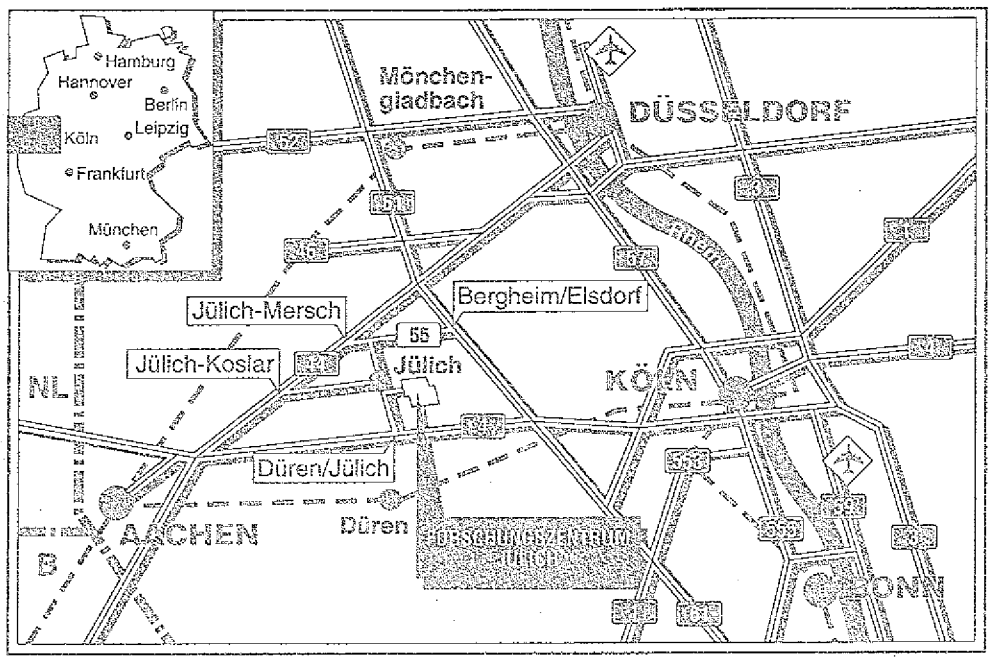
FORSCHUNGSZENTRUM JÜLICH GmbH

KFA

Institut für Schicht- und Ionentechnik

Einsatz eines Mikrowellen-Spitzenmeßplatzes zur Charakterisierung von Transistoren direkt auf dem Wafer im Frequenzbereich von 0,045 bis 26,5 GHz

Rudolf Stassen



Berichte des Forschungszentrums Jülich ; 2459
ISSN 0366-0885
Institut für Schicht- und Ionentechnik Jül-2459

Zu beziehen durch: Forschungszentrum Jülich GmbH · Zentralbibliothek
Postfach 1913 · D-5170 Jülich · Bundesrepublik Deutschland
Telefon: 02461/61-6102 · Telefax: 02461/61-6103 · Telex: 833556-70 kfa d

Einsatz eines Mikrowellen-Spitzenmeßplatzes zur Charakterisierung von Transistoren direkt auf dem Wafer im Frequenzbereich von 0,045 bis 26,5 GHz

Rudolf Stassen

Inhaltsverzeichnis:

Verzeichnis oft verwendeter Formelzeichen

$\underline{a}_1$, $\underline{a}_2$.....hinlaufende Wellengrößen

$\underline{b}_1$, $\underline{b}_2$.....rücklaufende Wellengrößen

C_{ds}.....Drain-Source Kapazität
C_{gd}.....Gate-Drain Kapazität
C_{gs}.....Gate-Source Kapazität
C_a, C_b, C_c....parasitäre Pad-Kapazitäten

E_{ges}.....gesamter relativer Fehler
E_{ij}.....relativer Fehler der S-Parameter i,j=1,2
E_g.....Bandabstand

f.....Frequenz
f_T.....Transitfrequenz
f_{max}.....maximale Schwingfrequenz

G_{ds}.....intrinsischer Drain-Source Leitwert
g_m.....Steilheit
GU.....Unilaterale Verstärkung

h_{21}.....Kurzschluß-Stromverstärkung

I_D.....Drain-Strom
I_G.....Gate-Strom
I_S.....Source-Strom

k.....Stabilitätsfaktor
$\underline{K}$.....Kettenmatrix

L_d.....extrinsische Drain-Induktivität
L_g..... " Gate-Induktivität
L_s..... " Source-Induktivität
L_i.....Leitungslänge

MAG.....maximale verfügbare Verstärkung
MSG.....maximale stabile Verstärkung

n.....Idealitätsfaktor

R_d.....extrinsischer Drain-Widerstand
R_g..... " Gate-Widerstand
R_s..... " Source-Widerstand
R_{gs}.....Gate-Source-Widerstand
R_{ch}.....Kanalwiderstand

$\underline{S}_{ij}$.....Streuparameter i,j=1,2,3

τ.....Relaxationszeit

U_{DS}.....Drain-Source Spannung
U_{GS}.....Gate-Source Spannung
U_{bi}....."built-in" Spannung
U_{po}....."pinch-off" Spannung
U_T.....Temperaturspannung (U_T(300k) = 26 mV)

$\underline{Y}_{ij}$.....Admittanz-Parameter i,j=1,2

Z_o.....Wellenwiderstand
$\underline{Z}_{ij}$ .....Impedanz-Parameter i,j=1,2

Γ_e.....Eingangsreflexionsfaktor
Γ_i^*.....konj. komplexer Quellenreflexionsfaktor
Γ_a.....Ausgangsreflexionsfaktor
Γ_l^*.....konj. komplexer Lastreflexionsfaktor

α.....Kanalwiderstandsfaktor

1. Einleitung

Die Entwicklung immer schnellerer und leistungsfähigerer Bauelemente macht es erforderlich, das Hochfrequenzverhalten nicht nur zu simulieren, sondern auch meßtechnisch zu erfassen.
Durch die fortschreitende Entwicklung in der Halbleitertechnik und die Optimierung von Präzisionssteckern sind inzwischen Hochfrequenzmessungen direkt auf dem Wafer bis 65 GHz möglich /21/. Der Einzug schneller Mikroprozessoren in der Meßgerätetechnik ermöglicht es, die systematischen Fehler durch neue Kalibrierungsverfahren in "Echtzeit" ,von den gemessenen S-Parametern zu trennen. In Verbindung mit einem leistungsfähigen Computer lassen sich routinemäßige Abläufe vollautomatisch durchführen und die gemessenen S-Parameter direkt weiterverarbeiten.

Die zunehmende Entwicklung integrierter Schaltungen in der Hochfrequenztechnik macht es erforderlich, das Verhalten der einzelnen Baugruppen exakt zu kennen /7/. Dabei ist die Beschreibung von Bauelementen mittels Ersatzschaltbildern ein wichtiges Hilfsmittel, das auch Aussagen über nicht meßbare Frequenzbereiche und das Großsignalverhalten gestattet /10/. In dieser Arbeit wird ein Verfahren vorgestellt, das mit Hilfe direkter Berechnungsmethoden und eines Optimierers die aus der physikalischen Struktur hergeleiteten Ersatzschaltbildelemente von MESFETs (METal Semiconductor Field Effect Transistor) und PBTs (Permeable Base Transistor) hinreichend genau bestimmt. Grundlage des Berechnungsverfahren sind die S-Parameter-Messungen des in verschiedenen Arbeitspunkteinstellungen betriebenen FETs.

2. Streuparameter

Die Beschreibung der Hoch- und Höchstfrequenzeigenschaften von Transistoren durch die bei niedrigen Frequenzen üblichen und geeigneten h-, Z- oder Y-Parameter stößt bei sehr hohen Frequenzen auf Schwierigkeiten, weil die meßtechnische Bestimmung dieser Größen die Verwirklichung von Leerlauf und/oder Kurzschluß am Transistorausgang erfordert. Die Realisierung dieser Abschlüsse erweist sich als sehr schwierig. So besitzt ein Kurzschluß eine induktive und ein Leerlauf eine kapazitive Wirkung. Darüberhinaus neigt ein Transistor bei solchen Abschlüssen oft zum Schwingen. Man verwendet daher bei hohen Frequenzen (> 500 MHz) die sogenannten Streuparameter (S-Parameter).

Die Streuparameterbeschreibung des Hochfrequenztransistors entspricht besser den meßtechnischen Möglichkeiten, da die S-Parametermessung nur die Anpassung an den Wellenwiderstand der Meßeinrichtung erfordert.

2.1 Definition der S-Parameter

Beschreibt man die Spannungen $\underline{U}$ und die Ströme $\underline{I}$ an den Toren 1 und 2 eines Vierpols durch die normierten Wellengrößen $\underline{a}$ und $\underline{b}$ ($\underline{a}$ = komplexe Amplitude der auf ein Tor zulaufenden Leistungswelle, $\underline{b}$ = komplexe Amplitude der vom Tor ablaufenden Leistungswelle), so lauten die linearen Gleichungen zur Beschreibung des Vierpols:

$$\begin{pmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{S}_{11} & \underline{S}_{12} \\ \underline{S}_{21} & \underline{S}_{22} \end{pmatrix} * \begin{pmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{pmatrix} \qquad (2.1.1)$$

Das entsprechende Signalflußdiagramm eines Zweitors wird durch die Abbildung 2.1.1 wiedergegeben.

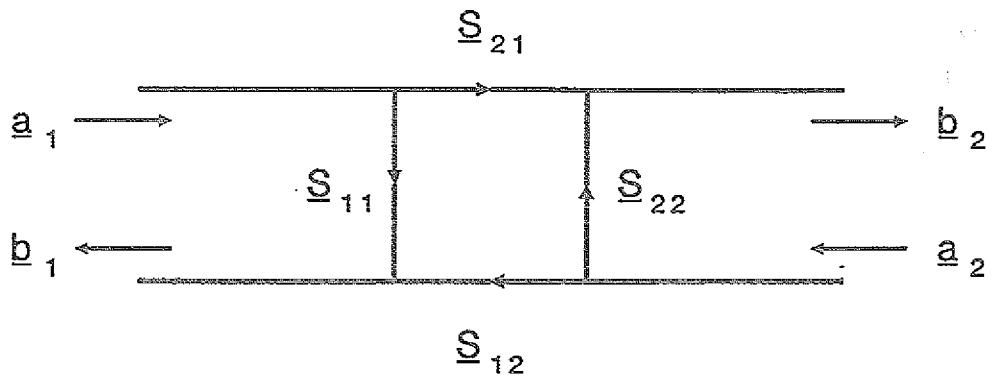


Abb. 2.1.1: Darstellung der S-Parameter eines Zweitors

Die S-Parameter haben in der Praxis eine sehr anschauliche Bedeutung. Speist man an Tor 1 eine Welle ein und schließt Tor 2 mit dem Wellenwiderstand ab (Anpassung an Tor 2: $\underline{a}_2=0$), so ergibt sich:

$\underline{S}_{11}$ = Eigenreflexionsfaktor an Tor 1 bei Anpassung an Tor 2
$\underline{S}_{21}$ = Vorwärtstransmissionsfaktor von Tor 1 nach Tor 2 bei Anpassung an Tor 2

Einspeisung an Tor 2 und Anpassung an Tor 1 ($\underline{a}_1=0$) ergibt:

$\underline{S}_{22}$ = Eigenreflexionsfaktor an Tor 2 bei Anpassung an Tor 1
$\underline{S}_{12}$ = Rückwärtstransmissionsfaktor von Tor 2 nach Tor 1 bei Anpassung an Tor 1

Die S-Parameter lassen sich mit Hilfe bekannter Umrechnungsgleichungen (s. Anhang) in die Y-, Z- oder h-Parameter umwandeln.

2.2 Messung und Darstellung der S-Parameter

Die Abb. 2.2.1 zeigt die Messung von zwei der vier S-Parametern ($\underline{S}_{11}$ und $\underline{S}_{21}$).
Da das Meßobjekt (DUT = Device Under Test) mit dem Wellenwiderstand $\underline{Z}_o$ reflexionsfrei abgeschlossen wird, ergibt sich für das Signal $\underline{a}_2$: $\underline{a}_2 = 0$.

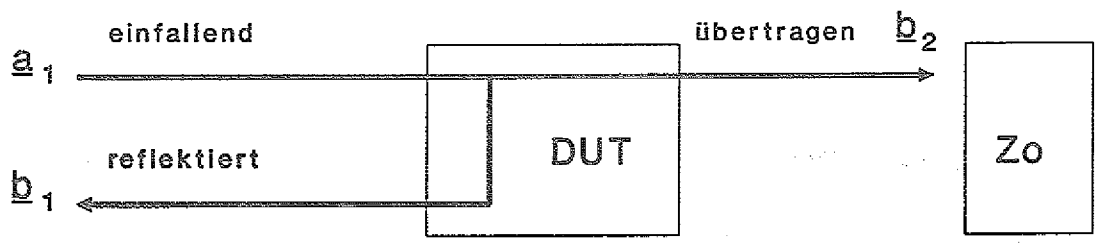


Abb. 2.2.1: Messung der S-Parameter

Die Signale $\underline{b}_1$ und $\underline{b}_2$ werden mit Hilfe zweier Richtkoppler gemessen. Mit dem Eingangssignal $\underline{a}_1$ ergibt sich nun aus der Gl. 2.1.1:

$$\underline{S}_{11} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1}\Bigg|_{\underline{a}_2=0} \qquad \underline{S}_{21} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1}\Bigg|_{\underline{a}_2=0}$$

Die Messung aller vier S-Parameter erfolgt in zwei Schritten. Zunächst wird - wie in Abb. 2.2.1 - ein Signal in Tor 1 eingespeist und Tor 2 mit $\underline{Z}_o$ abgeschlossen. Daraus ergeben sich die S-Parameter $\underline{S}_{11}$ und $\underline{S}_{21}$.

Anschließend wird durch Umkehrung des Signalweges mittels HF-Umschalter Tor 2 gespeist und Tor 1 mit $\underline{Z}_o$ abgeschlossen. Die Abb. 2.2.2 zeigt das Meßprinzip des hier verwendeten Netzwerkanalysators. Die S-Parameter des Vierpols lassen sich nun folgendermaßen aus den gemessenen Signalen bestimmen:

$$\underline{S}_{11} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1}\Bigg|_{\underline{a}_2=0} \qquad \underline{S}_{12} = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_2}\Bigg|_{\underline{a}_1=0}$$
$$\underline{S}_{21} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1}\Bigg|_{\underline{a}_2=0} \qquad \underline{S}_{22} = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2}\Bigg|_{\underline{a}_1=0} \tag{2.2.1}$$

Nach der Messung stehen die komplexen Werte der S-Parameter direkt zur Verfügung. Die umfangreichen Daten der vier Parameter können direkt in einem Rechner abgespeichert und weiterverarbeitet werden.

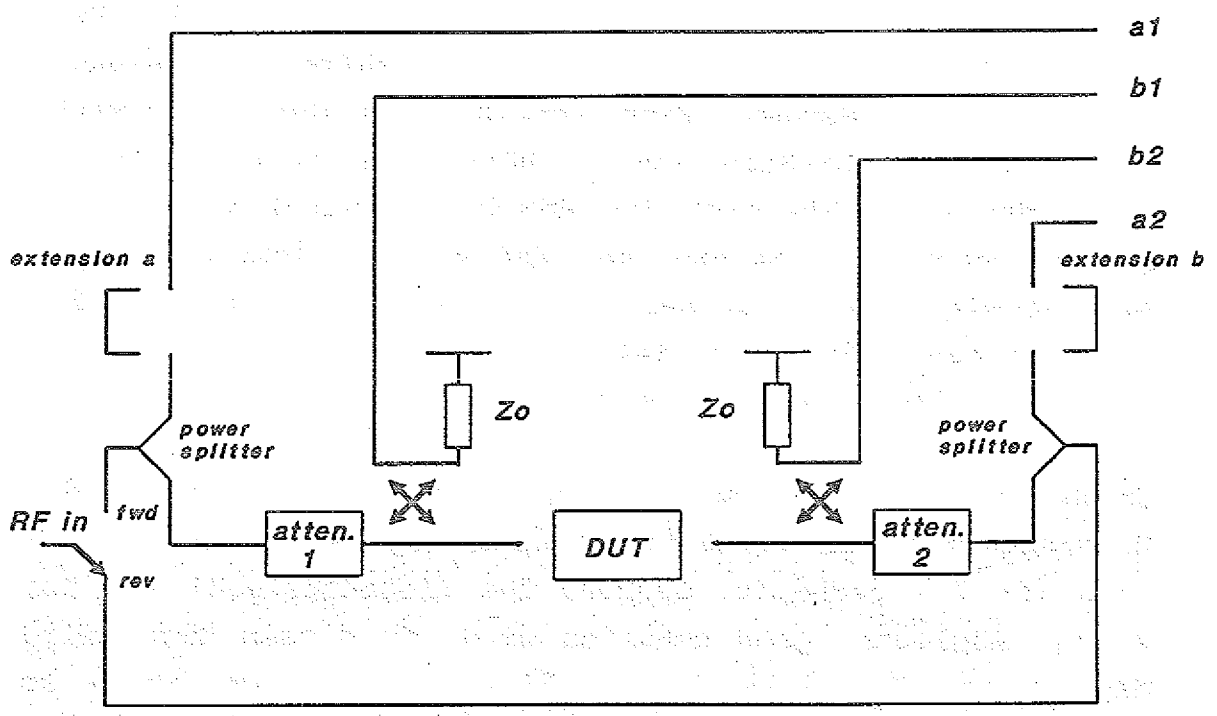


Abb. 2.2.2: Vollständige S-Parameter Bestimmung

Da die reinen Zahlenwerte sehr unüberschaubar sind, werden diese in eine angemessene Darstellungsform überführt.
Die einfachste Lösung ist die Tabellenform. So werden häufig die wichtigsten Transistordaten in dieser Weise vom Hersteller angegeben.

Übersichtlicher werden die Werte durch eine zeichnerische Wiedergabe. Da $\underline{S}_{11}$ und $\underline{S}_{22}$ die Bedeutung von Reflexionsfaktoren haben, werden diese bevorzugt in der Reflexionsfaktorebene (Smith-Diagramm) dargestellt. $\underline{S}_{12}$ und $\underline{S}_{21}$ haben die Bedeutung von Übertragungsfaktoren und werden daher meist in Polarkoordinaten dargestellt.

2.3 Messung der S-Parameter eines Transistors

Da die Eingänge des Test-Sets nur eine Eingangsleistung von etwa +20 dBm (100mW) unbeschadet überstehen, muß die Verstärkung eines Transistors bei den Hochfrequenzmessungen berücksichtigt werden. Eine Verringerung der HF-Leistung direkt an der HF-Signalquelle hätte zur Folge, daß zum einen der Dynamikbereich des Meßsystems nicht vollständig genutzt wird und zum anderen, daß die Bestimmung von $\underline{S}_{12}$ sehr schwierig wird, da der Transmissionsfaktor $\underline{S}_{12}$ von HF-Transistoren sehr klein ist und somit das Signal-Rausch-Verhältnis sehr ungünstig wird.

Um diese meßtechnischen Probleme zu umgehen, wird nur das Eingangssignal in Vorwärts-Flußrichtung, a_1 - von Tor 1 nach Tor 2 - gedämpft, während das Eingangssignal in Tor 2, a_2, möglichst groß gehalten wird. Zu diesem Zweck wird das im Test-Set integrierte Dämpfungsglied von Tor 1 so eingestellt, daß die zu erwartende Verstärkung des Transistors das Ausgangssignal am Eingang von Tor 2 nicht über +20 dBm ansteigen läßt. Bei der Messung von Tor 2 nach Tor 1 allerdings wird die gesamte HF-Leistung dem Bauelement zugeführt, so daß das transmittierte Signal $\underline{b}_1$ sich deutlich vom Rauschpegel trennen läßt.

