist-Kriterium zu verletzen. Das Verfahren konvergiert in so einem Fall nicht. Die Anwendung einer inversen Feldtransformation erfordert also eine noch feinere Abtastung im Ortsbereich. Messungen mit einem feinerem Raster hätten aber zu lange gedauert, so dass diese Untersuchungen entfallen mussten.

7.2.4 Animierte Darstellung

Bestimmt man aus Betrag und Phase der vektoriellen Messung zu äquidistanten Zeitpunkten den Realteil des mit $e^{j\omega t}$ modulierten Messsignals und legt die daraus folgenden Verteilungsbilder hintereinander als Filmsequenz ab, so lässt sich der Signalfluss sehr anschaulich visualisieren. Eine Reihe von Momentanaufnahmen einer hierbei sehr anschaulich animierten Messung sind in Abb. 7.9

dargestellt und kann in animierter Form (auf Anfrage) im Internet betrachtet werden.

7.2.5 Fazit

Die vorgestellten Messergebnisse demonstrieren die Chancen aber auch die Grenzen der erweiterten Messtechnik. In der Praxis zeigt bereits die E-Feldmessung eine so hohe Auflösung, dass das System insgesamt als erfolgreicher Prototypenaufbau gewertet werden kann. Es wurde in einen Auflösungsbereich vorgedrungen, der mit bisherigen Methoden nicht erreichbar war. Beschränkt man sich auf einen Messabstand im Bereich der $20 \dots 30 \mu\text{m}$, so ist die Messung nahezu rückwirkungsfrei und besitzt in der E-Feldmessung sowohl eine hinreichend hohe Dynamik (im Bereich $30 \dots 35 \text{ dB}$) als auch eine Auflösung im Bereich des Messabstandes. Will man bei vorgegebenem Messabstand (zur Vermeidung einer Feldstörung) eine noch höhere Auflösung erreichen, so reicht die Betrachtung der E-Feldmessung allein nicht mehr aus. Um die inverse Feldtransformation erfolgreich anwenden zu können, muss das Feld nach Nyquist mindestens doppelt so fein abgetastet werden wie die gewünschte Auflösung. Dann kann das Feldbild nicht nur in eine Pegelverteilung umgerechnet werden, sondern es wird auch eine Bildschärfung erreicht.

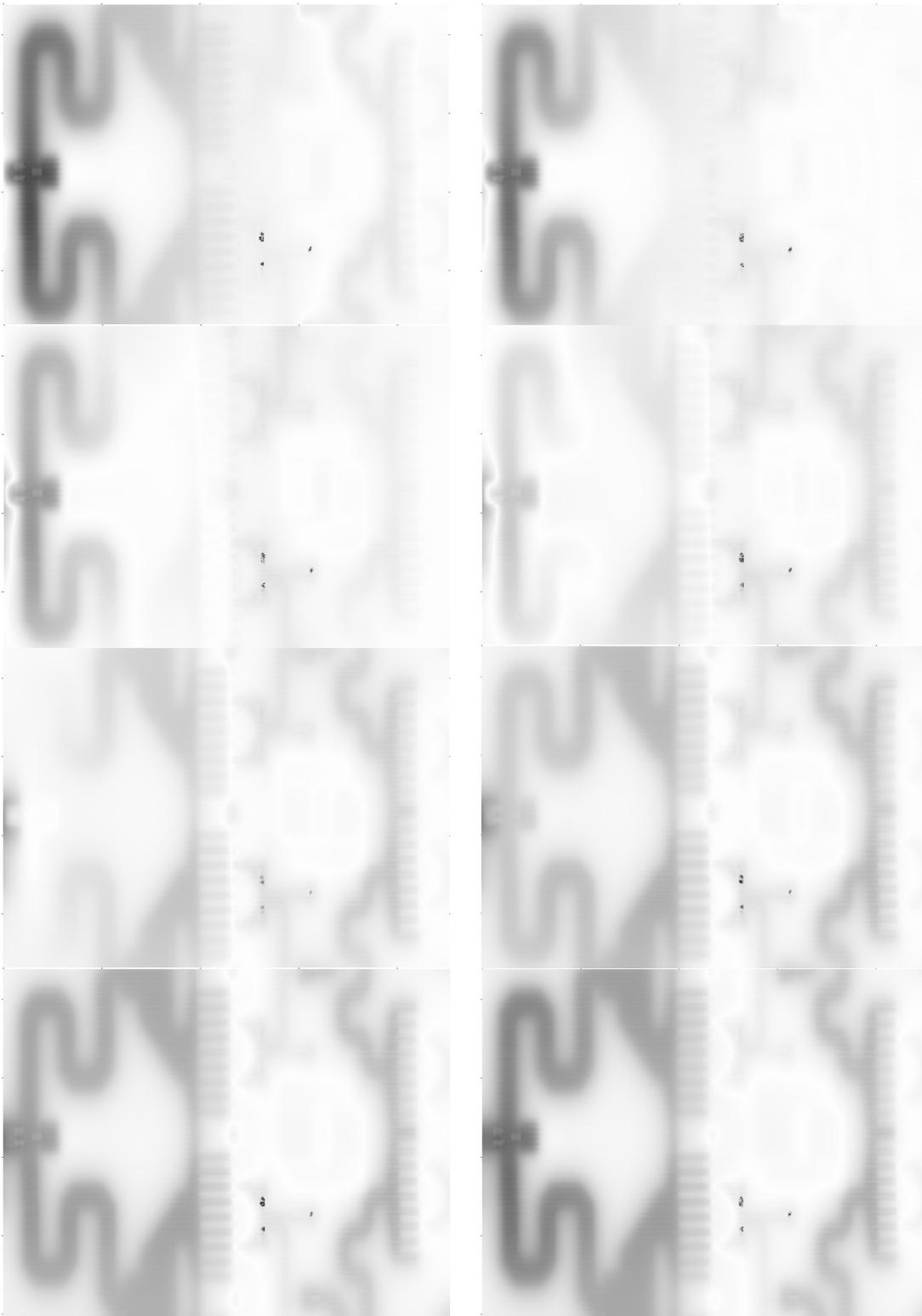


Bild 7.9: Eine exemplarische Serie von Momentanbildern (in der Reihenfolge von oben links beginnend) einer animierten weiteren Messung bei $f = 3$ GHz.

Kapitel 8

Ausblick

Im Folgenden sollen — ausgehend von den im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Erfahrungen — Möglichkeiten zur Weiterentwicklung des Verfahrens diskutiert werden.

8.1 Messumgebung

8.1.1 Reinraum-Umgebung

Es kann vorkommen, dass ein Staubpartikel während der Messung in den Weg der Sonde gerät, so dass die Sonde beim „Anfahren“ dagegen beschädigt werden kann. Somit besteht akut die Gefahr einer fehlgeschlagenen Messung in einer Nicht-Reinraum Umgebung.

8.1.2 Beschleunigung der Messung durch Wahl der Messgeräte

Zur Beschleunigung der Messung insgesamt sei abschließend noch der Einsatz von möglichst schnellen Netzwerkanalysatoren empfohlen, da diese die Messdauer insgesamt erheblich beeinflussen.

8.2 Technologie und Schaltungstechnik

8.2.1 Sondenschirmung und ihre Herstellung

Die Schirmung, insbesondere der H-Feldsonden, stellt noch ein großes Problem in der praktischen Umsetzung dar. Denkbar ist der Einsatz mehrlagiger Spulen zur H-Feldmessung, wenn diese als Subminiaturelemente gefertigt werden können. Bisher ist es technologisch nicht möglich gewesen, die schirmenden Lagen unter der Leiterschleife herzustellen, ohne sie bei der nachfolgenden (die Reihenfolge

ist ja vorgegeben) Lage wieder zu zerstören, und diese untere Schirmung am Rand mit der oberen zu schließen. Gelingt dies doch, so empfiehlt sich, für eine reproduzierbare Technologie aller Sonden, diese auch zur Herstellung dann flacher E-Feldsonden (z.B. auch für die tangentiale Komponente) einzusetzen.

8.2.2 Integrierte Antennenverstärker

Die prinzipiellen Probleme der Antennenverstärker sind nun bekannt und Lösungsansätze erarbeitet, so dass mit der entsprechenden Technologie diese Verstärker (gegebenenfalls zusammen mit der Sonde) auf einem Halbleitersubstrat monolithisch integrierbar sind. Der Vorteil einer solchen Integration liegt klar auf der Hand. Die Sondereinheit wäre eine extrem kleine Schaltung, die wesentlich leichter handhabbar und als Modul austauschbar ist. Das bisherige Verfahren ist durch die z.T. manuelle Fertigung sowohl sehr aufwändig als auch zeitintensiv. Sinnvoll wäre auch im ersten Schritt eine Dickschicht oder Dünnschicht-Realisierung der Parallelgegenkopplung in der ersten Verstärkerstufe unter dem Bauteil.