2.4 Vierpol-Verstärker-Kenngrößen

Aus den gemessenen Streuparametern lassen sich direkt die folgenden für Hochfrequenztransistoren wichtigen Kenngrößen berechnen.

2.4.1 Stabilität

Damit bei einer Verstärkerschaltung keine unerwünschten Schwingungen auftreten, muß bekannt sein, ob die Schaltung stabil arbeitet.
Man unterscheidet zwischen absoluter und bedingter Stabilität.

Von absoluter Stabilität spricht man, wenn das aktive Zweitor mit beliebigen passiven (d.h. Realteil > 0) Ein- und Ausgangsabschlüssen beschaltet werden kann, ohne daß unerwünschte Schwingungen entstehen. Diese absolute Stabilität ist gewährleistet, wenn der Stabilitätsfaktor, auch K-Faktor genannt, größer als eins ist:

$$K \geq 1 \Rightarrow \text{absolut stabil}$$
$$K < 1 \Rightarrow \text{bedingt stabil}$$

Das Zweitor ist bedingt stabil, wenn der Realteil von Eingangs- und Ausgangsimpedanz für <u>einige</u> passive Quell- und Lastimpedanzen positiv ist.

Der K-Faktor ergibt sich folgendermaßen aus den S-Parametern /4/:

$$K = \frac{1 + |\underline{S}_{11}\,\underline{S}_{22} - \underline{S}_{12}\,\underline{S}_{21}|^2 - |\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{S}_{22}|^2}{2\,|\underline{S}_{12}\,\underline{S}_{21}|} \qquad (2.4.1)$$

Bei absoluter Stabilität lassen sich sowohl Eingang als auch Ausgang des Zweitors an die Quellen- bzw. Lastimpedanz anpassen. Transistoren sind im allgemeinen bedingt stabil.

2.4.2 Leistungsverstärkungen: MAG, MSG, GU, h_{21}

Die Verstärkung eines Transistors wird von der äußeren Beschaltung mitbestimmt. Es werden durch Vorgabe von Last- und Quellenimpedanz verschiedene Definitionen der Leistungsverstärkung festgelegt. Die Leistungsverstärkungen können durch die gemessenen S-Parametern eines Transistors berechnet werden /1,2,18/.

MAG (Maximum Available Gain)

MAG ist die optimale Verstärkung, die durch konjugiert-komplexe Anpassung von Ein- und Ausgang (d.h. $\Gamma_e = \Gamma_i^*$ und $\Gamma_a = \Gamma_l^*$) definiert ist. Sie gilt nur im Stabilitätsbereich (K-Faktor > 1) des Transistors.

$$MAG = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right) \qquad (2.4.2)$$

MSG (Maximum Stable Gain)

MSG gibt den Verstärkungsverlauf des an seiner Stabilitätsgrenze (K-Faktor = 1) betriebenen Transistors an.

$$MSG = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| \qquad (2.4.3)$$

GU (Unilateral Gain)

Jeder reale Transistor besitzt eine meist kapazitive Rückwirkung zwischen Ein- und Ausgang. Wird nun aufgrund dieser Rückwirkung der Realteil des Ausgangsleitwertes negativ und betragsmäßig größer als der Realteil des Lastleitwertes, so können Schwingungen auftreten. GU gibt den Verlauf der Verstärkung eines Transistors an, dessen Rückwirkung durch ein verlustfreies reziprokes Neutralisationsnetzwerk kompensiert wird.

$$GU = \frac{\left|\frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}} - 1\right|^2}{2\left(K\left|\frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}}\right| - \mathrm{Re}\left(\frac{\underline{S}_{21}}{\underline{S}_{12}}\right)\right)} \qquad (2.4.4)$$

$\underline{h}_{21}$ (Kurzschlußstromverstärkung)

Eine weitere wichtige Verstärkergröße für Transistoren ist die Kurzschlußstromverstärkung $\underline{h}_{21}$. Sie gibt direkt die Stromverstärkung des am Ausgang kurzgeschlossenen Transistors an. $\underline{h}_{21}$ läßt sich folgendermaßen aus den S-Parametern bestimmen.

$$\underline{h}_{21} = \frac{-2\,\underline{S}_{21}}{\left(1 - \underline{S}_{11}\right)\left(1 + \underline{S}_{22}\right) + \underline{S}_{12}\,\underline{S}_{21}} \qquad (2.4.5)$$

Da die abgegebene Leistung proportional zu dem Quadrat des Stromes ist, ergibt sich die Leistungsverstärkung in dB zu:

$$|\underline{h}_{21}|^2 \text{ in dB} = 20 * \log |\underline{h}_{21}| \qquad (2.4.6)$$

2.4.3 Grenzfrequenzen: f_T, f_{max}

Der Einsatzbereich eines Transistors ist je nach Anwendungsfall auf ein bestimmtes Frequenzgebiet begrenzt. Zur Charakterisierung der maximalen, anwenderbezogenen Betriebsfrequenz existieren zwei Grenzfrequenzdefinitionen.

Die Transitfrequenz f_T ist die Frequenz, bei der Betrag der Kurzschlußstromverstärkung $|\underline{h}_{21}|$ gerade den Wert 1 erreicht hat. Diese Grenzfrequenz bestimmt maßgeblich das Einsatzgebiet des HF-Transistors als Schalter und ist damit besonders in der Digitaltechnik von Interesse.

$$|\underline{h}_{21}|(f_T) = 1$$

Diese Frequenz bedeutet aber keineswegs die obere Frequenzgrenze, bei welcher der Transistor noch als aktives Bauteil wirkt. Diese Grenze wird durch die maximale Schwingfrequenz f_{max} beschrieben, die durch den unilateralen Leistungsgewinn (unilateral power gain: GU) festgelegt wird. So lange der Betrag von GU größer als 1 ist, können noch Schwingungen mit dem Transistor erzeugt werden. Die maximale Schwingfrequenz ist erreicht, wenn |GU| den Wert 1 annimmt. Für |GU| kleiner als 1 , wirkt der Transistor als passives Bauelement.

$$|GU|(f_{max}) = 1$$

2.5 3-Tor S-Parameter

Ein Transistor, der eigentlich ein 3-Tor ist, wird im allgemeinen durch seine 2-Tor S-Parameter charakterisiert, wobei ein Tor mit Masse verbunden wird. Daraus entstehen die drei Schaltungsmöglichkeiten für einen FET oder PBT: common-source, common-gate und common-drain (Abb. 2.5.1).

Jede dieser Konfigurationen hat je nach Anwendungsfall ihre Vorteile. Soll ein Transistor z.B. als Verstärker eingesetzt werden, so geschieht dies zweckmäßigerweise in der Schaltungskonfiguration common-source.

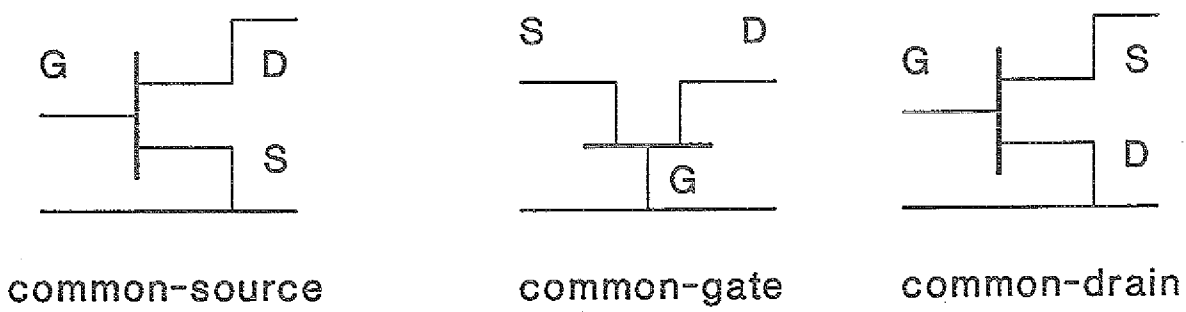


Abb. 2.5.1: Schaltungskonfigurationen eines MESFETs oder PBTs

Die in dieser Arbeit vorgenommenen 2-Tor S-Parameter-Messungen werden in der Schaltungskonfiguration common-source gemacht. Durch analytische Berechnungen ist es nun möglich die 3-Tor S-Parameter aus den gemessenen 2-Tor S-Parametern zu bestimmen /7/. Der Transistor als 3-Tor ist in Abb. 2.5.2 wiedergegeben.

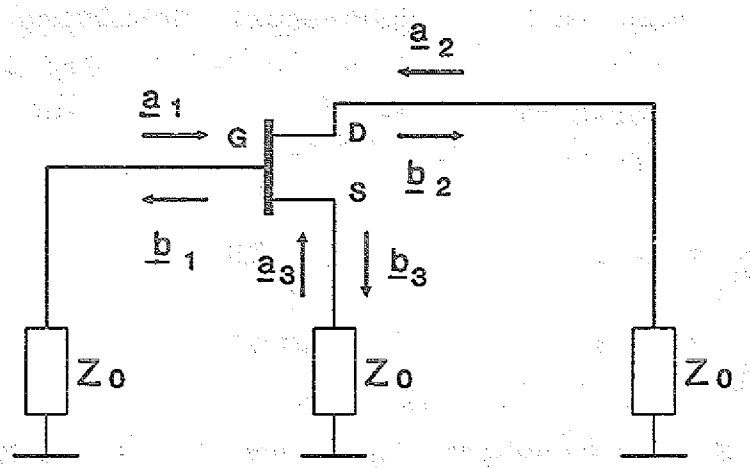


Abb. 2.5.2: 3-Tor Beschreibung eines Transistors

Die zugehörigen S-Parameter-Gleichungen lauten:

$$\underline{b}_1 = \underline{S}_{11}*\underline{a}_1 + \underline{S}_{12}*\underline{a}_2 + \underline{S}_{13}*\underline{a}_3 \tag{2.5.1}$$

$$\underline{b}_2 = \underline{S}_{21}*\underline{a}_1 + \underline{S}_{22}*\underline{a}_2 + \underline{S}_{23}*\underline{a}_3 \tag{2.5.2}$$

$$\underline{b}_3 = \underline{S}_{31}*\underline{a}_1 + \underline{S}_{32}*\underline{a}_2 + \underline{S}_{33}*\underline{a}_3 \tag{2.5.3}$$

Wird nun beispielsweise Tor 3 mit Masse verbunden (common-source), so gilt für den zugehörigen Reflexionsfaktor Γ_3 :

$$\Gamma_3 = \frac{\underline{a}_3}{\underline{b}_3} = -1 \tag{2.5.4}$$

Eleminiert man nun aus Gleichung 2.5.1 $\underline{a}_3$ und $\underline{b}_3$, so ergibt sich die 2-Tor S-Parameter-Matrix der common-source Schaltung aus den 3-Tor S-Parametern wie folgt:

$$\begin{bmatrix} \underline{b}_1 \\ \underline{b}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{S}_{11} - \frac{\underline{S}_{13}\underline{S}_{31}}{1+\underline{S}_{33}} & \underline{S}_{12} - \frac{\underline{S}_{13}\underline{S}_{32}}{1+\underline{S}_{33}} \\ S_{21} - \frac{\underline{S}_{31}\underline{S}_{23}}{1+\underline{S}_{33}} & S_{22} - \frac{\underline{S}_{23}\underline{S}_{32}}{1+\underline{S}_{33}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{a}_1 \\ \underline{a}_2 \end{bmatrix} \tag{2.5.5}$$

Dieses Gleichungssystem liefert vier Gleichungen zur Bestimmung der 3-Tor S-Parameter, wenn die S-Parameter eines Transistors in der common-source Schaltung gemessen werden. Da die Summe jeder Zeile und Spalte der indefiniten 3-Tor S-Parameter-Matrix eines Transistors eins ergeben muß, erhält man sechs weitere Gleichungen.

$$\sum_{j=1}^{3} \underline{S}_{ij} = 1 \qquad \text{für } i=1,2,3 \tag{2.5.6}$$

$$\sum_{i=1}^{3} \underline{S}_{ij} = 1 \qquad \text{für } j=1,2,3 \tag{2.5.7}$$

Aus den Gleichungen 2.5.3 und 2.5.4 lassen sich nun alle neun 3-Tor S-Parameter bestimmen. Der Index T bezeichnet dabei die gemessenen 2-Tor S-Parameter.

$$\underline{S}_{33} = \frac{\sum\limits_{\substack{i=1,2\\j=1,2}} \underline{S}_{ijT}}{4 - \sum\limits_{\substack{i=1,2\\j=1,2}} \underline{S}_{ijT}} \tag{2.5.8}$$

$$\underline{S}_{32} = \frac{1+\underline{S}_{33}}{2} \left(1 - \underline{S}_{12T} - \underline{S}_{22T} \right) \tag{2.5.9}$$

$$\underline{S}_{23} = \frac{1+\underline{S}_{33}}{2} \left(1 - \underline{S}_{21T} - \underline{S}_{22T} \right) \tag{2.5.10}$$

$$\underline{S}_{22} = \underline{S}_{22T} + \frac{\underline{S}_{23}\underline{S}_{32}}{1+\underline{S}_{33}} \tag{2.5.11}$$

$$\underline{S}_{11} = 1 - \underline{S}_{21} - \underline{S}_{31} \tag{2.5.12}$$

$$\underline{S}_{13} = 1 - \underline{S}_{23} - \underline{S}_{33} \tag{2.5.13}$$

$$\underline{S}_{31} = 1 - \underline{S}_{33} - \underline{S}_{32} \tag{2.5.14}$$

$$\underline{S}_{12} = 1 - \underline{S}_{22} - \underline{S}_{32} \tag{2.5.15}$$

$$\underline{S}_{21} = 1 - \underline{S}_{22} - \underline{S}_{23} \tag{2.5.16}$$

Mit Hilfe der nun bekannten 3-Tor S-Parameter lassen sich die 2-Tor S-Parameter der common-drain oder common-gate Schaltung berechnen, ohne daß eine weitere Messung erforderlich ist.

3. Transistoren

3.1 Der Transistor als Zweitor

Der Transistor ist ein nichtlineares Zweitor, dessen Ausgangssignal in komplexer Weise von seinen Steuergrößen abhängt.

Betrachtet man nur den Kleinsignalbetrieb, so ergibt sich ein einfacher linearer Zusammenhang zwischen den Eingangs- und den Ausgangsgrößen. Ein- und Ausgangssignale werden eindeutig durch eine Übertragungsfunktion miteinander verknüpft. Diese Übertragungsfunktion ist bei tiefen Frequenzen nahezu frequenzunabhängig. Bei höheren Frequenzen können die im Halbleiter auftretenden Ladungsspeichereffekte nicht mehr vernachlässigt werden. Die Übertragungsfunktion wird zunehmend frequenzabhängig.

Darstellungsformen von Transistordaten

Die Darstellung der Ein- und Ausgangssignale eines Transistors durch Fourierreihen ermöglicht es, die Eigenschaften des Transistors mathematisch zu beschreiben und nichtlineare Elemente in die Rechnung miteinzubeziehen. Diese Darstellungsform ist unabhängig von der realen Bauweise und erlaubt dadurch keine Rückschlüsse von den Messungen auf die Physik des Transistors.

Die selbstkonsistente Lösung der Poisson- und der Kontinuitätsgleichung für die Halbleiterstruktur liefert beim MESFET und PBT - sofern Geometrie, Dotierung usw. bekannt sind - sehr genaue theoretische Ergebnisse. Eine Beschreibung der Halbleiterphysik durch weniger rechenzeitintensive, analytische Funktionen führt zu einem äquivalenten

Netzwerkmodell. Theoretisch könnte man ein Ersatzschaltbild annehmen, das nur irgendwie die Hochfrequenzeigenschaften beschreibt. Sinnvollerweise wählt man jedoch Elemente, die das physikalische Verhalten des Transistors beschreiben. Beschränkt man sich auf kleine Signale, so läßt sich ein lineares Ersatzschaltbild finden, das leicht durch Anwendung der komplexen Rechnung handhabbar wird.In dieser Arbeit wird ein Ersatzschaltbild benutzt, welches das Kleinsignalverhalten eines MESFETs oder PBTs hinreichend genau nachbildet und sich stark an die physikalische Struktur des FETs anlehnt.

3.2 Das Kleinsignalersatzschaltbild

Zur Beschreibung des Kleinsignalverhaltens der gemessenen Transistoren wird das in Abb. 3.2.2 dargestellte Ersatzschaltbild verwendet /22/. Die Messung der S-Parameter mit Hilfe des Spitzenmeßplatzes liefert sofort die S-Parameter der reinen Transistorstruktur zuzüglich der Impedanzen der Bond-Pads.

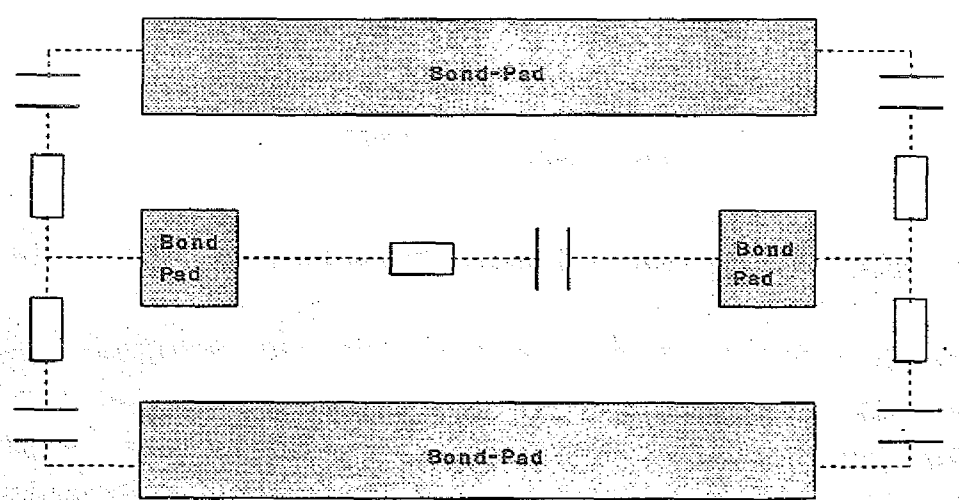


Abb. 3.2.1: Parasitäre Pad-Impedanzen

Bei GaAs-FETs spielen diese parasitären Impedanzen bis 26,5 GHz nur eine kleine Rolle, da sie in einer Größenordnung von 10-20 fF liegen. Bei Transistoren aus Silizium allerdings können diese Parasitäten nicht mehr vernachlässigt werden /14/, da aufgrund des geringeren Bandabstandes die Leitfähigkeit von Silizium höher ist (E_g(Si)=1.12 eV ; E_g(GaAs)=1.42 eV, T=300 K). Zur genaueren Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen sollten diese parasitären Impedanzen bekannt sein (Abbildung 3.2.1).