8.3 Methodik

8.3.1 Konfokale Optik zur Umsetzung in ein Produkt

Ein weiterer Vorteil integrierter Sondenmodule liegt (bei Kombination mit einer geeigneten Optik) in der Möglichkeit zur ständigen Überwachung (z.B. über Umlenkspiegel) der Messung mit Mikroskopen. Baut man dieses System über den realisierten Prototypen dahingehend aus, dass die überwachenden Mikroskope sogar noch mit dem Prinzip der konfokalen Optik die Struktur vermessen (siehe [131], [54]), so ist nur noch eine kompakte Realisierung zur Kombination mit herkömmlichen Probestation Messplätzen erforderlich. Insbesondere der stabile Betrieb der Testschaltung und die professionelle Signalzu- und Ableitung sind mit einem kommerziellen „chuck“ dann garantiert.

8.3.2 Alternative zur H-Feldmessung

Es wurde versucht, in einem hierfür sonst untypischen Frequenzbereich, die tangentialen H-Feldkomponenten abzutasten. Dies erwies sich als überaus schwierig und könnte zu Gunsten der Messung aller E-Feldkomponenten ersetzt werden. Die dann weiterhin notwendige Symmetrierung ist Dank dieser Arbeit möglich. Es besteht die Hoffnung, dass parasitäre Feldkomponenten dabei nicht mehr so stark einkoppeln können wie im Fall der H-Feldsonden.

8.4 Softwaretechnik

8.4.1 Verbesserte numerische Verarbeitung

Insbesondere das Nutzen vorhandenen Wissens über die Schaltung zur Korrelation mit den (ausgewerteten) Messdaten und auch eine Vorgabe, wo Ströme auftreten bzw. nicht auftreten können, kann helfen, die numerische Verarbeitung nicht nur zu beschleunigen, sondern auch eine Umsetzung basierend auf den Finiten Elementen vorzunehmen. Ohne Wissen über den Schaltungsaufbau (Layout und Herstellungsmasken) ist dies allerdings nicht sinnvoll machbar.

Eine Alternative zur Vergößerung der Anzahl an Messwerten, bei der die Messdauer weiter ansteigen würde, ist auch eine Überabtastung (Interpolation) der Messwerte zur numerischen Verarbeitung denkbar. Der damit verursachte Fehler müsste allerdings noch untersucht werden.

Mit diesem Beitrag zur Erweiterung der Messtechnik sollte künftig eine flexible, zuverlässige und störungsfreie Fehler-Lokalisierung und damit verbesserten Charakterisierung von integrierten Mikrowellen ICs gelingen.

Literaturverzeichnis

- [1] M. Abramowitz, and I. A. Stegun(eds.), „*Handbook of Mathematical Functions*“, Dover Publications, New York, 1970.
- [2] P. Abrie, „*The Design of Impedance-Matching Networks for Radio-Frequency and Microwave Amplifiers*“, Artech House 1985.
- [3] A. Abubakar, P.M. van den Berg, and J.J. Mallorqui, „*Imaging of Biomedical Data Using a Multiplicative Regularized Contrast Source Inversion Method*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 7, pp. 1761-1771, July 2002.
- [4] V. Agrawal, P. Neuzil, and van D.W. der Weide, „*A microfabricated tip for simultaneous acquisition of sample topography and high-frequency magnetic field*“, Appl. Phys. Letter, Vol. 71, No. 16, Oct. 1997, p. 2343-2345.
- [5] H.-R. Ahn, and I. Wolff, „*Asymmetric Ring-hybrid Phase Shifters and Attenuators*“, IEEE trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 4, pp. 1146-1155, April 2002.
- [6] M.I. Aksun, F. Caliskan, and L. Gürel, „*An Efficient Method for Elektromagnetic Characterization of 2-D Geometries in Stratified Media*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 5, pp. 1264-1274, May 2002.
- [7] A. S. Andrenko, Y. Ikeda, M. Nakayama, and O. Ishida, „*Impedance Matching in Active Integrated Antenna Receiver Front End Design*“, IEEE Microwave Theory and Techniques Society, Januar 2000, Vol. 10, No. 1, IMGLE3, p. 16-18.
- [8] K.S. Ang, and Y.C. Leong, „*Converting Baluns Into Broad-Band Impedance-Transforming 180° Hybrids*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 8, pp. 1990-1995, August 2002.
- [9] K.S. Ang, Y.C. Leong, and C.H. Lee, „*A New Class of Multisection 180° Hybrids Based on Cascadable Hybrid-Ring Couplers*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 9, pp. 2147-2152, September 2002.

- [10] G. Annaert, „*Evaluation of Sommerfeld Integrals Using Chebyshev Decomposition*“, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 41, No. 2, pp. 159-164, February 1993.
- [11] N. Berger, and F. M. Landstorfer „*Optimum-shaped broadband balancing microstrip-coupler without bridges or load but with even-mode suppression*“, Electronics Letters, Vol. 37, No. 14, July. 2001, p. 900-902.
- [12] J. Bernal, F. Mesa, and F. Medina, „*2-D Analysis of Leakage in Printed-Circuit Lines Using Discrete Complex-Images Technique*“, Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 8, pp.1895-1900, August 2002.
- [13] R.R. Boix, N.G. Alexopoulos, and M. Horno, „*Efficient numerical computation of the spectral transverse dyadic Green's function in stratified anisotropic media*“, Journal of Electromagnetic Waves and Applications, Vol. 10, pp. 1047-1083, 1996.
- [14] E. Roubine, and K. Bolomey, „*Antennas Vol. 2*“, Mc Graw Hill Book, New York.
- [15] T. Bone, „*Erstellung einer MATLAB Funktionsbibliothek zur Lösung inverser Feldtransformationsprobleme*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 2001.
- [16] Bronstein, Semendjajew „*Taschenbuch der Mathematik*“, Teubner Verlag Stuttgart; 25. Auflage 1991.
- [17] D. Burger, and E. Gleissner, „*Zum Entwurf von Filtern aus Leitungselementen gleicher Länge*“, Archiv für elektrische Übertragungstechnik, Band 26 , Heft 1 , 1972, p. 31-44.
- [18] M.F. Catedra, R.F. Torres, J. Basterrechea, and E. Gago, „*The CG-FFT Method: Application of Signal Processing Techniques to Electromagnetics*“, Artech House, Jan. 1995.
- [19] G. Chavent, G. Papanicolaou, P. Sacks, and W. Symes, „*Inverse Problems in Wave Propagation*“, Springer-Verlag, Berlin, 1997.
- [20] R. Cicchetti, „*A Class of Exact and higher-Order Surface Boundary Conditions for Layered Structures*“, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 44, No. 2, pp. 249-259, February 1996.
- [21] R. E. Collin, „*Antenna Theory Part 1*“, Mc Graw Hill Book, New York 1969.
- [22] T. R. Cuthbert, „*Broadband impedance matching methods*“, RF Design, Vol. 17, Iss. 8, August 1994, USA, p. 64-71.

- [23] T. R. Cuthbert, „*Broadband impedance matching fast and simple*“, RF Design, Vol. 17, Iss. 12, December 1994, USA, p. 38-50.
- [24] L. Crawford, „*Generation of Standard EM Fields Using TEM Transmission Cells*“, IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, Vol. EMC16, No. 4, Nov. 1974, pp. 189-195.
- [25] J.S. Dahele, and A.L. Cullen, „*Electric Probe Measurement on Microstrip*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 28, No. 7, Jul. 1980, pp. 752-755.
- [26] F.J. Demuynek, G.A.E. Vandenbosch, and A.R. Van de Capelle, „*The Expansion Wave Concept - Part I: Efficient Calculation of Spatial Green's Functions in a Stratified Dielectric Medium*“, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 46, No. 3, pp. 397-406, March 1998.
- [27] G. Fässler, „*Inverse Feldtransformation zur Bestimmung der elektromagnetischen Emission und der Stromverteilung planarer Leiterplatten*“, Berichte aus der Hochfrequenztechnik, Shaker Verlag, Aachen, 1997, Dissertationschrift.
- [28] U. Jakobus, „*FEKO*“, User's-Manual, Suite 3.2, EM Software & Systemns, Stellenbosch, March 2002.
- [29] L.B. Felsen, and N. Marcuvitz, „*Radiation and Scattering of Waves*“, Prentice Hall, Eaglewood Cliffs, New Jersey, pp.371-729, 1973.
- [30] N. Berger, J.-C. Giraudon, T. Sulzbach, and R. Kantor, „*Final Report*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, April 2002.
- [31] W. Gander, W. and Gautschi, „*Adaptive Quadrature - Revisited*“, Technical Report, ETH Zürich, Institut für Wissenschaftliches Rechnen, 1998.
- [32] Y. Gao, and I. Wolff, „*Miniature Electric Near-Field Probes for Measuring 3-D Fields in Planar Microwave Circuits*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 7, Jul. 1998, p. 907-913.
- [33] Y. Gao, A. Lauer, Q. Ren, and I. Wolff, „*Calibration of Electric Coaxial Near-Field Probes and Applications*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, No. 11, Nov. 1998, pp. 1694-1703.
- [34] J.M. Golio, „*Microwave MESFETs & HEMTs*“, Artech House , 1991.
- [35] G.H. Golub, and C.F. van Loan, „*Matrix Computation*“, 3rd Ed., John Hopkins University Press, Baltimore, 1996.