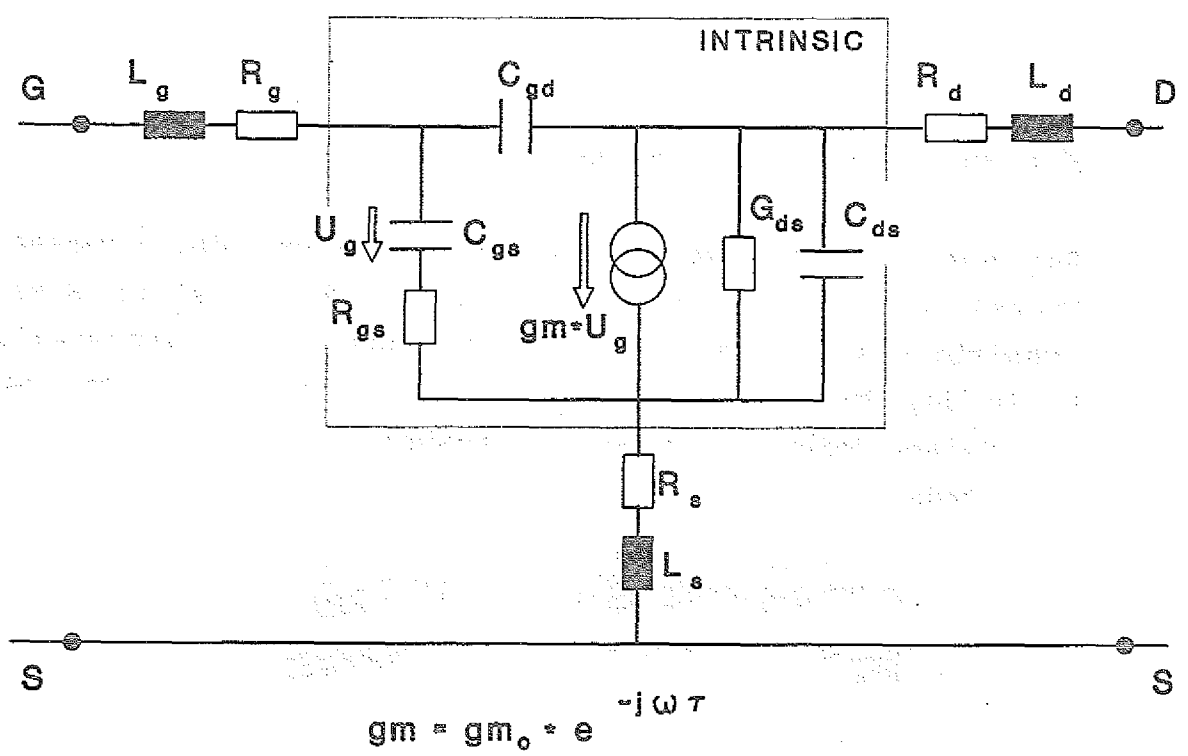


Abb 3.2.2: Kleinsignalersatzschaltbild eines MESFETs

Das Ersatzschaltbild der am Institut für Schicht- und Ionentechnik im Forschungszentrum Jülich hergestellten Permeable Base Transistoren (PBT) unterscheidet sich nur leicht von dem in Abbildung 3.2.2. Da diese Transistoren aus Silizium hergestellt werden, führt dies zur zusätzlichen Berücksichtigung der parasitären Pad-Impedanzen. Die effektive Gatelänge l (< 100 nm) eines PBTs ist sehr

klein, somit ist die Laufzeit τ unter dem Gate vernachlässigbar /5/. Daraus ergibt sich ein Ersatzschaltbild nach Abb. 3.2.3.

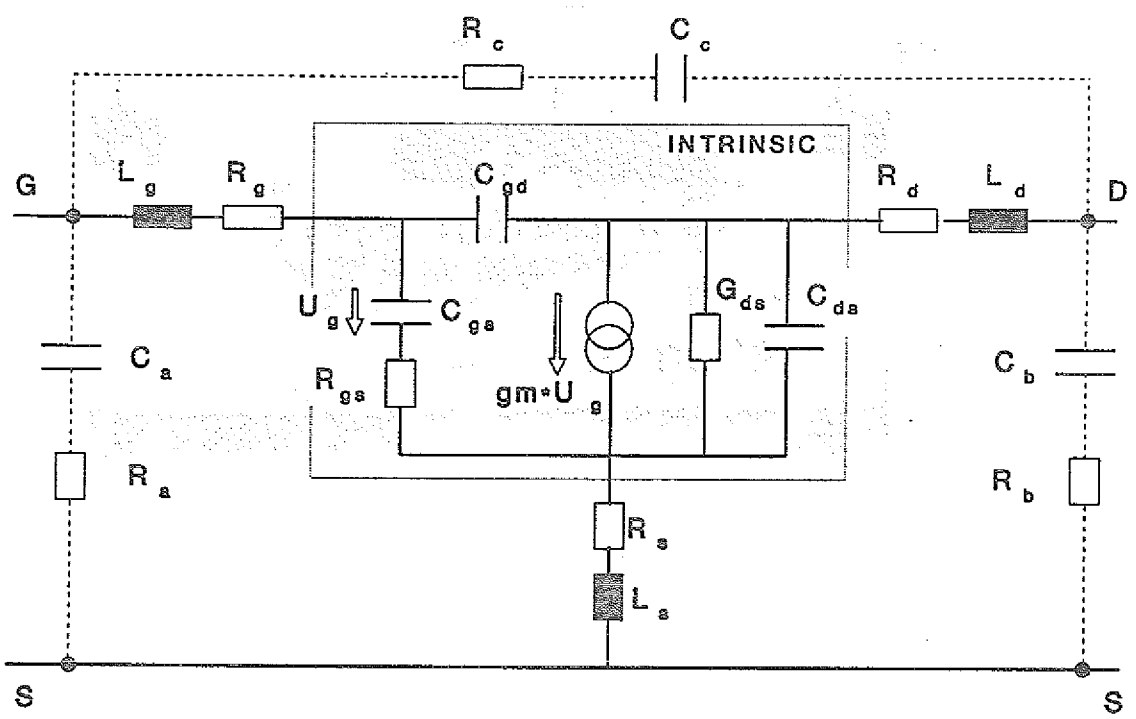


Abb. 3.2.3: Ersatzschaltbild des PBTs

Die Benutzung des prinzipiell gleichen Ersatzschaltbildes zur Beschreibung des Hochfrequenzverhaltens von MESFET und PBT läßt sich leicht durch die schematischen Darstellungen in den Abbildungen 3.2.4 und 3.2.5 erklären. Betrachtet man den PBT nur bis zu seinen Symmetrieebenen, so entspricht die vertikale Struktur des PBTs die der horizontalen eines MESFETs.

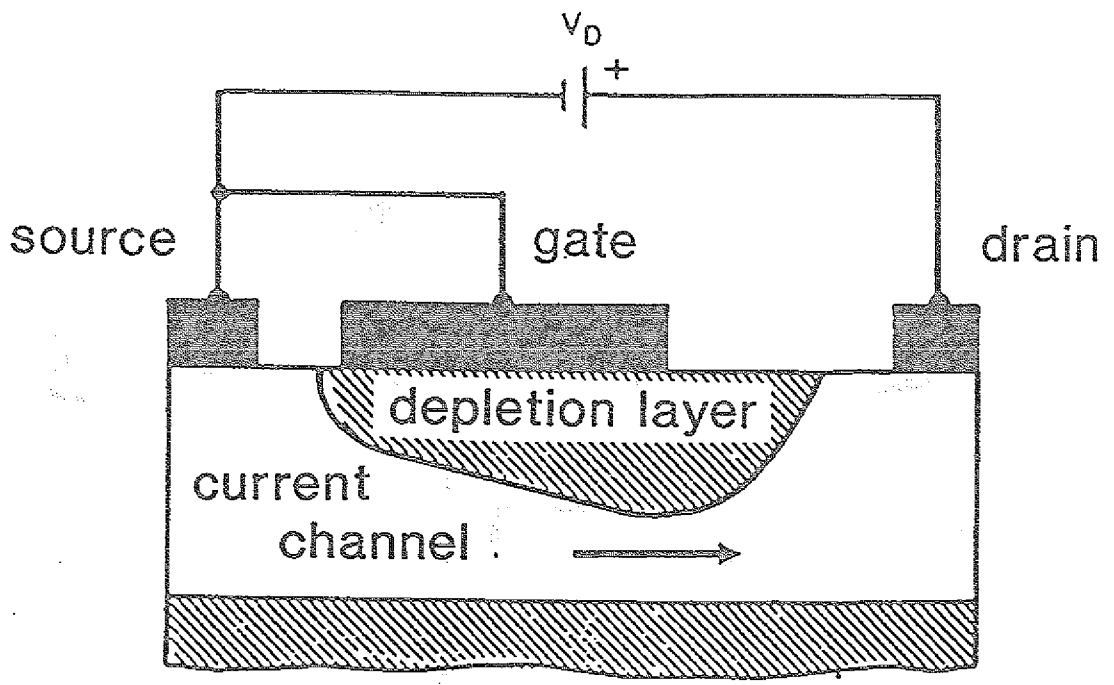


Abb. 3.2.4: Schematische Darstellung eines MESFETs

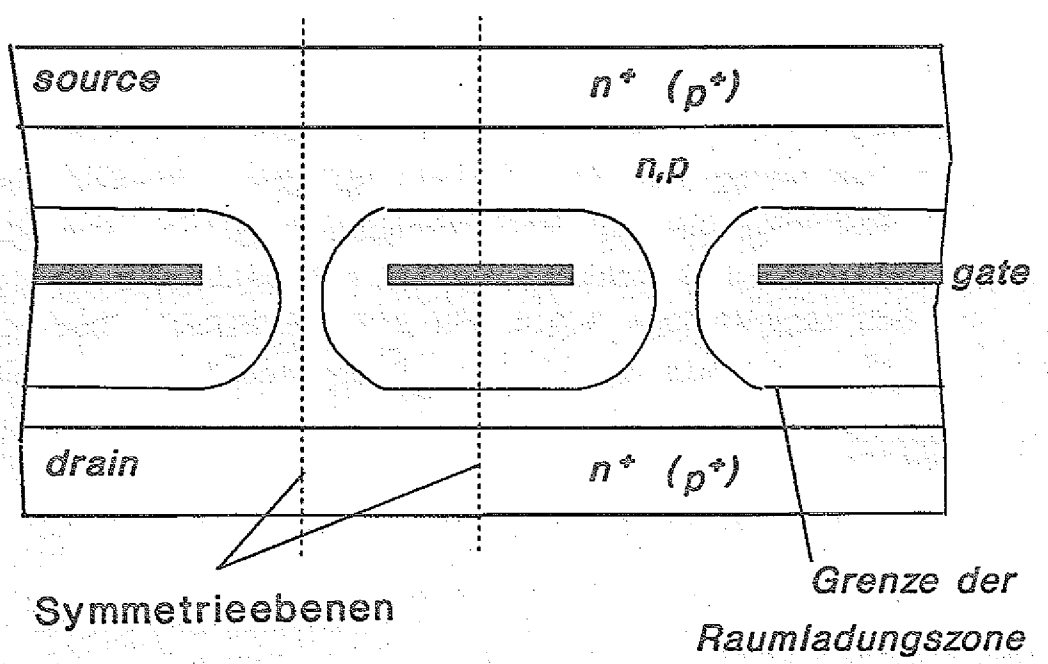


Abb. 3.2.5: Schematische Darstellung eines PBTs

3.3 Beschreibung der Ersatzschaltbildgrößen

Das Ersatzschaltbild zur Beschreibung des Kleinsignalverhaltens läßt sich in einen intrinsischen und einen extrinsischen Bereich aufteilen.
Der intrinsische Teil beschreibt das eigentliche Steuerverhalten des FET. Die Raumladungszone wird durch die Kapazitäten C_{gs} und C_{gd} nachgebildet. Die auftretenden ohmschen Verluste zwischen Gate und Source werden durch einen Widerstand R_{gs} berücksichtigt.
Der Leitwert G_{ds} charakterisiert die endliche Leitfähigkeit des Kanals unter dem Gate zwischen Drain und Source. Die gesamte komplexe Ausgangsimpedanz der inneren FET-Struktur wird durch die Parallelschaltung von G_{ds} und der Kapazität C_{ds} erfaßt.
Die Übertragungscharakteristik wird durch die gesteuerte Stromquelle mit der Steilheit g_m beschrieben. Gesteuert wird die Stromquelle durch die an C_{gs} bzw. an der Raumladungszone anliegenden Spannung U_g. Die endliche Laufzeit τ der Ladungsträger unter dem Gate wird durch eine Phasenverschiebung der Steilheit g_m berücksichtigt. Bis auf die Kapazität C_{ds}, die in erster Linie von dem Drain-Source Abstand bestimmt wird, werden alle intrinsischen Ersatzschaltbildgrößen als arbeitspunktabhängig angenommen.

Die extrinsischen Ersatzschaltbildgrößen beschreiben die Effekte der Zuleitungen von den Bond-Pads zu der inneren FET-Struktur. Das Verhalten wird jeweils durch eine Reihenschaltung eines Widerstandes und einer Induktivität hinreichend genau nachgebildet. Die extrinsischen Ersatzschaltbildgrößen werden als arbeitspunktunabhängig angenommen.

3.4 Berechnung der S-Parameter aus den Ersatzschaltbildelementen

Die Y-Parameter des intrinsischen FETs lassen sich direkt durch das Knotenpotentialverfahren oder ähnliche Verfahren bestimmen. Für das Ersatzschaltbild nach Abbildung 3.2.2 ergibt sich:

$$\underline{Y}_{\text{intri}} = \begin{bmatrix} j\omega C_{gd} + \dfrac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega C_{gs}R_{gs}} & -j\omega C_{gd} \\ \dfrac{g_m\, e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega C_{gs}R_{gs}} - j\omega C_{gd} & G_{ds} + j\omega(C_{gd}+C_{ds}) \end{bmatrix} \qquad (3.4.1)$$

Nach Umwandlung der Y-Parameter in Z-Parameter lassen sich die extrinsischen Ersatzschalbildgrößen durch einfache Matrizenaddition hinzufügen. Die Z-Parameter des gesamten Transistors ergeben sich zu:

$$\underline{Z}_{\text{trans}} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11\text{intri}} & \underline{Z}_{12\text{intri}} \\ \underline{Z}_{21\text{intri}} & \underline{Z}_{22\text{intri}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Z}_g + \underline{Z}_s & \underline{Z}_s \\ \underline{Z}_s & \underline{Z}_d + \underline{Z}_s \end{bmatrix} \qquad (3.4.2)$$

mit
$$\underline{Z}_g = R_g + j\omega L_g$$
$$\underline{Z}_d = R_d + j\omega L_d$$
$$\underline{Z}_s = R_s + j\omega L_s$$

Werden die parasitären Bond-Impedanzen berücksichtigt, so berechnen sich die Y-Parameter wie folgt:

$$\underline{Y}_{\text{gesamt}} = \begin{bmatrix} \underline{Y}_{11\text{trans}} & \underline{Y}_{12\text{trans}} \\ \underline{Y}_{21\text{trans}} & \underline{Y}_{22\text{trans}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{Y}_1 + \underline{Y}_3 & -\underline{Y}_3 \\ -\underline{Y}_3 & \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 \end{bmatrix} \qquad (3.4.3)$$

mit
$$\underline{Y}_1 = G_a + j\omega C_a$$
$$\underline{Y}_2 = G_b + j\omega C_b$$
$$\underline{Y}_3 = G_c + j\omega C_c$$

Eine erneute Vierpol-Umrechung liefert die gesuchten Streu-Parameter der Ersatzschaltung.

3.5 Bestimmung der Ersatzschaltbildelemente

Zu Beginn der Arbeit wurde versucht, ein Computerprogramm zu schreiben, daß die Ersatzschaltbildgrößen mittels bekannter Optimierungsverfahren aus den gemessenen S-Parametern bestimmt /8/. Es zeigte sich aber sehr bald, daß diese Methode zur Ersatzschaltbildbestimmung unzureichende Ergebnisse liefert. Man erhält zwar eine Lösung, doch müssen die Startwerte schon sehr nahe bei den tatsächlichen Werten liegen, um physikalisch sinnvolle Lösungen zu erhalten und nicht in ein lokales Minimum zu laufen. Darüberhinaus benötigt jeder Optimierer sehr viel Rechenzeit und erlaubt damit keine direkte Auswertung der Messungen. Laufzeiten von mehreren Stunden sind keine Seltenheit.
Aus diesen Gründen wurde eine andere Methode zur Ersatzschaltbildbestimmung gesucht /7,9/. Die genauesten Ergebnisse erhielt man durch ein analytisches Berechnungsverfahren gekoppelt mit einem Kurzoptimierer, der nur die extrinsischen Ersatzschaltbildgrößen solange variiert bis ein Fehlerminimum gefunden ist.

3.5.1 Intrinsische Ersatzschaltbildgrößen

Die intrinsischen Größen werden direkt zu jedem gemessenen Frequenzpunkt aus den Y-Parametern der inneren Transistor-Struktur berechnet. Die einzelnen Ersatzschaltbildgrößen entstehen nun durch Mittelwertbildung der über alle Frequenzpunkte berechneten Werte. Es ergeben sich folgende Bestimmungsgleichungen:

$$a(k) = \omega C_{gd} = -\mathrm{Im}(\ Y_{12}(k)) \tag{3.5.1}$$

$$d(k) = G_{ds} = \mathrm{Re}(\ Y_{22}(k)) \tag{3.5.2}$$

$$g(k) = \omega C_{ds} = \mathrm{Im}(\ Y_{22}(k) - j\ a(k)) \tag{3.5.3}$$

Der Faktor k bezeichnet dabei die diskreten Frequenzpunkte. Durch Einführen der Hilfsgröße xh berechnen sich nun die übrigen Ersatzschaltbildgrößen zu:

$$xh = \frac{\mathrm{Re}(\ Y_{11}(k) - j\ a(k))}{\mathrm{Im}(\ Y_{11}(k) - j\ a(k))} = \omega C_{gs} R_{gs} \tag{3.5.4}$$

$$b(k) = \omega C_{gs} = |Y_{11}(k) - j\ a(k)| * \sqrt{1 + xh^2} \tag{3.5.5}$$

$$e(k) = gm = |Y_{21}(k) + j\ a(k)| * \sqrt{1 + xh^2} \tag{3.5.6}$$

$$c(k) = R_{gs} = \frac{xh}{b(k)} \tag{3.5.7}$$

$$f(k) = \omega\tau = -\mathrm{Im}\ [\ln\ [(Y_{21}(k) + j\ a(k)) * (1 + j\ xh) \ / \ e(k)]] \tag{3.5.8}$$

Bei den Berechnungen fiel auf, daß die einzelnen Ersatzschaltbildelemente besonders an den Rändern des Frequenzbandes eine sehr starke Frequenzabhängigkeit besitzen, die bei der Mittelwertbildung zu großen Schwierigkeiten führte. Die Abbildungen 3.5.1 bis 3.5.3 verdeutlichen diese Abhängigkeiten. Besonders problematisch erwies sich der Widerstand R_{gs}, dessen stark negativen Werte am Frequenzbandanfang zu sehr ungenauen Berechnungen führte.