- [36] G.H. Golub, and U. von Matt, „*Tikhonov Regularization for Large Scale Problems*“, Technical Reports – SCCM Stanford – SCCM-97-03, 1997.
- [37] G. Gonzales, „*Microwave Transistor-Amplifiers - Analysis and Design*“, Prentice Hall, 1984.
- [38] A. Greif, „*Einsatz von Fuzzy-Logic-Regelkonzepten auf einem DSP zur Optimierung eines MMIC-Messplatzes*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 2002.
- [39] M. Gudlin, „*Bestimmung von Rauschparametern einer Verstärkerschaltung mit MDS und SPICE*“, Studienarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 1998.
- [40] P.C. Hansen, „*Analysis of Discrete Ill-Posed Problems by Means of the L-Curve*“, SIAM Rev. 34, 1992, pp.561-580.
- [41] P.C. Hansen, „*Rank Deficient and Ill-Posed Problems*“, 1997, SIAM, Philadelphia.
- [42] P.C. Hansen, „*Regularisation Toolbox: A MATLAB package for analysis and solution of ill-posed and discrete problems*“, 1994, Numerical Algorithms 6, pp.1-35, 1998.
- [43] K. Haug, „*Schweißnahtverfolgung mit optischem Sensor und Fuzzy-Signalauswertung*“, Neuronale Netze in Ingenieurwissenschaften, 2. Internationaler Workshop, Stuttgart, pp. 125-143, 1998.
- [44] J. Helszajn, Joseph, „*Microwave Engineering: Passive, Active and Non-Reciprocal Circuits*“, McGraw Hill Book Company, 1992.
- [45] E. Herzer, „*Rücktransformation der Greenschen Funktionen und Objektorientierte Implementierung*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 1997.
- [46] R.K. Hoffmann, „*Integrierte Mikrowellenschaltungen*“, Springer Verlag, 1983.
- [47] T.-S. Horng, and S.-M. Wu, „*Radiation From a Microstrip Amplifier*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 50, No. 8, pp. 2005-2010, August 2002.
- [48] A. Ilchmann, and E.P. Ryan „*Universal λ -tracking for nonlinearly perturbed systems in the presence of noise*“, Automatica 30, pp. 337-346, 1994.
- [49] A. Ilchmann „*Adaptive λ -tracking for polynomial minimum phase systems*“, Dynamics and Stability of Systems 13, pp. 341-371, 1998.

- [50] Ishii, and T. Koryu, „*Handbook of microwave technology - Vol. 2 - Applications*“, Academic Press, San Diego, 1995.
- [51] ITG-Empfehlung 2.1/02, „*Begriffe aus dem Gebiet der Antennen, elektrische Eigenschaften und Kenngrößen*“, Informationstechnische Gesellschaft im VDE, NTZ, Heft 12, Band 46, Seite 961, Dezember 1993.
- [52] T. Itoh, „*Numerical Techniques For Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*“, John Wiley & Sons, New York, 1989.
- [53] U. Jakobus, „*Erweiterte Momentenmethode zur Behandlung kompliziert aufgebauter und elektrisch großer elektromagnetischer Streuprobleme*“, Fortschrittsberichte, Reihe 21: Elektrotechnik Nr. 171, VDI Verlag, Düsseldorf, 1995, Dissertationsschrift.
- [54] H.J. Jordan, and R. Brodmann, „*Highly accurate surface measurement by means of white light confocal microscopy*“, X International Colloq. On Surfaces 2000, Proc. pp. 296-301.
- [55] N. Julien, „*Direct Synthesis of Distributed Lossless Networks with Application to Microwave Amplifier Design*“, International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer Aided Engineering Vol. 2 Iss. 2, April 1992, UK.
- [56] E. Kasper, A. Gruhle, and H. Kibbel, „*High Speed SiGe-HBT With Very Low Base Sheet Resistivity*“, Techn. Digest IEDM 93, IEEE, Piscataway, p.79-81, 1993.
- [57] J. Eberhard, and E. Kasper, „*200GHz SiGe Hetero Bipolar Transistor Design*“, ESSDERC 2000, p.572-, 2000.
- [58] J. Eberhard, and E. Kasper, „*To the Limits of SiGe Hetero Bipolar Transistor: HBT Design over 200GHz*“, 2000.
- [59] E. Kasper, „*Halbleitertechnik I- III*“, Vorlesung, Universität Stuttgart, 2001.
- [60] G. Käs, P. Pauli, „*Mikrowellentechnik: Grundlagen, Anwendung, Messtechnik*“, Franzis, 1991.
- [61] H. Khakzar, A. Mayer, and R. Oetinger, „*Entwurf und Simulation von Halbleiterschaltungen mit SPICE*“, 2. Auflage, Expert Verlag, Oldenburg, 1992.
- [62] J. D. Kraus, „*Antennas*“, 2nd Ed., Mc Graw Hill Book, New York 1988.