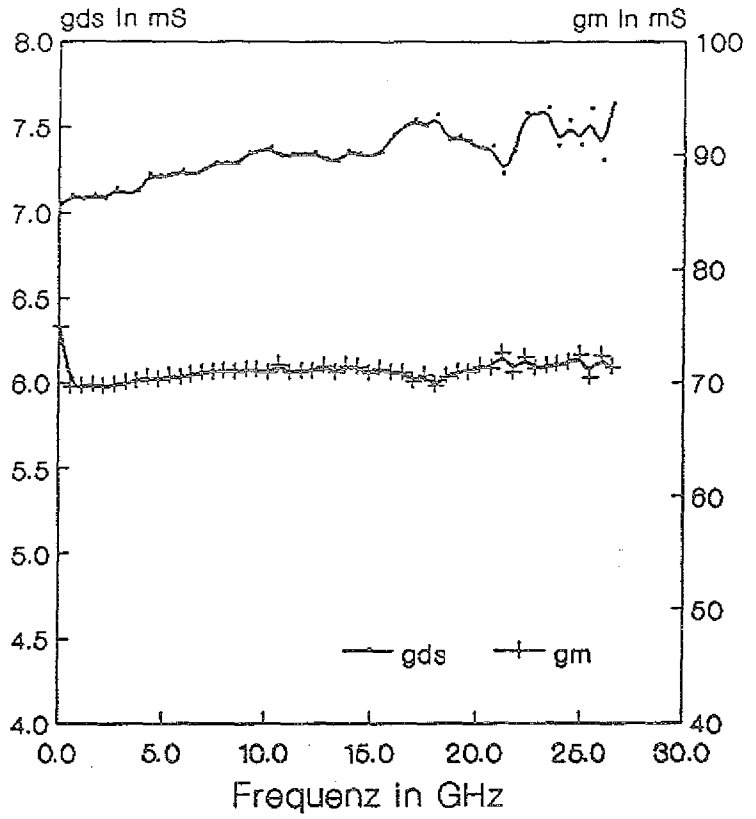


Abb. 3.5.1: Frequenzabhängigkeit der intrinsischen Größen G_{ds} und g_m

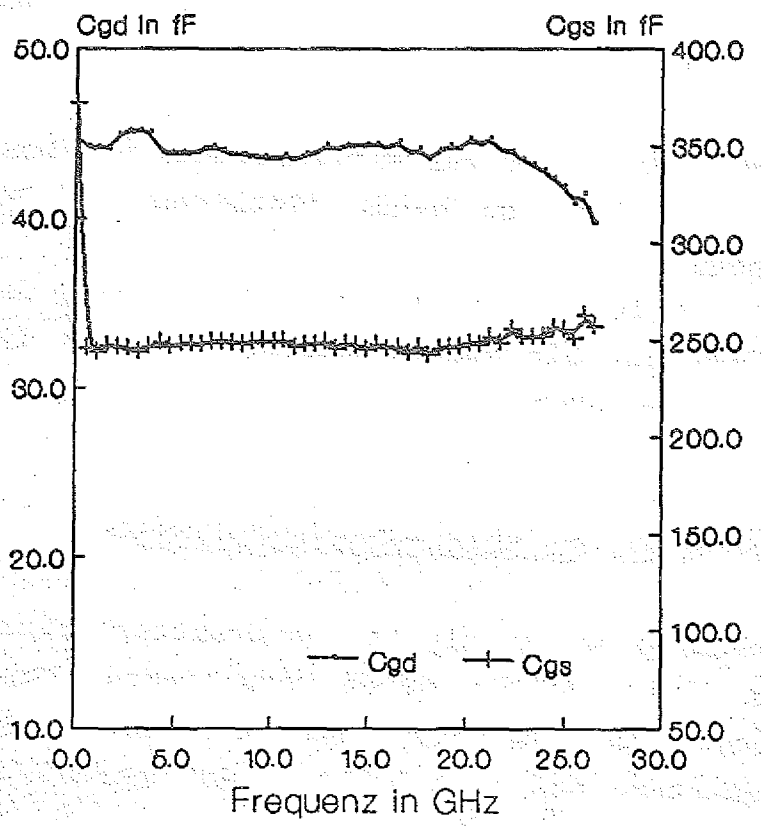


Abb. 3.5.2: Frequenzabhängigkeit der intrinsischen Größen C_{gd} und C_{gs}

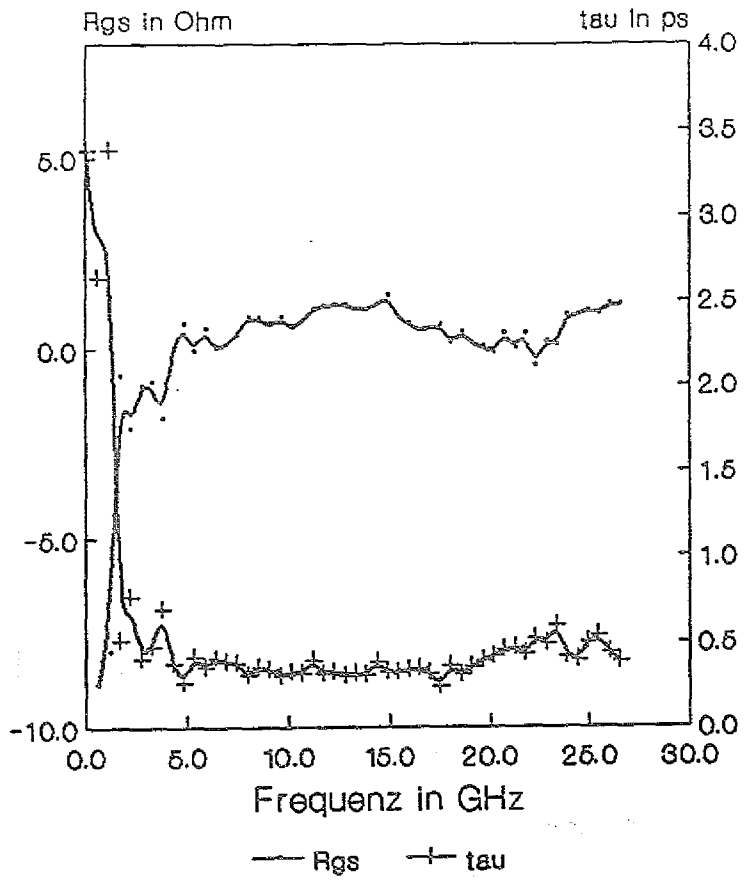


Abb. 3.5.3: Frequenzabhängigkeit der intrinsischen Größen R_{gs} und τ

Die Einschränkung, der zur Mittelwertbildung benutzten Frequenzpunkte, führte zu einer deutlichen Verbesserung der Berechnungen.
Voraussetzung für die analytische Bestimmung der intrinsischen Größen ist die exakte Kenntnis der extrinsischen Ersatzschaltbildgrößen.

3.5.2 Extrinsische Ersatzschaltbildgrößen

Die Bestimmung der extrinsischen Ersatzschaltbildgrößen erfolgt in dieser Arbeit durch verschiedene Verfahren. Nach /9/ lassen sich alle extrinsischen Größen durch eine Hochfrequenzmessung des abgschnürten FETs berechnen. Dazu wird die Gate-Source-Diode soweit negativ vorgespannt, daß die Raumladungszone den Kanal unter dem Gate vollständig aus-

füllt und somit kein Strom mehr durch den Kanal zwischen Drain und Source fließen kann. Daraus ergibt sich das vereinfachte Ersatzschaltbild nach Abb. 3.5.4.

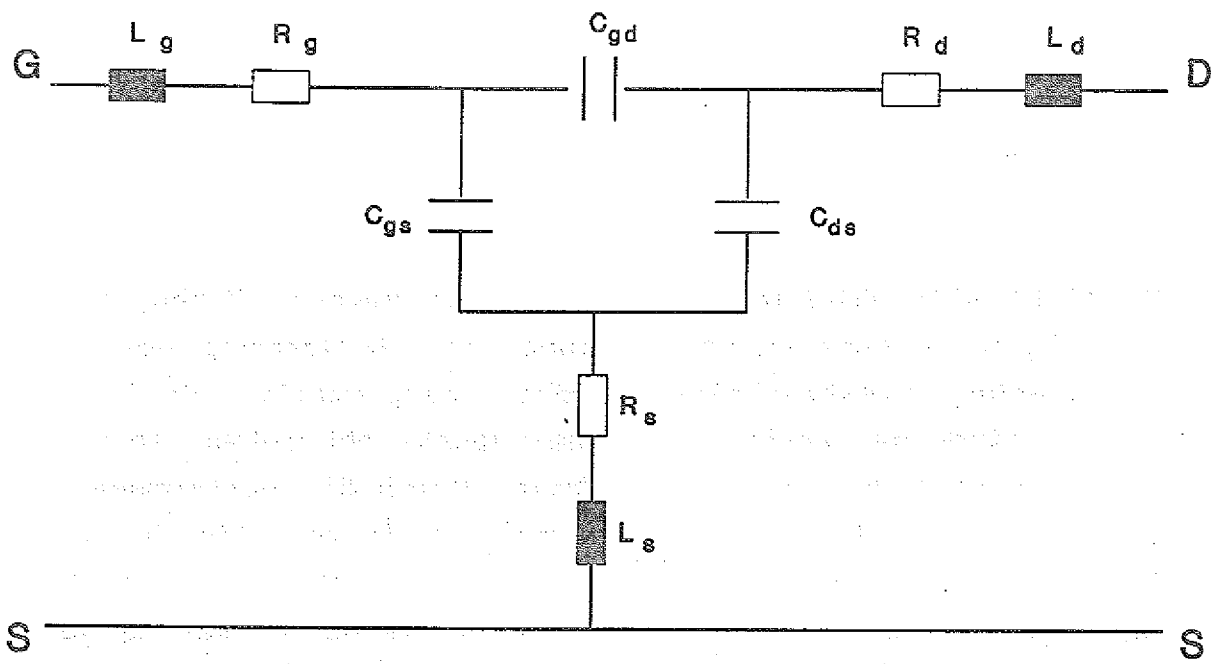


Abb. 3.5.4: Ersatzschaltbild des abgeschnürten FETs

Nach einer Dreieck-Stern-Umwandlung der Kapazitäten C_{gd}, C_{gs} und C_{ds} in die Kapazitäten C_g', C_s' und C_d' ergeben sich die Bestimmungsgleichungen der extrinsischen Größen aus den gemessenen Z-Parametern zu:

$$\underline{Z}_s = 1/2\,(\underline{Z}_{12}+\underline{Z}_{21}) = R_s + j\omega L_s - j1/\omega C_s' \qquad (3.5.9)$$

$$\underline{Z}_g = \underline{Z}_{11} - \underline{Z}_s = R_g + j\omega L_g - j1/\omega C_g' \qquad (3.5.10)$$

$$\underline{Z}_d = \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_s = R_d + j\omega L_d - j1/\omega C_d' \qquad (3.5.11)$$

Die Widerstände lassen sich direkt aus den Realteilen der Z-Parameter durch Mittelwertbildung berechnen. Durch einen Parabelansatz und einer Ausgleichsrechnung, welche die Streuung der gemessenen Werte von der benutzten Parabel berücksichtigt, ist es möglich, aus den Imaginärteilen der Z-Parameter sowohl die gesuchten Induktivitäten als auch die

Kapazitäten zu bestimmen. Es ergeben sich folgende Bestimmungsgleichungen für die gesuchten Induktivitäten.

$$L_k = \frac{n * \sum \omega_i * y_{ki} - \sum \omega_i * \sum y_{ki}}{n * \sum \omega_i^3 - \sum \omega_i^2 * \sum \omega_i} \qquad (3.5.12)$$

mit $k = s,g,d$; $n \triangleq$ Anzahl der Meßpunkte ; $\sum \triangleq \sum_{i=1}^{n}$

$y_{ki} = \omega_i * \mathrm{Im}(Z_{ki})$

Da nicht alle Transistoren abgeschnürt werden können, wird im folgenden eine weitere Methode zur Bestimmung der extrinsischen Ersatzschaltbildgrößen vorgestellt. Wird der FET in einem aufgesteuerten Arbeitspunkt betrieben, so vereinfacht sich das Ersatzschaltbild. Durch die vollkommen in Flußrichtung betriebene Gate-Source-Diode verschwindet die Raumladungszone und damit die Raumladungskapazitäten C_{gs} und C_{gd} unter dem Gate. Es findet keine Steuerung des Drain-Stromes mehr statt. Unter Vernachlässigung der Kapazität C_{ds} ergibt sich das vereinfachte Ersatzschaltbild nach Abb. 3.5.5.
Analog zum abgeschnürten Fall ergeben sich die Bestimmungsgleichungen aus den Z-Parametern zu:

$$\underline{Z}_s = 1/2\,(\underline{Z}_{12} + \underline{Z}_{21}) = R_s + R_s' + j\omega L_s \qquad (3.5.13)$$

$$\underline{Z}_g = \underline{Z}_{11} - \underline{Z}_s = R_g + R_g' + j\omega L_g \qquad (3.5.14)$$

$$\underline{Z}_d = \underline{Z}_{22} - \underline{Z}_s = R_d + R_d' + j\omega L_d \qquad (3.5.15)$$

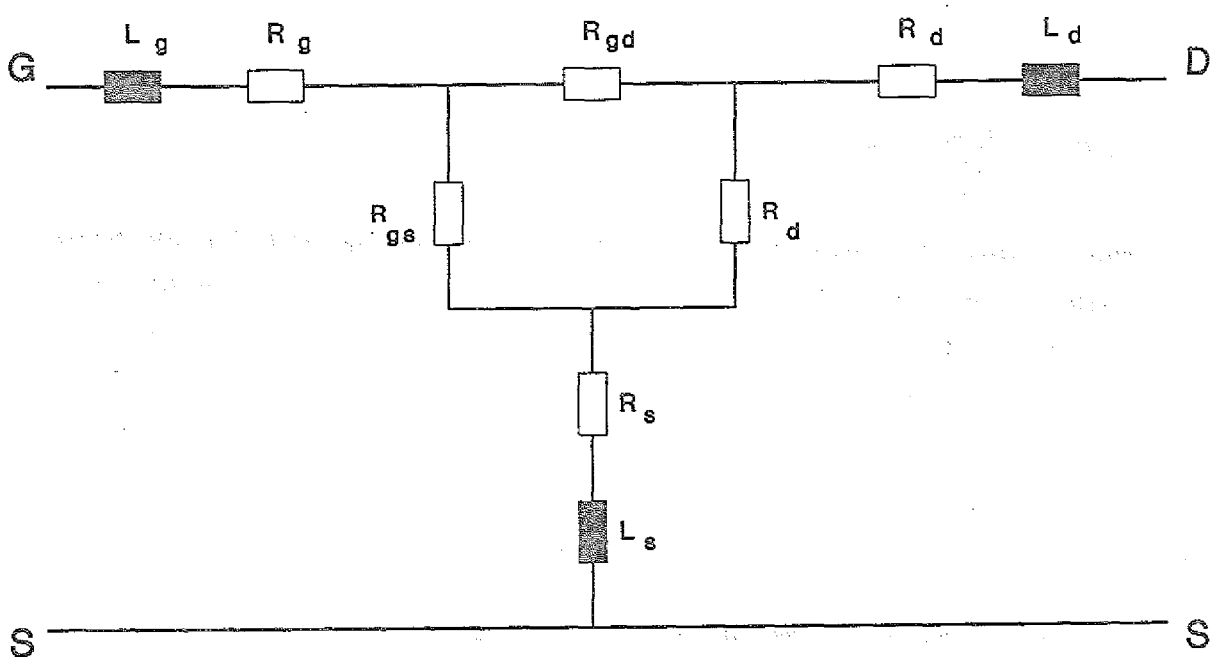


Abb. 3.5.5: Ersatzschaltbild des aufgesteuerten FETs

Die Widerstände R_s', R_g' und R_d' ergeben sich durch eine Dreieck-Stern-Umwandlung der Kanalwiderstände. Die gesuchten Induktivitäten lassen sich direkt aus den Imaginärteilen der entsprechenden Impedanzen berechnen. Die Widerstände R_s, R_g und R_d können allerdings nicht direkt aus den Gleichungen 3.5.13 bis 3.5.15 bestimmt werden, da sich der entsprechende Realteil aus dem gesuchten Widerstand und einem Anteil des Kanalwiderstandes zusammensetzt. Aus diesem Grund werden einige Gleichstrommessungen durchgeführt. Zunächst wird der Source-Kontakt auf Masse gelegt, und der Drain-Kontakt bleibt offen. Dadurch ist gewährleistet, daß der Drainstrom gleich null ist. Wird nun ein Gatestrom eingeprägt, so erzeugt dieser einen Spannungsabfall U_{ds} am Widerstand R_s und am Kanalrestwiderstand $\alpha * R_{ch}$, der direkt am Drain-Kontakt gemessenen werden kann. Daraus ergibt sich für den sogenannten Endwiderstand des Sources:

$$R_{end}^{S} = \frac{U_{DS}}{I_G} = R_s + \alpha R_{ch} \qquad (3.5.16)$$

Wird nun der Drain-Kontakt auf Masse-Potential gelegt und der Source-Kontakt offen gelassen, so ergibt sich durch den eingeprägten Gatestrom der Drain Endwiderstand:

$$R_{end}^{D} = \frac{U_{SD}}{I_G} = R_d + \alpha R_{ch} \tag{3.5.17}$$

Unter der Voraussetzung, daß der Spannungsabfall am Kanalwiderstand viel kleiner als nkT/q (n = Idealitätsfaktor der Schottkydiode) ist, läßt sich α in beiden Fällen mit α=0.5 angeben (symmetrische Raumladungszone) /11/. Die Subtraktion beider Gleichungen liefert einen Hilfswiderstand R':

$$R_{end}^{D} - R_{end}^{S} = R_d - R_s = R' \tag{3.5.18}$$

Die Messung des Drain-Source-Widerstandes r_{DS} mit U_{DS}=0 als Funktion der Gate-Spannung U_{GS} liefert:

$$r_{DS} = R_s + R_d + \frac{1}{G_0\,(1 - \sqrt{\eta}\,)} \tag{3.5.19}$$

mit $G_0 = q\mu aNw/l$ und $\eta = (U_{bi} - U_{GS})/U_{po}$

a = aktive Kanaldicke
μ = Beweglichkeit
N = Dotierstoffkonzentration
w = Gateweite
l = Gatelänge
U_{bi} = "built-in" Spannung der Schottky-Diode
U_{GS} = Gate-Source-Spannung
U_{po} = "pinch-off" Spannung

Werden die gemessenen Werte r_{DS} als Funktion der Hilfsgröße x aufgetragen (Abb. 3.5.6) mit

$$x = \frac{1}{(1 - \sqrt{\eta}\,)}$$

so ergibt der Abszissenwert für x=0 die Summe der Widerstände R_d+R_s /12/.

$$r_{DS}(x=0) = R_d + R_s = R'' \tag{3.5.20}$$

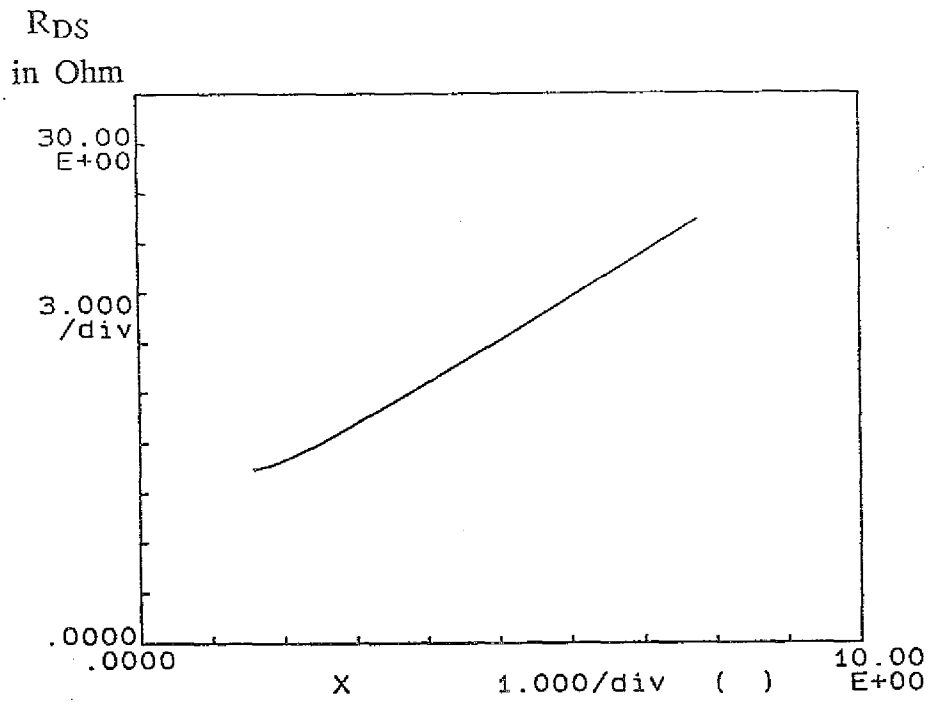


Abb. 3.5.6: Bestimmung des Widerstandes R_d+R_s

Aus Gleichung 3.5.18 und 3.5.20 lassen sich nun die extrinsischen Widerstände R_d und R_s bestimmen:

$$R_d = \frac{R''+R'}{2} \tag{3.5.21}$$

$$R_s = \frac{R''-R'}{2} \tag{3.5.22}$$

Der Widerstand R_g läßt sich mit Hilfe der Gate-Source-Diodenkennlinie bzw. der Gate-Drain-Diodenkennlinie bestimmen. Wird beispielsweise der Drain-Kontakt nicht beschaltet, so ergibt sich aus der Messung des Gatestromes und der Gate-Source-Spannung:

$$\frac{dU_{GS}}{dI_G} = R_g + R_s + 0.5*R_{ch} + n*U_T/I_G \tag{3.5.23}$$

Mit Hilfe der graphischen Darstellung von $dU_{GS}/dI_G=f(1/I_G)$ läßt sich durch Extrapolation am Schnittpunkt $1/I_G=0$ der Widerstand $R_g+R_s+0.5*R_{ch}$ bestimmen (Abb. 3.5.7). Da $R_s+0.5*R_{ch}$ bereits bekannt ist, kann man R_g direkt angeben.