- [63] M. Kuhn, „*Entwicklung aktiver E-Feld-Sonden im Mikrowellenbereich*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 1998.
- [64] F.M. Landstorfer, „*Hochfrequenztechnik I-III*“, Vorlesung, Universität Stuttgart, 2002.
- [65] F.M. Landstorfer, „*Mikrowellentechnik*“, Vorlesung, Universität Stuttgart, 2002.
- [66] F.M. Landstorfer, und H. Graf, „*Rauschprobleme der Nachrichtentechnik*, 2. Auflage, Oldenbourg Verlag, München, 1991.
- [67] F. Las-Heras, „*Sequential reconstruction of equivalent currents from cylindrical near field*“, *Electr. Letters*, Vol. 35, No. 3, Feb. 1999, pp. 211-212.
- [68] G. Lehner, „*Elektromagnetische Feldtheorie*“, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 1990.
- [69] A. Leyk, and E. Kubalek, „*High spatially resolved MMIC-internal millimetre-wave measurements of sinusoidal signals by high frequency electric force microscope-testing*“, *Electr. Letters*, Vol. 34, No. 2, Jan. 1998, pp. 196-198.
- [70] K. Li, K. Atsuki, and T. Hasegawa, „*General Analytical Solutions of Static Green's Functions for Shielded and Open Arbitrarily Multilayered Media*“, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, No. 1, pp. 1-8, January 1997.
- [71] S.Y. Liao, „*Microwave Devices and Circuits*“, Prentice Hall 1990.
- [72] A.K. Louis, „*Inverse und schlecht gestellte Probleme*“, Teubner Studienbücher, Stuttgart, 1989.
- [73] E. Lüder, „*Manuskript zur Vorlesung Synthese elektrischer Netzwerke I+II*“, Universität Stuttgart, 1995.
- [74] E. Lüder, „*Bau hybrider Mikroschaltungen - Einführung in die Dünn- und Dickschichttechnologie*“, Springer Verlag, Berlin, 1977.
- [75] S. A. Maas, „*The RF and Microwave Circuit Design Cookbook*“, Artech House, 1998.
- [76] HP Press „*HP RF and Microwave Design System Release 7.0*“, Users-Manual, June 1996.
- [77] H. Meinke, and F. W. Gundlach, „*Taschenbuch der Hochfrequenztechnik*“, 5. Auflage, Springer Verlag, 1992.

- [78] N. Berger, and T. Sulzbach, „*Design of H-field antenna*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, August 1998.
- [79] N. Berger, and R. Kantor, „*Prototype of E-field antenna*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, September 1998.
- [80] N. Berger, T. Sulzbach, and R. Kantor, „*Prototype of H-field antenna; Midterm*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, September 1999.
- [81] B. Minnis, „*Designing microwave circuits by exact synthesis*“, Artech House, 1996.
- [82] J.R. Mosig, and T.K. Sarkar, „*Comparison of Quasi-Static and Exact Electromagnetic Fields from a Horizontal Electric Dipole Above a Lossy Dielectric Backed by an Imperfect Ground Plane*“, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-34, No. 4, pp. 379-387, April 1986.
- [83] R. Obergfell, „*Entwicklung einer aktiven H-Feld-Sonde für den Frequenzbereich von 4 GHz bis 8 GHz*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 2000.
- [84] V.I. Okhmatovski, and A.C. Cangellaris, „*A New Technique for the Derivation of Closed-Form Electromagnetic Green's Functions for Unbounded Planar Layered Media*“, IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol. 50, No. 7, pp. 1005-1016, July 2002.
- [85] R. Pauli, „*Breitbandanpassungen reeller und komplexer Impedanzen mit Leitungsschaltungen*“, Dissertationsschrift, 1983.
- [86] E. Philippow, „*Taschenbuch Elektrotechnik Band 1+3*“, 2. Auflage, VEB Verlag Technik Berlin, 1976.
- [87] R. Piessens, E. de Doncker, C.W. Überhuber, and D.K. Kahaner, „*QUADPACK - A Subroutine Package for Automatic Integration*“, Springer-Verlag, Berlin, 1983.
- [88] D. Pozar, „*Microwave Engineering*“, John Wiley & Sons, New York, 2nd Edition, 1998.
- [89] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, and B.P. Flannery, „*Numerical Recipes in C*“, Cambridge University Press, Cambridge UK, 1999, 2nd Edition.
- [90] R. Probst, „*Konzeptionierung und Optimierung eines Breitbandverstärkers für aktive E-Feld-Sonden im Mikrowellenbereich (C-Band)*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 2000.

- [91] N. Berger, J.-C. Giraudon, T. Sulzbach, and R. Kantor, „*Progress Report No. 1*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, May 1998.
- [92] N. Berger, J.-C. Giraudon, T. Sulzbach, and R. Kantor, „*Progress Report No. 2*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, November 1998.
- [93] N. Berger, „*Progress Report No. 3*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, December 1999.
- [94] N. Berger, and J.-C. Giraudon, „*Requirements Definition*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, May 1998.
- [95] Rizzi, and A. Peter, „*Microwave Engineering: Passive Circuits*“, Prentice Hall, 1988.
- [96] S. Richter, „*Aktive Feldsonden für EMV-Prüfsysteme*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 1995.
- [97] A. Rost, „*Grundlagen der Elektronik*“, 3. Auflage, Akademie Verlag, Berlin, 1992.
- [98] K. Rothammel, „*Antennenbuch*“, Franck Verlag.
- [99] G. Schulz, „*Regelungstechnik*“, Oldenbourg Verlag, 2002.
- [100] C. Durkan and I.V.Chvets, *Journal of Applied Physics*, No. 79, pp. 1219, 1996.
- [101] J.R. Shewchuk, „*An Introduction to the Conjugate Gradient Method Without the Agonizing Pain*“, <http://www.cs.cmu.edu/~quake-papers/painless-conjugate-gradient.abstract> 1994.
- [102] B. Sheau-Shong, L. Jiu-Chyun, and Y. Shu-Ming, „*Using feedback techniques to design a stable and matching condition for microwave transistor amplifiers*“, *International Journal of Electronics*, Vol. 81, No. 6, Taylor & Francis, London, 1996, pp. 713-721.
- [103] N.V. Shuley, R.R. Boix, M. Horno, and F. Medina, „*On the Fast Approximation of Green's Functions in MPIE Formulations for Planar Layered Media*“, *Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 50, No. 9, pp. 2185-2192, September 2002.
- [104] P. P. Silvester, and R. L. Ferrari „*Finite Elements for Electrical Engineers*“, Cambridge University Press, 2nd Edition, 1990.
- [105] B. Knoll, F. Keilmann, A. Kramer, and R. Guckenberger, *Appl. Phys. Lett.*, No. 70, pp. 2667, 1997.

- [106] R. Soares, „*GaAs MESFET Circuit Design*“, Artech House, 1989.
- [107] R. Soares, A. Perennec, A. O. Ngongo, P. Jarry, „*Application of a Simplified Real-Frequency Synthesis Method to Distributed-Element Amplifier Design*“, International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-Aided Engineering, Vol. 1 Iss. 4, Oct. 1991, pp. 365-378.
- [108] M. Sobola, „*Entwurf einer Verstärkerschaltung für Magnetfeldsonden im Frequenzbereich 2 GHz bis 5 GHz*“, Studienarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 2000.
- [109] W. Spreitzer, G. Fässler, and F. M. Landstorfer, „*Numerical calculation of the current distribution on PCBs by use of a nearfield scanning method*“, in EMC'96 Roma, International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp. 607-611, Sept. 1996.
- [110] W. Spreitzer, G. Fässler, and F. M. Landstorfer, „*Sampling of PCB near fields - calculation of far fields*“, in 12th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility, Supplement, pp. 269-273, Feb. 1997.
- [111] W. Spreitzer, E. Herzer, G. Fässler, and F. Landstorfer, „*PCB nearfield scanning and numerical backtransformation of Green's function*“, in Proceedings of the COST 243 Workshop, Paderborn, pp. 50-53, Apr. 1997.
- [112] W. Spreitzer, „*Äquivalente Quellen als Lösungsansatz für EMV-Probleme*“, Dissertationsschrift, Shaker Verlag Aachen, 2002.
- [113] E. Stirner, „*Antennen Band 1*“, Hüthig Verlag Heidelberg 1977.
- [114] J.A. Stratton, „*Electromagnetic Theory -Chapter VI: Cylindrical Waves*“, McGraw Hill, New York, 1941.
- [115] G. Stute, G. Augusten, K. Boelke, and D. Schmid, „*Die Lageregelung an Werkzeugmaschinen*“, Manuskript zur Vorlesung, Universität Stuttgart, Institut für Steuerungstechnik der Werkzeugmaschinen und Fertigungseinrichtungen, 1973.
- [116] N. Berger, J.-C. Giraudon, T. Sulzbach, and R. Kantor, „*Synthesis Report*“, EU-Projekt SMT4-CT97-2189, Brüssel, April 2002.
- [117] U. Tietze, and Ch. Schenk, „*Halbleiterschaltungstechnik*“, 11. Auflage, Springer Verlag, 1999.
- [118] A. N. Tikonov, and V. Y. Arsenin, „*Solutions of Ill-Posed Problems*“, John Wiley & Sons, New York, 1977.