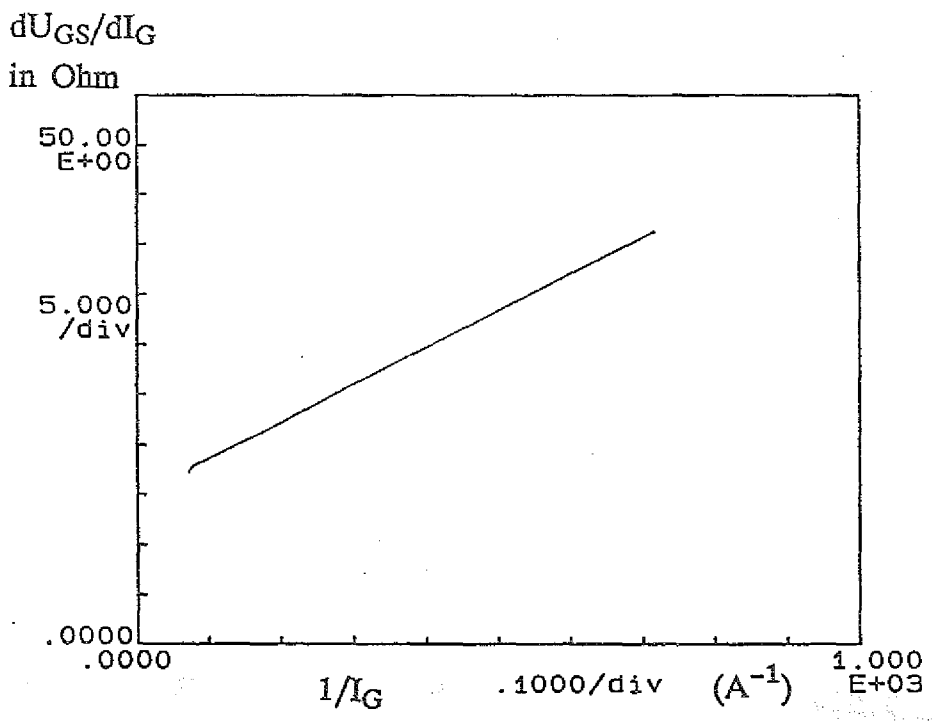


Abb. 3.5.7: Bestimmung des Widerstandes R_g

Die Bestimmung der extrinsischen Größen aus Hochfrequenzmessungen und Gleichstrommessungen erweist sich als sehr kritisch. Bei den Hochfrequenzmessungen erfordert die exakte Erfassung der extrinsischen Größen eine genaue Einstellung des Arbeitspunktes. Die Gleichstrommessungen sind aufgrund der geringen Widerstandswerte nicht absolut genau, da die Fehler durch die nicht berücksichtigten Übergangswiderstände zwischen den DC-Meßspitzen und dem Transistor und der Annahme des α-Faktors zu 0.5 in die Messungen mit eingehen. Ungenau bestimmte extrinsische Größen wirken sich direkt auf die Berechnung der intrinsischen Größen aus, die dadurch eine stärkere Frequenzabhängigkeit erhalten. Mit Hilfe eines entwickelten Kurzoptimierers lassen sich die Schwierigkeiten umgehen. Der Optimierer variiert die extrinsischen Größen solange, bis ein Fehlerminimum erreicht ist. Die benutzte Fehlerfunktion ist dabei der über alle S-Parameter gemittelte relative Fehler E_{ges}.

$$E_{ges} = \frac{1}{4n} \sum_{i=1}^{n} \sum_{j=1}^{2} \sum_{k=1}^{2} \left| \frac{\underline{S}_{j,k\ gem}(i) - \underline{S}_{j,k\ ber}(i)}{\underline{S}_{j,k\ gem}(i)} \right| \qquad (3.5.24)$$

Die Laufvariable i kennzeichnet dabei die zur Messung benutzten Frequenzpunkte (n=Anzahl der Meßpunkte).

3.5.3 Optimierung der extrinsischen Größen

Die meisten Optimierungsverfahren verlangen die Berechnung des Gradienten der Zielfunktion. Da die intrinsischen Ersatzschaltbildgrößen jedesmal neu berechnet werden müssen, erfordert die genaue Bestimmung aller Ableitungen sehr viel Rechenzeit /20/. Es wurde daher ein Verfahren entwickelt, das ohne die Berechnung der Ableitungen durchführbar ist und der "direkten-Such-Methode" ähnlich ist. Vor der eigentlichen Optimierung wird für jedes Element aus den Startwerten eine Schrittweite festgelegt. Die erforderlichen Startwerte werden dabei aus den obigen Messungen gewonnen oder aus Erfahrungswerten dem Optimierer eingegeben. Im ersten Optimierungszyklus werden nur die Widerstände R_g, R_d und R_s variiert. Zunächst wird aus den aktuellen Größen der Fehler E_{ges} bestimmt. Dann wird zu R_g (bzw. R_d oder R_s) die Schrittweite addiert und die intrinsischen Größen berechnet. Aus den neuen Werten werden nun die S-Parameter und daraus der neue Fehler bestimmt. Ist der Fehler kleiner geworden, so wird der geänderte Wert beibehalten. Ergibt sich ein größerer Fehler dann unterscheidet das Programm zwei Fälle. Wenn im vorangegangenen Iterationsschritt das Element bereits in der betrachteten Schrittrichtung geändert worden ist, dann weist ein größerer Fehler darauf hin, daß das Minimum überschritten wurde. Das Programm verkleinert dann die Schrittweite des betrachteten Elementes, so daß im nächsten Iterationsschritt eine Annäherung an das Minimum erreicht wird. Wenn die betrachtete Schrittrichtung zum erstenmal eingeschlagen worden ist, dann wird nur die

Schrittrichtung geändert. Alle drei Elemente (R_g, R_d und R_s) werden auf diese Weise optimiert. Da die Elemente verschieden schnell konvergieren und die gegenseitige Beeinflussung der Elemente die Minima verschiebt, führt die Verminderung der Schrittweiten zu einer deutlichen Verlangsamung der Optimierung. Das entwickelte Programm berücksichtigt dies und hebt die Schrittweiten gegenbenfalls an. Nachdem zehn Iterationsschritte durchgeführt worden sind, werden in einem zweiten Optimierungszyklus die Induktivitäten L_g, L_d und L_s auf gleiche Weise variiert. Der ganze Prozeß wird solange wiederholt, bis die gewählte Fehlergrenze erreicht ist.
Durch das zyklisches Vertauschen der zu optimierenden Größen, wird die gegenseitige Abhängigkeit aller Größen berücksichtigt und schnell ein Fehlerminimum erreicht. Die Wahrscheinlichkeit in ein lokales Minimum zu laufen, wird dadurch ebenfalls stark verringert. Das prinzipielle Schema des entwickelten Optimieres ist in Abb. 3.5.8 dargestellt.

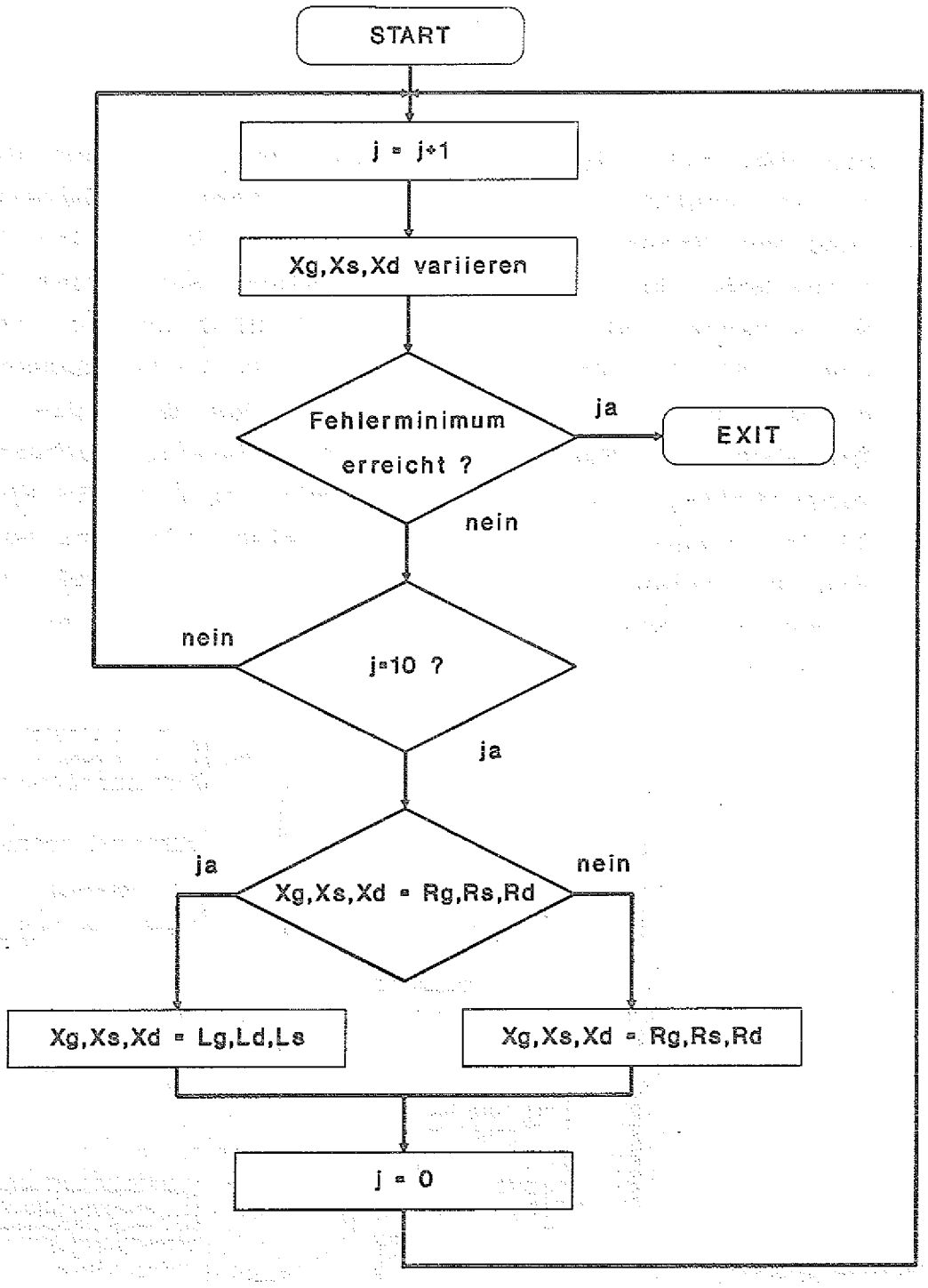


Abb. 3.5.8: Verlaufsdiagramm des Kurzoptimierer

4. Meßaufbau

Die Abb. 4.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des in dieser Arbeit benutzten Hochfrequenz-Meßplatzes zur Charakterisierung von Transistoren direkt auf dem Wafer. Der Hochfrequenz-Meßplatz besteht im einzelnen aus einem HP-8510B Netzwerkanalysator, einem HP-8340B HF-Generator, sowie einem HP-8515A S-Parameter Test-Set. DC-Vorspannungen werden durch ein HP-6625A power-supply, das über die internen Bias-Tees des Test-Sets mit dem Meßsystem verbunden ist, eingestellt. Da das DC-power-supply nur positive Spannungen liefert, wurde in dieser Arbeit eine Relaisbox entworfen, die es erlaubt, auch negative Spannungen einzustellen. Diese Relaisbox kann sowohl vom Rechner, als auch manuell gesteuert werden.

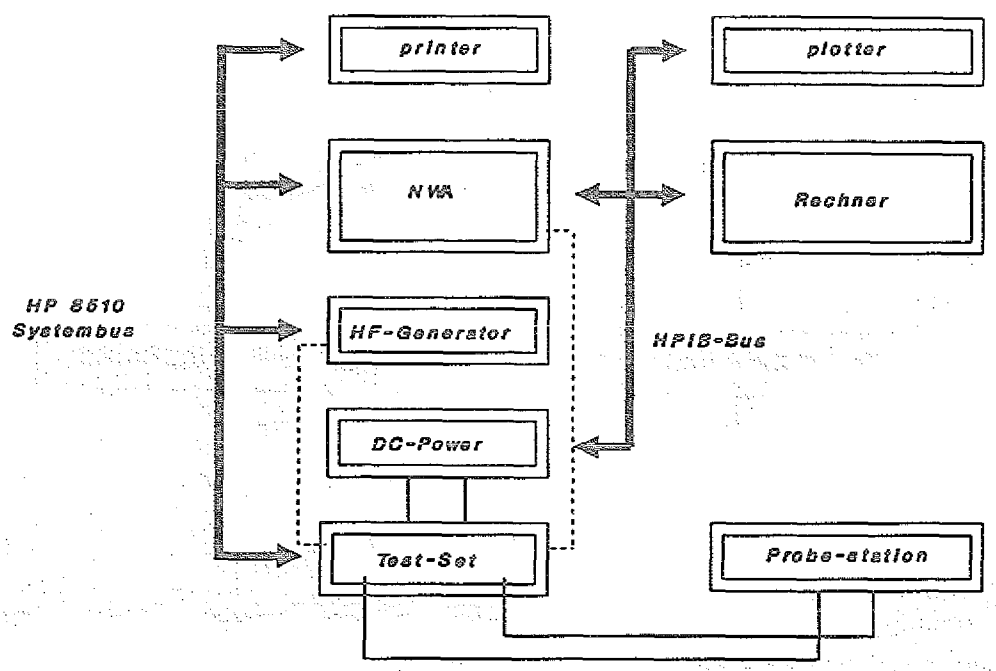


Abb. 4.1: Meßaufbau

Zur Charakterisierung von Bauelementen direkt auf dem Wafer wird ein ALESSI Spitzenmeßplatz eingesetzt. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, mit einer Mikrostreifenfassung der

Firma ArguMens Bauelemente in Mikrostreifenleitungs-anordnung zu messen. Dazu werden die Bauelemente auf ein Keramik-Substrat geklebt und mittels Bonddrähten mit Mikrostreifenleitungen verbunden.

Das eigentliche HF-Meßsystem besteht aus vier Komponenten:

* HF-Generator
* Elemente zur Signaltrennung
* Empfänger und Detektion des Signals
* Rechen- und Anzeigeeinheit

Der HF-Generator sollte über den gesamten Frequenzbereich eine möglichst konstante Leistung liefern.
Die Elemente zur Signaltrennung, der Empfangsteil und die HF-Dioden zur Detektion befinden sich im Test-Set und werden zur eigentlichen Hochfrequenzmessung benötigt. Elemente zur Signaltrennung sind zum einen power-splitter, die das Ausgangssignal des HF-Generators in Referenz- und Testsignal aufteilen und zum anderen Richtkoppler, die es ermöglichen, hinlaufende und reflektierte Signalwelle zu unterscheiden und zu detektieren. Nach Heruntermischen auf ein nierigeres Frequenzband können die Signale problemlos von der Rechen- und Anzeigeeinheit verarbeitet werden /6/.

Die Steuerung der eigentlichen Hochfrequenzmessung wird durch den internen Rechner des Netzwerkanalysators übernommen. Er steuert den HF-Generator, das Test-Set, korrigiert die gemessenen Daten und gibt diese auf einem Graphik-Bildschirm in der gewählten Darstellung aus. Die gesamte Kontrolle des Meßprozesses wird durch eine über die HP-IB Schnittstelle angeschlossene Workstation HP 9000/300 übernommen /16/. Da das DC-power-supply und die Relaisbox auch durch diesen Rechner gesteuert werden können, sind vollautomatische Messungen durchführbar. Es ist zum Beispiel möglich, Meßreihen mit verschiedenen Arbeitspunkteinstel-

lungen an aktiven Bauelementen aufzunehmen. Die gemessenen Daten können direkt ausgewertet und weiterverarbeitet werden. Zur Datenausgabe stehen dem Benutzer ein HP-Plotter 7550a sowie ein HP-Printer thinkjet 2 zur Verfügung.
Mit Hilfe des Spitzenmeßplatzes ist es möglich, die Streuparameter direkt auf dem Wafer zu messen. Es entfällt das zeitaufwendige Zerschneiden des Wafers und das Einsetzen der Bauelemente in ein Gehäuse oder eine Test-Fassung. Hinzu kommt, daß bei der "on-wafer" Messung keine parasitären Impedanzen durch das Gehäuse und die Bonddrähte berücksichtigt werden müssen.

Einzige Voraussetzung für die Messung direkt auf dem Wafer ist eine den Meßköpfen angeglichene Geometrie der Bond-Pads. Im Meßkopf des Spitzenmeßplatzes wird die koaxiale Zuführung des Netzwerkanalysators in eine coplanare Wellenführung umgewandelt. Die in dieser Arbeit verwendeten Meßköpfe besitzen jeweils eine Signalleitung und zwei Groundleitungen. Diese Anordnung liefert die genauesten Messungen. Zur korrekten Bestimmung der Streuparameter müssen die Bond-Pads des zu messenden Bauelementes die gleiche Anordnung besitzen wie die Spitzen der Meßköpfe.

5. Kalibrierung des Netzwerkanalysators

Verluste durch Zuleitungen und Verbindungsübergänge sowie Fehlanpassungen, Isolationsfehler zwischen Referenz- und Testsignal und charakteristisches Frequenzverhalten aller Systemkomponenten beeinflussen die gemessenen Daten. Darüber hinaus treten aufgrund nicht idealer Richtkoppler, die zur Trennung der hin- und rücklaufenden Signalwelle benötigt werden, Fehler auf, welche die Messungen zusätzlich verfälschen. In einer stabilen Meßumgebung sind diese Fehler reproduzierbar und können durch Messungen von bekannten Abschlüssen vollständig bestimmt werden. Sie werden im Folgenden als systematische Fehler bezeichnet.