- [119] C.W. Überhuber, „*Numerical Computation 1&2*“, Springer Verlag, Berlin, 1997.
- [120] H. Unbehauen, „*Regelungstechnik I-III*“, Vieweg Verlag, Braunschweig, 1989.
- [121] R. Unbehauen, „*Netzwerk- und Filtersynthese: Grundlagen und Anwendungen*“, 4. Auflage, Oldenbourg Verlag, 1993.
- [122] G. D. Vendelin, A.M. Pavio, and U. L. Rhode, „*Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques*“, John Wiley & Sons, 1990.
- [123] H. Vetter, „*Hochfrequenztechnik-Bauelemente und einfache Funktionsgruppen*“, Springer Verlag, 1999.
- [124] F. Vilbig, „*Lehrbuch der Hochfrequenztechnik*“, Akademische Verlagsgenossenschaft, Frankfurt, 1969.
- [125] B.C. Wadell, Brian C, „*Transmission Line Design Handbook*“, Artech House, 1991.
- [126] F.D.Waldhauer, „*Feedback*“, John Wiley & Sons, New York, 1982.
- [127] J. Waldmann, „*Entwicklung breitbandiger aktiver Miniatur-E-Feldsonden*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 1996.
- [128] F. Wiedmann, „*Numerische Verfahren zur Berechnung von Platinenströmen*“, Diplomarbeit, Universität Stuttgart, Institut für Hochfrequenztechnik, 1994.
- [129] I. Wolf, „*Einführung in die Mikrostrip-Leitungstechnik*“, Verlag H. Wolff, Aachen, 2. Auflage, 1978.
- [130] J.C. Wyant J C, „*Optical profilers for surface roughness*“, Proc. of SPIE 1985, pp. 174-180.
- [131] H. Yamada, „*Optical near-field probe action in microdisk laser with 0.12 λ resolution*“, Electr. Letters, Vol. 35, No. 3, Feb. 1999, pp. 222-223.
- [132] L. A. Zadeh, „*Fuzzy Sets*“, Information and Control, 1965, pp. 338-353.
- [133] L. A. Zadeh, „*Fuzzy Logic and Approximate Reasoning*“, Synthese 30, 1975, pp. 407-428.
- [134] L. A. Zadeh, „*The Concept of a Linguistic Variable and its Application to Approximate Reasoning*“, Information Science, Vol. 8, 1975, p. 199-249 and pp. 310-357.

- [135] O. C. Zienkiewicz, „*The Finite Element Method*“, McGraw Hill, London, 3rd Edition, 1977.
- [136] O. Zinke, and H. Brunswig, „*Hochfrequenztechnik 1 / Hochfrequenzfilter, Leitungen, Antennen*“, 5. Auflage, Springer Verlag, 1995.

Lebenslauf

Name	Niels Helge Berger
Geboren	28. September 1971
Geburtsort	Böblingen
Schul-Ausbildung	1978 - 1982: Grundschule in Buchen (Odenw.) 1982 - 1991: Burghardt - Gymnasium in Buchen (Odenw.)
Abschluß	Abitur im Juni 1991
Grundstudium Elektrotechnik	Oktober 1991 - September 1993: Universität Stuttgart
Abschluß	Vordiplom im September 1993
Hauptstudium Elektrotechnik Studiengang Abschluss mit Diplom	Oktober 1993 - Juni 1996: Theoretische Nachrichtentechnik Juni 1996
Wissenschaftlicher Mitarbeiter	September 1996 - Dezember 2002: Institut für Hochfrequenztechnik Universität Stuttgart
Angestellter	Januar 2003 - EM Software & Systems GmbH Böblingen