5.1 Systematische Fehler

Die Einbeziehung aller systematischen Fehler in die S-Parameter Beschreibung führt zu dem aus zwölf Koeffizienten bestehenden Fehlermodell (Abb. 5.1.1) /16/.
Im folgenden werden die einzelnen Fehlerterme kurz beschrieben. Der Index F charakterisiert die Fehlerterme in vorwärts Flußrichtung - d.h. Einspeisung der HF-Leistung in Tor 1 - und der Index R die Fehlerterme bei Einspeisung von Tor 2.

E_{DF} , E_{DR} :	Fehler durch nichtideale Richtkoppler (Richtschärfe des Systems)
E_{SF} , E_{SR} :	Fehlanpassung der Quelle
E_{RF} , E_{RR} :	Reflexions-Frequenzgangfehler
E_{TF} , E_{TR} :	Transmissions-Frequenzgangfehler
E_{LF} , E_{LR} :	Fehlanpassung der Last
E_{XF} , E_{XR} :	Isolationsfehler (Übersprechen)

Der größte systematische Fehler (E_{DF},E_{DR}) liegt in der Richtschärfe. Dieser Fehler macht sich besonders bei der Messung von Bauelementen oder Schaltungen mit sehr geringen Reflexionsfaktoren bemerkbar und wird hauptsächlich durch die Nichtidealität der verwendeten Richtkoppler hervorgerufen.

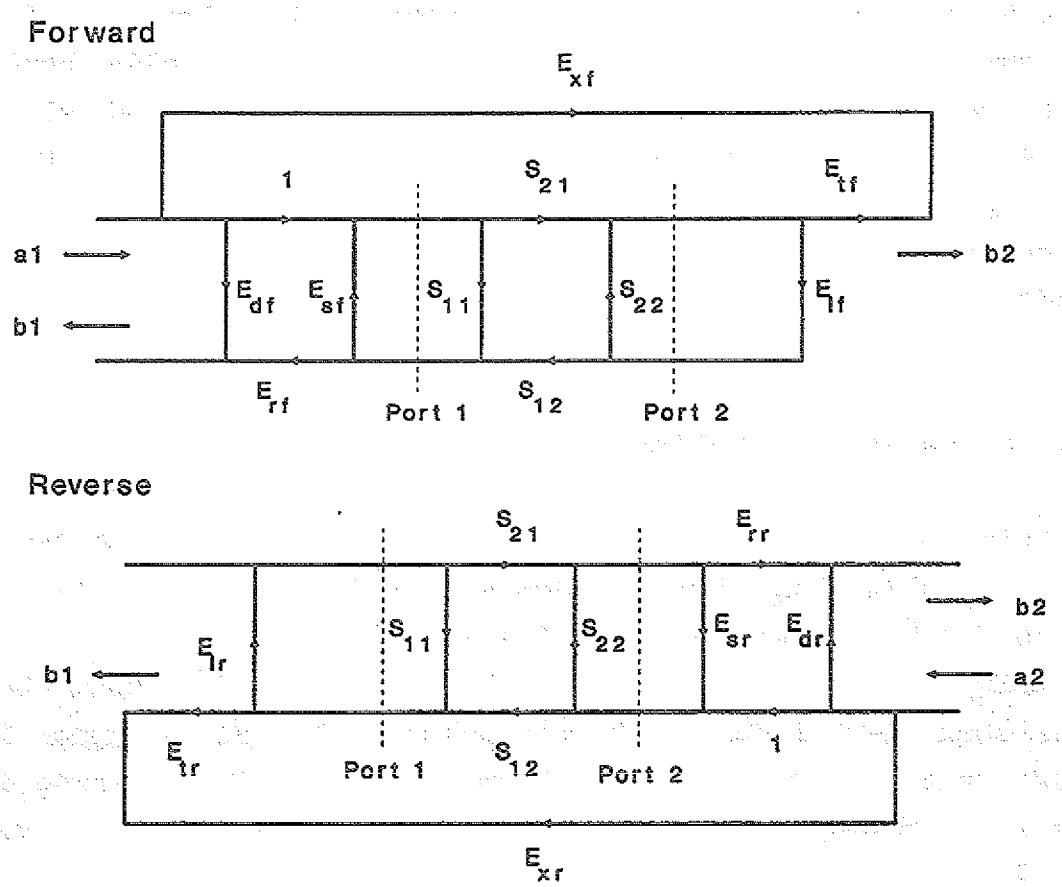


Abb. 5.1.1: Vollständiges Fehlermodell

Die Fehlerkoeffizienten E_{SF} und E_{SR} berücksichtigen den Reflexionsfaktor der Signalquelle, der idealerweise gleich null ist (Anpassung der Signalquelle). Das von dem zu untersuchenden Bauelement reflektierte Signal wird an der Signalquelle nochmals reflektiert. Nach der erneuten Reflexion am Bauelement wird das Signal über den Richtkoppler ausgekoppelt und zum eigentlichen reflektierten Signal vektoriell addiert.

Alle Komponenten, die an der Hochfrequenzmessung beteiligt sind, besitzen eine mehr oder weniger starke Frequenzabhängigkeit und tragen entsprechend zu den Frequenzgangfehlern bei. Isolationsfehler und Fehler durch Übersprechen treten im Test-Set und bei "on-wafer"-Messungen besonders an den Meßköpfen auf. Da diese Fehler im allgemeinen sehr klein sind, werden sie nur in besonderen Fällen berücksichtigt.

Die Bestimmung der Fehlerkoeffizienten erfolgt durch Messung bekannter Abschlüsse. Ein automatischer Netzwerkanalysator führt die notwendigen mathematischen Berechnungen durch und liefert nach erfolgreicher Beendigung der Fehlerbestimmung (Kalibrierung) sofort die korrigierten S-Parameter eines zu messenden Objekts. Die erforderlichen Abschlüsse richten sich nach der Wahl der Kalibrierungsverfahren. Neben der Beseitigung der systematischen Fehler wird die Kalibrierung auch zur Festlegung der Referenzebenen benötigt. Die Signale werden erst im Test-Set detektiert, gesucht sind aber die Signale am Bauelement. Mit Hilfe der Kalibrierung können nun die Phasenverschiebungen und Betragsänderungen der Zuleitungen berücksichtigt werden. Im folgenden werden die in dieser Arbeit untersuchten Kalibrierungsverfahren verglichen.

5.2 SOLT-Kalibrierung

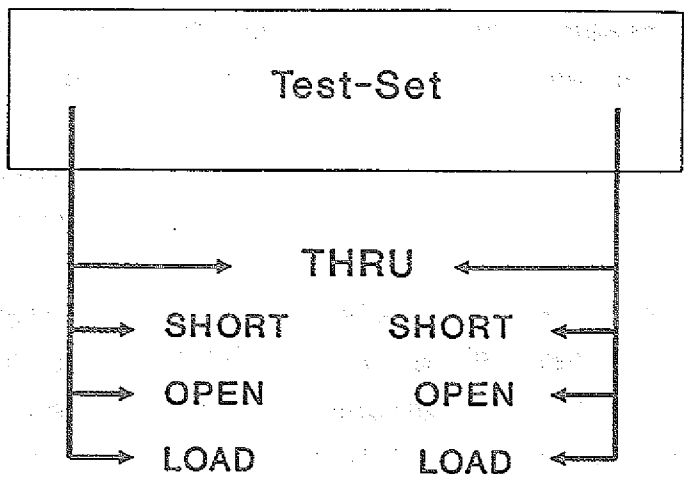


Abb. 5.2.1: Erforderliche Anschlüsse der SOLT-Kalibrierung

Die häufigste in der Koaxial-Technik durchgeführte Kalibrierung ist die SOLT-Kalibrierung (Short-Open-Load-Thru-Kalibrierung) /16/. Es werden zur Durchführung der Kalibrierung drei Standards - Leerlauf, Kurzschluß und 50 Ω-Last - benötigt, die sehr genau bekannt sein müssen, sowie eine Durchgangsverbindung von Tor 1 nach Tor 2, deren Leitungslänge und Einfügedämpfung bekannt sein müssen. Vorteilhaft bei dieser Kalibrierungsmethode ist die Möglichkeit, nur ein Tor für Reflexionsfaktormessungen zu kalibrieren. Diese sehr zeitintensive Kalibrierungsmethode verliert immer mehr an Bedeutung und wird zunehmend durch eine der folgenden Methoden ersetzt.

5.3 TRL-Kalibrierung

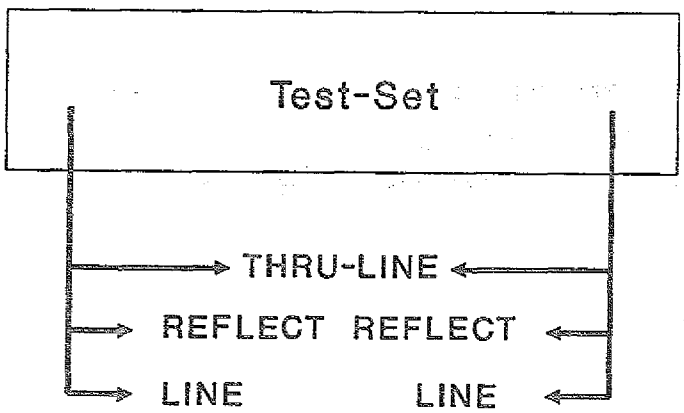


Abb. 5.3.1: Erforderliche Anschlüsse der TRL-Kalibrierung

Die TRL-Kalibrierung (Thru-Reflect-Line-Kalibrierung) gebraucht die gleichen mathematischen Operationen zur Korrektur der Meßdaten wie die SOLT-Kalibrierung. Sie benutzt allerdings ein anderes Verfahren zur Bestimmung der zwölf Fehlerkoeffizienten /15,16/.
Als Impedanzreferenz dient eine Übertragungsleitung (Line). Diese muß als einziges Standardelement mit hoher Präzision bereitgestellt werden; dagegen benötigt die SOLT-Kalibrierung drei exakt definierte Elemente. Die 'Durchgangs'-Verbindung (Thru) ist im Idealfall eine Übertragungsleitung mit der Länge und Dämpfung Null. Da dies nicht immer möglich ist, wird eine sehr kurze Leitung benutzt, die den gleichen Wellenwiderstand und Dispersionseigenschaften hat wie die 'Line'. Das Standardelement zur Reflexionsmessung kann eine beliebige Impedanz mit möglichst hoher Reflexion sein. Einzige Voraussetzung ist, daß die Impedanz an beiden Toren identisch ist.

Bei einer Phasendifferenz von 0 oder 180 Grad zwischen 'Thru' und 'Line' sind die Fehlerterme nicht korrekt berechenbar. Zur genauen Bestimmung der Fehlerkoeffizienten sollte die Phasendifferenz größer als 20 Grad und kleiner

als 160 Grad betragen. Dadurch wird der nutzbare Frequenzbereich dieser Kalibrierungsmethode eingeschränkt.

Da nur wenige Abschlüsse erforderlich sind, wird die Durchführung der Kalibrierung wesentlich vereinfacht und die Fehlermöglichkeiten während einer Kalibrierung reduziert. Anwendungsgebiet der TRL-Kalibrierung ist die Mikrostreifenleitungstechnik oder andere nicht-koaxiale Medien, in welche das zu messende Bauteil eingebunden ist.

5.4 LRM-Kalibrierung

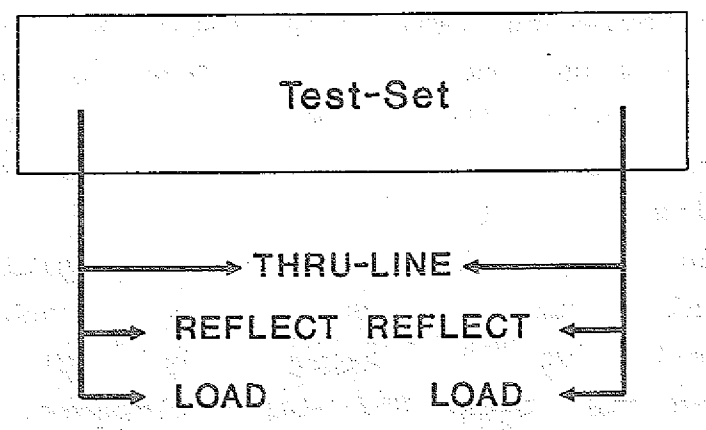


Abb. 5.4.1: Erforderliche Anschlüsse der LRM-Kalibrierung

Zur Bezugsebeneneichung des HF-Spitzenmeßplatzes wird in dieser Arbeit die LRM-Kalibrierung (Line-Reflect-Match-Kalibrierung) benutzt /13/. Da die LRM-Kalibrierung der TRL-Kalibrierung sehr ähnlich ist, werden bei der Kalibrierung die gleichen Prozeduren des Netzwerkanalysators genutzt.

Auch bei dieser Kalibrierung wird keine exakte physikalische Beschreibung des nicht idealen Reflexionselementes gefordert, sondern nur die Identität an beiden Meßköpfen und eine ausreichend hohe Reflexion. In dieser Arbeit wird das Reflexions-Kalibrierungselement durch Anheben der Meß-

köpfe realisiert (--> Leerlauf). Dadurch werden insgesamt nur vier Kontaktierungen auf dem Kalibriersubstrat benötigt.

Als Impedanzreferenz wird eine 50 Ω-Last (Wellenwiderstand) benutzt, die sehr gut auf dem Kalibriersubstrat herstellbar ist. Sie ersetzt die nicht so exakt herstellbare Transmissionsleitung der TRL-Kalibrierung.

Die folgenden Abbildungen demonstrieren die Zuverlässigkeit dieser Kalibrierung.

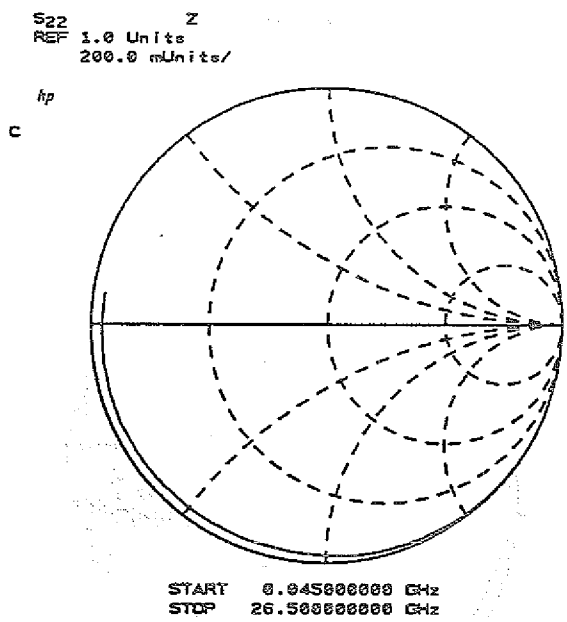


Abb. 5.4.1: Offene Transmissionsleitung

Die Abb. 5.4.1 zeigt eine offene Transmissionsleitung mit einer vom Hersteller angegebenen Laufzeit von t=10 ps. Es wurde eine Laufzeit, bei Berücksichtigung von Hin- und Rückweg, von $t_{gem.}$=9,88 ps gemessen.

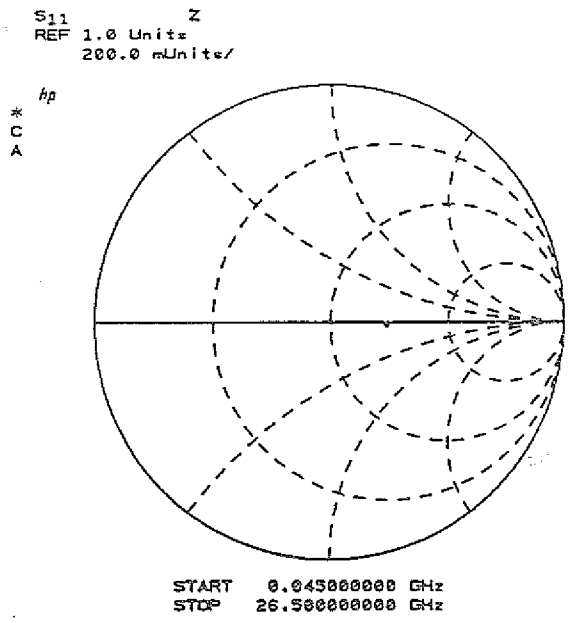


Abb. 5.4.2: 50 Ω und 80 Ω Widerstand

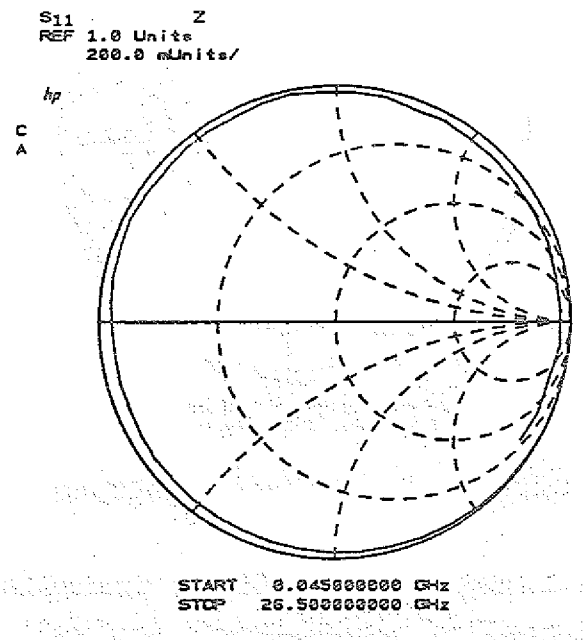


Abb. 5.4.3: offene Leitung (open-stub)

Der lasergetrimmte 50 Ω-Widerstand (Abb. 5.4.2) wurde zuvor zur Kalibrierung benutzt; somit demonstriert die Messung in Abb. 5.4.2 die Reproduzierbarkeit der Kalibrierungselemente. Da der 80 Ω Widerstand nicht lasergetrimmt ist, liegt

sein gemessener Wert nicht exakt bei 80 Ohm. Die Güte der Kalibrierung wird durch die sehr geringe Frequenzabhängigkeit des 80 Ω-Widerstandes bestätigt. Das Leitungsende der offenen Leitung (Abb. 5.4.3) ist so gestaltet, daß der kapazitive Endeffekt kompensiert wird.

5.5 Kalibrierungsverfahren der Mikrostreifenfassung

Hochfrequenzmessungen mit Hilfe einer Mikrostreifenfassung sind bereits lange vor der Entwicklung der "on-wafer"-Messung durchgeführt worden und sind inzwischen sehr ausgereift. Die exakte Bestimmung der S-Parameter eines Meßobjektes ist allerdings schwieriger als die direkte Messung auf dem Wafer.
Bei der Benutzung einer Mikrostreifenfassung sind die Fehlerterme, die durch die Übergänge (koaxial-stripline) und die Mikrostreifenleitungen entstehen, zu berücksichtigen.

Ein automatischer Netzwerkanalysator (ANA) benötigt zur vollständigen Bestimmung der Fehlerterme drei verschiedene Abschlüsse an den Referenzebenen (Kurzschluß, Leerlauf und Anpassung; SOLT-Kalibrierung). Diese Standards lassen sich auf dem Substrat, das das Bauelement aufnehmen soll, nicht mit der nötigen Genauigkeit herstellen, und die unvermeidlichen Streufelder auf dem Substrat sind nur schwer mathematisch zu erfassen. Eine Möglichkeit, dennoch genaue Aussagen über die S-Parameter des Bauelementes machen zu können, liefert folgendes Kalibrierungsverfahren /17/.

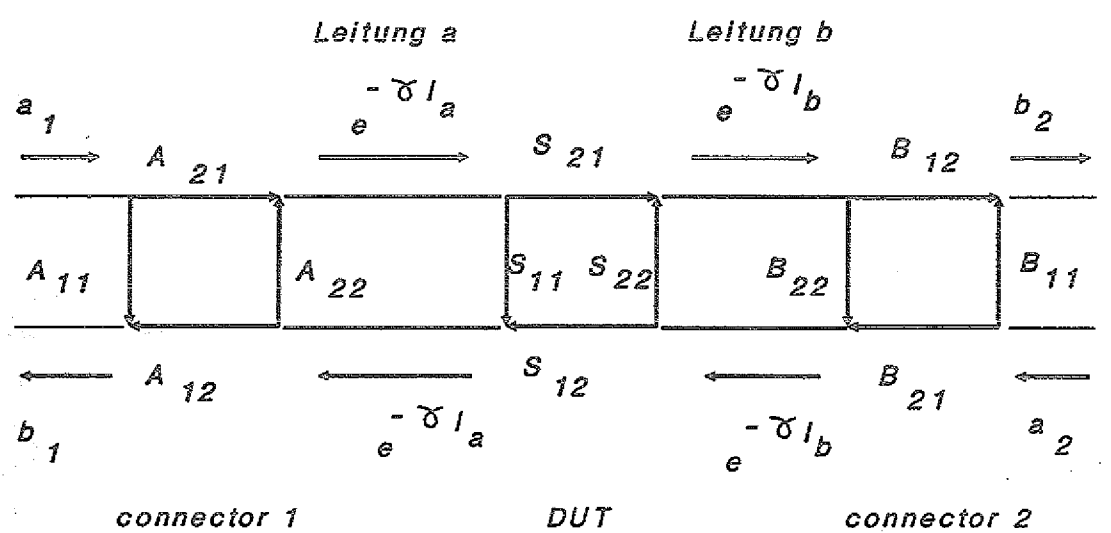


Abb. 5.5.1: Signalflußdiagramm der Mikrowellenfassung

Setzt man voraus, daß die Reflexionen auf den Mikrostreifenleitungen vernachlässigbar sind, so zeigt Abb. 5.5.1 das Signalflußdiagramm der gesamten Mikrostreifenfassung mit dem zu untersuchenden Bauelement (DUT: device under test). Die Elemente $\underline{A}_{11}$, $\underline{A}_{12}$, $\underline{A}_{21}$, $\underline{A}_{22}$, $\underline{B}_{11}$, $\underline{B}_{12}$, $\underline{B}_{21}$ und $\underline{B}_{22}$ geben die S-Parameter der Verbindungsübergänge, die die Koaxialleitungen des Netzwerkanalysators mit den Mikrostreifenleitungen verbinden (Verbindung 1 und Verbindung 2) wieder.

Zunächst wird eine vollständige Kalibrierung des Netzwerkanalysators an den Enden der Zuleitungskabel vorgenommen, sodaß die korrekten S-Parameter an den Toren 1 und 2 gemessen werden.
Zur Bestimmung der Größen $\underline{A}_{11}$-$\underline{A}_{22}$, $\underline{B}_{11}$-$\underline{B}_{22}$ und γ werden folgende Messungen im Zeitbereich durchgeführt. Zunächst werden Tor 1 und Tor 2 durch eine Mikrostreifenleitung der Länge L_1 miteinander verbunden (Abb. 5.5.2).

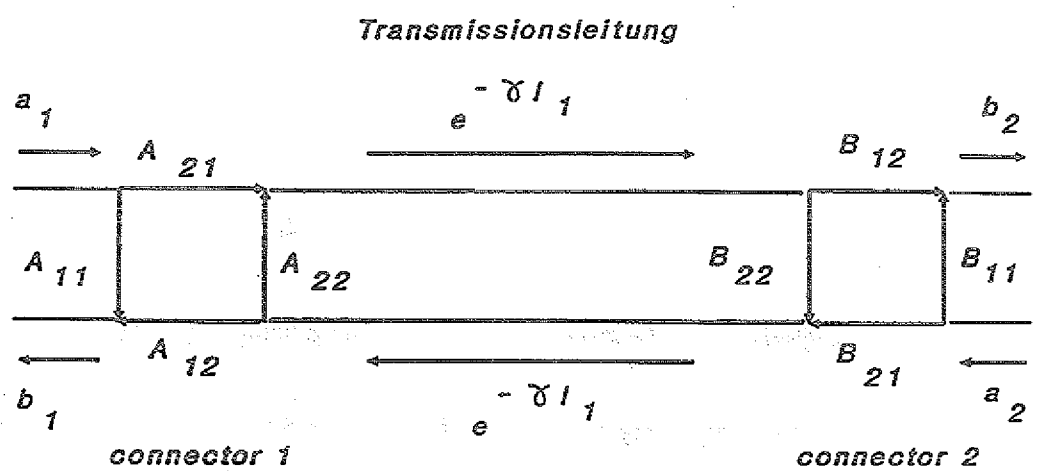


Abb. 5.5.2: Signalflußdiagramm der "thru"-Verbindung

Die Länge L_1 der Leitung muß so gewählt werden, daß sich die Reflexionen der Verbindungsübergänge nicht gegenseitig beeinflussen.

Die Reflexion von Verbindung 1 erscheint früher (ca. 0 ns) als die Reflexion von Verbindung 2 (ca. 0.59 ns).

Eine Gateschaltung im Netzwerkanalysator erlaubt es nun, einen frei wählbaren Ausschnitt zu benutzen, der es ermöglicht, nur eine Reflexion auszublenden und alle anderen Reflexionen zu unterdrücken. Anschließende Transformierung des Zeitbereiches in den Frequenzbereich durch eine Fast-Fourier-Transformation (FFT) liefert die frequenzabhängigen Werte des ausgeblendeten Bereiches.

Angewendet auf die Mikrostreifenfassung ergeben sich folgende Werte. Da die Verbindungsübergänge reziprok sind, sind die S-Parameter $\underline{A}_{12}$ und $\underline{A}_{21}$ bzw $\underline{B}_{12}$ und $\underline{B}_{21}$ gleich und werden mit $\underline{A}$ bzw $\underline{B}$ bezeichnet ($\underline{A} = \underline{A}_{12} = \underline{A}_{21}$; $\underline{B} = \underline{B}_{12} = \underline{B}_{21}$)

Gateschaltung auf 1.Reflexion, Messung $\underline{S}_{11}$:

- Port 1: liefert $\underline{A}_{11}$ (5.5.1)

- Port 2: liefert $\underline{B}_{11}$ (5.5.2)

Gateschaltung auf 2.Reflexion, Messung $\underline{S}_{11}$:

- Port 1: liefert $\underline{S}_{22B} = \underline{A}^2\underline{B}_{22}\, e^{-2\gamma L_1}$ (5.5.3)

- Port 2: liefert $\underline{S}_{22A} = \underline{B}^2\underline{A}_{22}\, e^{-2\gamma L_1}$ (5.5.4)

Die Messung der Transmissionsfaktoren $\underline{S}_{12}$ bzw $\underline{S}_{21}$ an den Toren 1 und 2 durch eine entsprechende Wahl der Gate-schaltung liefert:

$$\underline{S}_{21L_1} = \underline{S}_{12L_1} = \underline{A}*\underline{B}\, e^{-2\gamma L_1} \qquad (5.5.5)$$

Im nächsten Schritt wird die Transmissionsleitung (Länge L_1) durch zwei offene Leitungen mit den Längen L_2 und L_3 ersetzt. Zur Messung des Reflexionsfaktors Γ an den Enden der zwei Leitungen werden durch entsprechende Wahl der Gateschaltungen die Reflexionen ausgeblendet.

Es ergeben sich folgende Meßwerte:
Tor 1, Messung $\underline{S}_{11}$:

$$\underline{S}_{11L_2} = \underline{A}^2\ \Gamma\ e^{-2\gamma L_2} \tag{5.5.6}$$

$$\underline{S}_{11L_3} = \underline{A}^2\ \Gamma\ e^{-2\gamma L_3} \tag{5.5.7}$$

Tor 2, Messung $\underline{S}_{22}$:

$$\underline{S}_{22L_2} = \underline{B}^2\ \Gamma\ e^{-2\gamma L_2} \tag{5.5.8}$$

$$\underline{S}_{22L_3} = \underline{B}^2\ \Gamma\ e^{-2\gamma L_3} \tag{5.5.9}$$

Aus den Gleichungen (5.5.6) bis (5.5.9) errechnet sich der Fortpflanzungsfaktor γ zu:

$$\gamma = \frac{1}{2\,(L_2-L_3)} \ln\left\{\frac{1}{2}\left[\frac{\underline{S}_{11L_3}}{\underline{S}_{11L_2}} + \frac{\underline{S}_{22L_3}}{\underline{S}_{22L_2}}\right]\right\} \tag{5.5.10}$$

Der Reflexionsfaktor Γ der Leitungen L_2 bzw. L_3 ergibt sich aus den Gleichung (5.5.6), (5.5.8) und (5.5.10) bzw. (5.5.7), (5.5.9) und (5.5.10) zu:

$$\Gamma^2 = \frac{\underline{S}_{11L_2}\underline{S}_{22L_2}\ e^{4\gamma L_2}}{(\underline{A}\underline{B})^2} \tag{5.5.11}$$

Wird Gleichung (5.5.5) in (5.5.11) eingesetzt, so ergibt sich für den Reflexionsfaktor Γ :

$$\Gamma = \frac{(\underline{S}_{11L_2}\underline{S}_{22L_2})^{1/2}}{\underline{S}_{21L_1}}\ e^{\gamma(2L_2-L_1)} \tag{5.5.12}$$

Mit den Gleichungen (5.5.6), (5.5.9), (5.5.3) und (5.5.4) lassen sich nun alle S-Parameter der Verbindungsübergänge berechnen.

$$\underline{A} = \left[\frac{\underline{S}_{11L_2}}{\Gamma}\right]^{1/2} e^{\gamma L_2} \quad ; \quad \underline{A}_{22} = \frac{\underline{S}_{22A}}{B^2} e^{2\gamma L_1} \qquad (5.5.13)$$

$$\underline{B} = \left[\frac{\underline{S}_{22L_2}}{\Gamma}\right]^{1/2} e^{\gamma L_2} \quad ; \quad \underline{B}_{22} = \frac{\underline{S}_{22B}}{A^2} e^{2\gamma L_1} \qquad (5.5.14)$$

$\underline{A}_{11}$, $\underline{B}_{11}$ s.o.

Da nun alle S-Parameter der Verbindungsübergänge und der Mikrostreifenleitungen bekannt sind, lassen sich nach Messungen der S-Parameter an den Toren 1 und 2, die S-Parameter des DUT berechnen.
Bezeichnet man die S-Parametermatrizen der Verbindungsübergänge mit $\underline{S}_1$ und $\underline{S}_2$ und die S-Parametermatrizen der Mikrostreifenleitungen, die das DUT mit den Verbindungsübergängen verknüpfen, mit $\underline{S}_{1a}$ und $\underline{S}_{1b}$, so ergibt sich für die Kettenmatrix $\underline{K}$ des DUT:

$$\underline{K} = \underline{K}_{La}^{-1} * \underline{K}_1^{-1} * \underline{K}_m * \underline{K}_2^{-1} * \underline{K}_{Lb}^{-1} \qquad (5.5.15)$$

Dabei ist $\underline{K}_m$ die Kettenmatrix der an den Toren 1 und 2 gemessenen S-Parameter.
Die Dimensionierung der Mikrostreifenleitungen erfolgt nach den in /3/ angegebenen Tabellen bzw. den im Anhang aufgeführten Berechnungsmethoden.

5.6 Statistische Fehler

Im Gegensatz zu den durch Kalibrierung erfaßbaren Fehlern, die zu der Kategorie der systematischen Fehler gehören,

sind die im folgenden behandelten Fehler zufällige und daher nicht reproduzierbare Fehler.

Die Auswirkungen der zufälligen Fehler auf die Meßergebnisse sind normalerweise nicht vorhersagbar und können zwischen zwei Messungen oder über einen größeren Zeitraum auftreten. Die häufigsten in diesem Meßsystem auftretenden zufälligen Fehler sind in drei Gruppen einteilbar. Die erste Gruppe behandelt die physikalischen Fehler. In der zweiten Gruppe werden die Fehler, die aufgrund von Temperaturschwankungen im Meßsystem entstehen, erfasst. Die dritte Gruppe schließlich behandelt die durch Rauschen im Meßsystem auftretenden Fehler.

<u>physikalische Fehler:</u>

Jeder Anschluß, der zwischen den Messungen gelöst werden muß, kann zu Fehlern führen. Abgenutzte oder verschmutzte Steckverbindungen besitzen nur eine sehr geringe Wiederholungsgenauigkeit der Anschlüsse. Mangelnde Anschlußqualität kann zu S-Parameter Meßfehlern bis zu 1 dB und zu Phasendrehungen führen. Bei den Messungen auf dem Wafer wird die Wiederholungsgenauigkeit der Verbindung zwischen Meßkopf und DUT (device under test) besonders durch die Positionierung des Meßkopfes auf den Pads des DUT und durch den Abnutzungsgrad der Meßkopfspitzen beeinflußt. Die Abbildung 5.6.1 zeigt die Veränderung der Phase von $\underline{S}_{11}$ nur durch Wahl eines anderen Aufsetzpunktes des Meßkopfes auf einen Kurzschlußbalken.
Die physikalische Veränderung der Meßanordnung durch Biegen der Anschlußleitungen zwischen den Messungen erzeugt ebenfalls Fehler, die nicht vernachlässigt werden dürfen. Es ist somit ratsam, die Zuleitungen nach einer Kalibrierung nicht mehr zu bewegen.

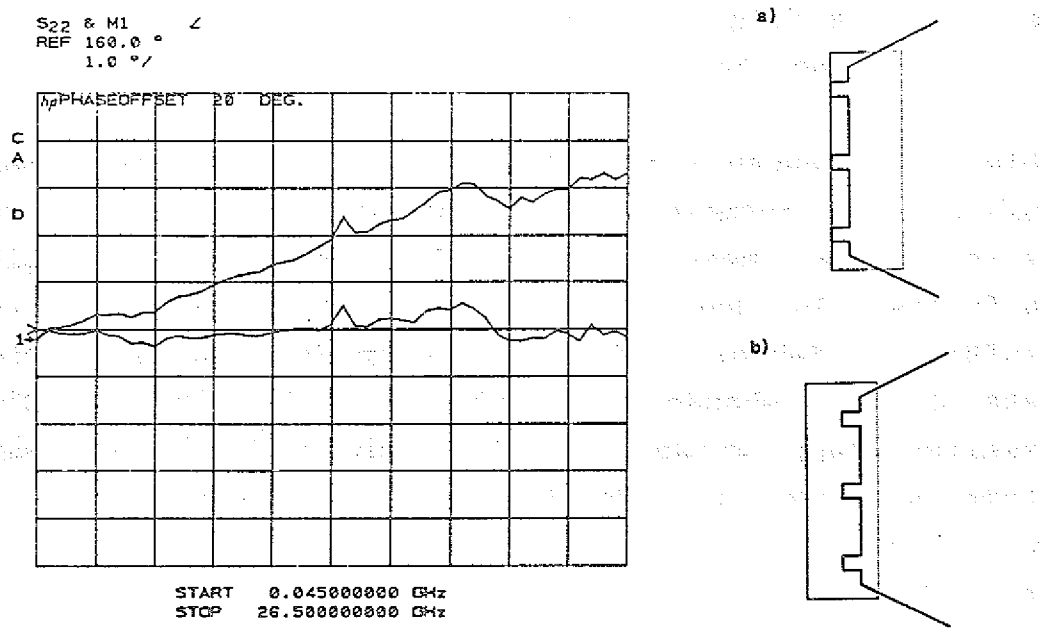


Abb. 5.6.1: Messung der Phase eines Kurzschlußbalkens mit verschiedenen Aufsetzpunkten

Fehler durch Temperaturschwankungen:

Meßfehler durch Temperaturschwankungen treten in erster Linie in der Anwärmphase der Systemkomponenten auf, da sich die Innentemperatur der einzelnen Geräte stark ändert. Zu Beginn einer jeden Messung sollte sichergestellt sein, daß sich die Innentemperatur stabilisiert hat. Temperaturschwankungen in der Umgebung des Meßsystems führen zu einer Veränderung der Quellenfrequenz und zu Längenänderungen der Kabel, wodurch der Phasenabgleich der Meßanordnung gestört wird.

Fehler durch Rauschen:

Fehler durch Rauschen treten vor allem in der Empfänger-Eingangsstufe auf bzw. im Überlagerungsoszillator der PLL-Schaltung (Phase-Locked-Loop). Ein nur 20 dB über dem

Rauschen liegendes Testsignal kann bis zu 1 dB verfälscht werden. Der Rauschpegel liegt etwa bei -100 dBm. Eine deutliche Verringerung der Meßfehler durch Rauschen erhält man durch Mittelwertbildung mehrerer Messungen, da die statistischen Rauschanteile sich gegenseitig im Mittel aufheben.

6. Programmbeschreibungen

6.1 Steuerung des Meßprozesses

Der Netzwerkanalysator HP8510 B ist mit einer HP 9000/300 Workstation verbunden, die es gestattet, den Meßprozeß zu steuern und die Meßdaten auszuwerten.

Das S-Parameter Test-Set des Netzwerkanalysators besitzt sehr schnelle HF-Umschalter, die den Signalweg zwischen den Toren 1 und 2 umschalten. Dadurch ist es möglich, alle vier S-Parameter in einem Meßzyklus zu messen. Da diese HF-Umschalter (PIN-Dioden) sehr empfindlich auf zu große Ströme und Spannungen reagieren, ist es erforderlich, die DC- bzw. HF-Leistung zu begrenzen. Besonders wichtig wird dies bei Messungen von Transistoren, deren Verstärkung 10 dB überschreiten. Die Steuerung des Meßprozesses durch den Rechner gestattet es, diese Schutzmaßnahmen automatisch vorzunehmen und eventuelle Bedienungsfehler auszuschließen.

Das in dieser Arbeit entwickelte BASIC - Programm "NWACON" (Network-Analyser-Control) nimmt diese Voreinstellungen am Netzwerkanalysator vor und gestattet darüber hinaus eine vollautomatische Meßdatenerfassung. In den Abbildungen 6.1.1 bis 6.1.3 wird der prinzipielle Programmablauf wiedergegeben.

Mit Hilfe der Funktionstasten wird eine benutzerfreundliche Bedienung ermöglicht und das Programm in Untermenüs unterteilt. Im folgenden werden die einzelnen Unterprogramme dieses Programms näher erläutert.

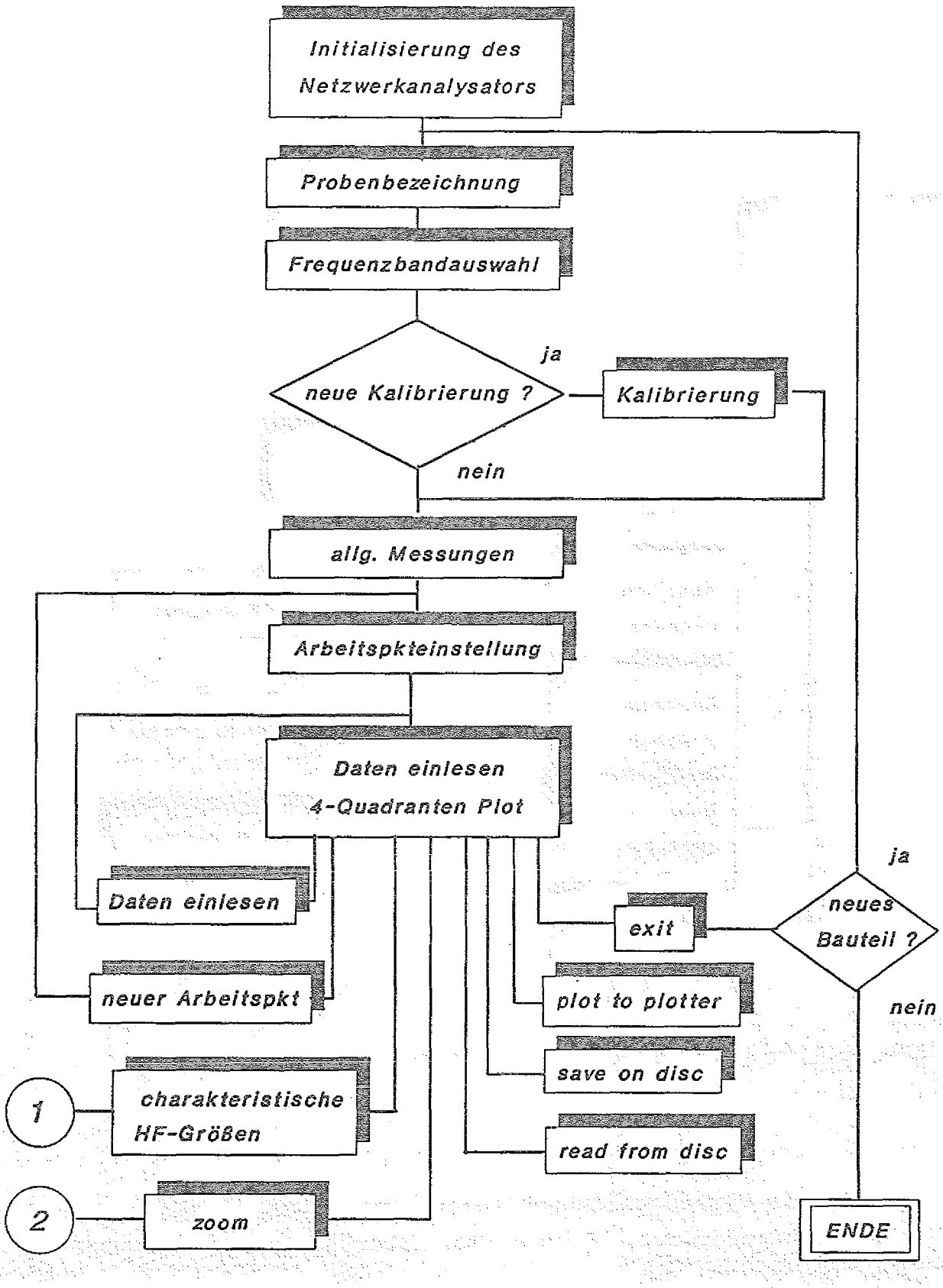


Abb. 6.1.1: Flußdiagramm des Programms "NWACON"

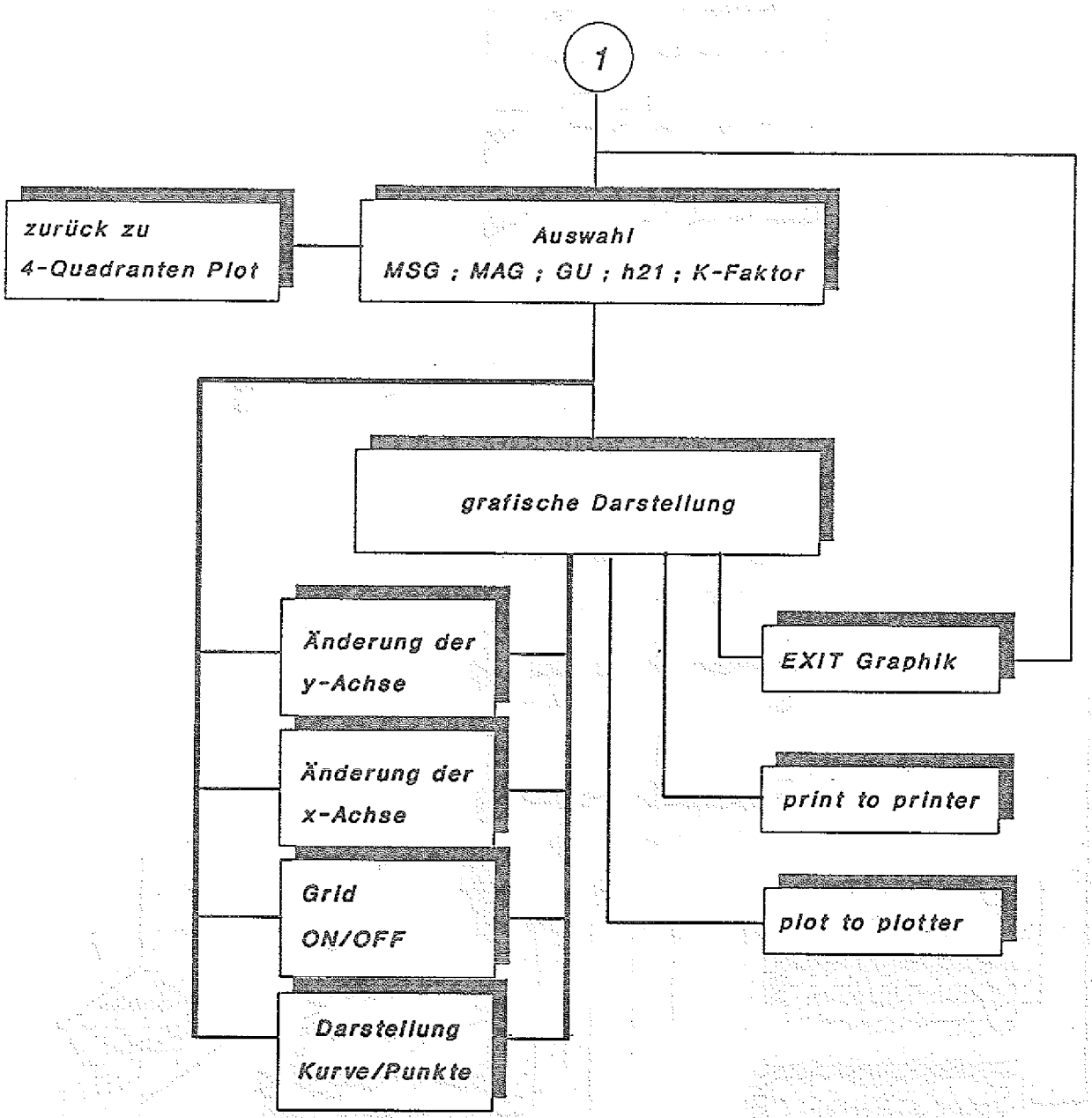


Abb. 6.1.2: Flußdiagramm Fortsetzung 1

Nachdem die Voreinstellungen vorgenommen sind, wird der Benutzer aufgefordert, Probenname, Startfrequenz, Stopfrequenz und Anzahl der Meßpunkte einzugeben.

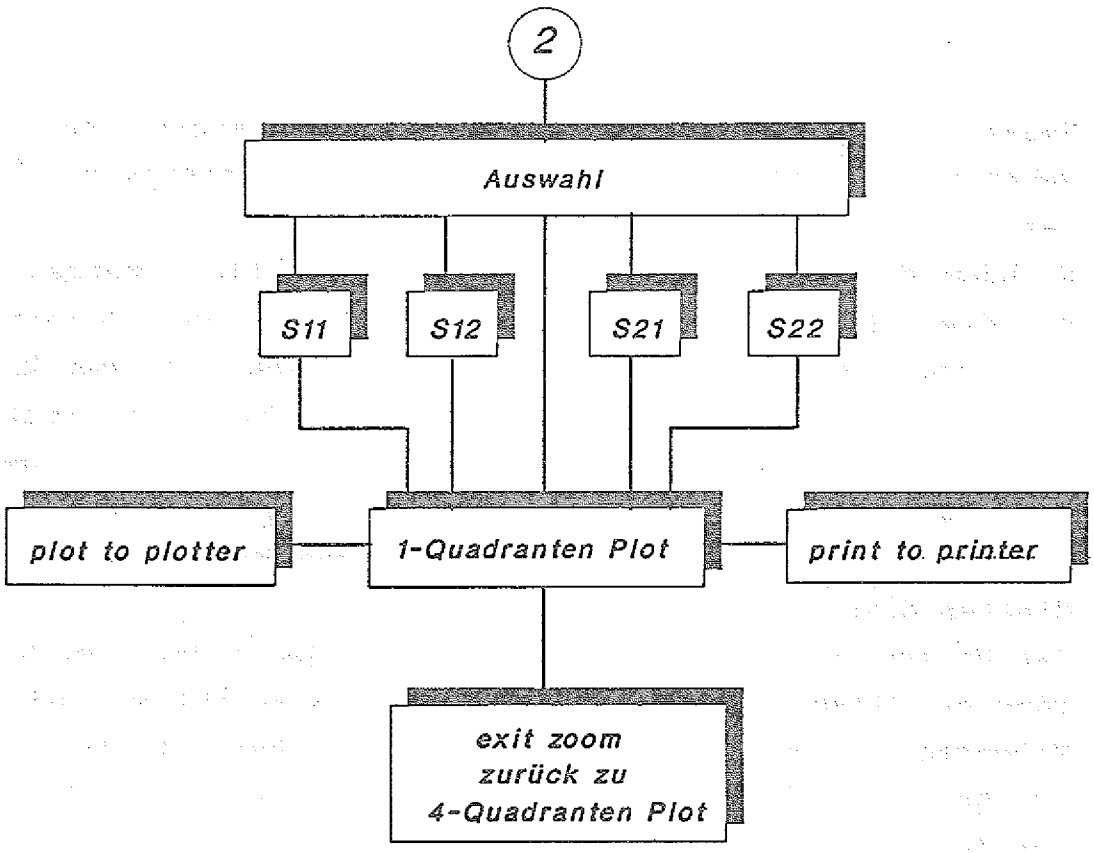


Abb. 6.1.3: Flußdiagramm Fortsetzung 2

Sofern noch keine Kalibrierung vorgenommen worden ist bzw. eine neue Kalibrierung des Netzwerkanalysators gewünscht wird, verzweigt das Programm in ein Untermenü, in welchem die für die hier eingesetzte Gerätespezifikation zur Zeit bestmögliche Kalibrierungsmethode, die LRM-Kalibrierung, ausgeführt wird.

Die für Transistormessungen notwendige DC-Vorspannung wird durch das DC-power-supply 'HP 6625A' bereitgestellt. Dieses Netzgerät kann ebenfalls vom Rechner gesteuert werden. Dadurch ist es möglich, Meßreihen mit mehreren verschiedenen Arbeitspunkteinstellungen von Transistoren automatisch zu erfassen. Nach Eingabe von Startwerten, Stopwerten und Schrittweiten für die Gate-Source-Vorspannung U_{GS} und die Drain-Source-Vorspannung U_{DS} werden bei jeder neuen Arbeitspunktwahl diese Werte vom Rechner eingestellt. Dabei wird zu jedem U_{DS} die Spannungsreihe von U_{GS} durchfahren.

Negative Spannungen werden dadurch realisiert, daß der Rechner das entsprechende Relais in der Relaisbox umschaltet.
Nachdem der zu messende Transistor kontaktiert worden ist und die Messung läuft, werden die Daten der vier S-Parameter eingelesen und gleichzeitig graphisch auf dem Bildschirm dargestellt. Zusätzlich werden wichtige Informationen wie Arbeitspunkteinstellung und Frequenzbereich angegeben. Die Parameter $\underline{S}_{11}$ und $\underline{S}_{22}$ werden jeweils in einem Smith-Diagramm und die Parameter $\underline{S}_{12}$ und $\underline{S}_{21}$ in Polarkoordinaten dargestellt.
Das Unterprogramm "ZOOM" gestattet es, jeden der vier S-Parameter einzeln auf dem Bildschirm darzustellen und die Meßwerte auf dem Printer auszudrucken. Dabei ist die Anzahl der zu druckenden Meßpunkte frei wählbar, überstreicht aber bei jeder Wahl den gesamten gemessenen Frequenzbereich.

Durch die Funktionstaste "HF-Größen" wird in ein Unterprogramm verzweigt, das aus den gemessenen S-Parametern die zur Transistorcharakterisierung üblichen Verstärkungsfaktoren MSG, MAG, GU und $|h_{21}|^2$ sowie den Stabilitätsfaktor K berechnet und diese graphisch darstellt. Darüberhinaus werden Transitfrequenz und maximale Schwingfrequenz durch Nullpunktbestimmung bzw. Extrapolation bestimmt. Die Darstellung der einzelnen Verstärkungsfaktoren erfolgt in einem doppelt logarithmischen Maßstab. Eine entsprechende Skalierung wird vom Rechner automatisch vorgenommen, kann aber vom Benutzer sowohl für die Frequenzachse als auch für die Y-Achse frei gewählt werden.
Die Meßwerte können wahlweise als durchgezogene Kurve oder als einzelne Punkte dargestellt werden.
Sämtliche Graphiken lassen sich über den HP-Plotter 7550a direkt ausplotten. Die Meßdaten und die Ergebnisse der Berechnungen können außerdem über einen HP-Thinkjet Printer ausgedruckt werden.

Die Meßdaten werden zusammen mit den Größen der Arbeitspunkteinstellung und den Frequenzbereichsdaten zur späteren Weiterverarbeitung in dem vom Programm erzeugten Unterverzeichnis abgespeichert. Während des Meßprozesses ist es möglich, gespeicherte Daten wieder einzulesen und graphisch darzustellen, ohne daß der eigentliche Meßablauf gestört wird. Dadurch lassen sich bereits beim Messen Vergleiche zwischen verschiedenen Arbeitspunkten oder Bauelementen ziehen.

Das BASIC-Programm "ZUSATZ" erlaubt zusätzliche Hochfrequenzmessungen zu erfassen und in dem gewählten Unterverzeichnis abzuspeichern. Dieses Programm wird beispielsweise dazu genutzt, die S-Parameter des abgeschnürten oder aufgesteuerten FETs zu erfassen.

6.2 Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen

Die Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen nach Kapitel 3 erfolgt im FORTRAN-Programm "ESB". Nachdem die vom Programm vorgeschlagenen Elementgrenzen der einzelnen Ersatzschaltbildgrößen übernommen bzw. neu festgelegt worden sind, wird der Benutzer aufgefordert, Probenbezeichnung und Anzahl der Arbeitspunkteinstellungen einzugeben.

Folgende zusätzliche Hochfrequenzmessungen können zur Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen gesondert berücksichtigt werden: Die parasitären Kapazitäten, die durch die Bond-Pads entstehen, werden, sofern sie extra gemessen und in der Datei 'PAD' abgespeichert worden sind, aus den gemessenen S-Parametern bestimmt. Bevor nun aus den S-Parametern des Transistors die Ersatzschaltbildgrößen bestimmt werden, werden die Y-Parameter der Bond-Pads von den entsprechenden Y-Parametern des Transitors subtrahiert.

Darüberhinaus besteht die Möglichkeit, die Messung des aufgesteuerten Transistors zur Bestimmung der Induktivitäten L_g, L_d und L_s zu nutzen. Da alle Ersatzschaltbildgrößen eine mehr oder weniger starke Frequenzabhängigkeit besitzen (besonders starke Abweichungen finden sich an den Frequenzbandrändern), erlaubt das Programm, den Frequenzbereich zur Bestimmung des Mittelwertes eines jeden Ersatzschaltbildelementes einzugrenzen. Zu diesem Zweck werden die berechneten Ersatzschaltbildgrößen für alle Frequenzpunkte graphisch dargestellt. Die gewählten Frequenzgrenzen können für jeden Arbeitspunkt beibehalten oder immer neu bestimmt werden.
Neben der Berücksichtigung des aufgesteuerten FETs kann auch die Messung des abgeschnürten FETs in die Berechnung der Ersatzschaltbildelemente miteinbezogen werden. Aus den S-Parametern des abgeschnürten FET's bestimmt das Programm die extrinsischen Größen R_g, R_d, R_s sowie L_g, L_d und L_s. Wird sowohl der aufgesteuerte FET als auch der abgeschnürte FET zur Bestimmung der extrinsischen Ersatzschaltbildelemente herangezogen, so werden die Induktivitäten L_g, L_d und L_s durch Mittelwertbildung bestimmt.
Sofern die extrinsischen Größen nicht durch zusätzliche HF-Messungen berechnet werden, wird der Benutzer aufgefordert diese einzugeben. Da die extrinsischen Größen auf jeden Fall schwer bestimmbar sind, besteht die Möglichkeit, diese mittels eines im Programm implementierten Optimierers zu bestimmen. Dabei werden jeweils die Widerstände und die Induktivitäten gleichzeitig variiert und zyklisch vertauscht, so daß die Möglichkeit, in ein lokales Minimum zu laufen, verringert wird.

Nachdem die extrinsischen Ersatzschaltbildelemente bestimmt worden sind, werden diese für alle weiteren Berechnungen konstant gehalten. Die intrinsischen Ersatzschaltbildgrößen werden nun innerhalb der jeweils gesetzten Frequenzgrenzen für alle Arbeitspunkteinstellungen berechnet. Die ermittel-

ten Ersatzschaltbildgrößen werden durch die wählbaren Elementgrenzen begrenzt, wodurch eine physikalisch sinnvolle Lösung gewährleistet wird.
Die bestimmten Ersatzschaltbildgrößen und die berechneten S-Parameter werden in den entsprechenden Unterverzeichnissen zur späteren Auswertung abgespeichert.

6.3 Graphikprogramme

Zur Auswertung und graphischen Darstellung der Berechnungen sind verschiedene BASIC-Programme geschrieben worden. In dem Programm "COMPARE" werden die gemessenen und berechneten S-Parameter sowie die charakteristischen Leistungsverstärkungsgrößen graphisch gegenübergestellt und die relativen Fehler der einzelnen S-Parameter, sowie der über alle Einzelfehler gemittelte Gesamtfehler berechnet. Die Ausgabe der Ergebnisse auf einen Plotter kann farbig oder schwarz/weiß erfolgen.

Das Programm "ERSATZ" stellt die berechneten Ersatzschaltbildgrößen in dem entsprechenden Ersatzschaltbild dar und kann darüberhinaus alle Größen in Tabellenform angeben. Die nichtlinearen Verläufe der intrinsischen Ersatzschaltbildgrößen können als Funktion der Drain-Source-Spannung U_{DS} und der Gate-Source-Spannung U_{GS} dargestellt werden. Dabei werden automatisch zu jedem U_{GS} die zugehörigen Arbeitspunkte ausgewählt und sortiert; so ensteht eine Kurvenschar mit U_{GS} als Parameter. Die diskreten Funktionsverläufe werden mittels Spline-Funktionen interpoliert. Die verwendeten Spline-Funktionen sind im Anhang aufgeführt /19/.

Durch das Programm "S3TOR" ist es möglich, die in der Schaltungskonfiguration common-source gemessenen S-Parameter eines Transistors in die S-Parameter der common-drain oder common-gate Schaltung zu transformieren. Meßtechnisch

ist die Bestimmung dieser S-Parameter nur möglich, wenn das Maskenlayout des Transistors geändert wird. Das Programm wandelt zunächst die gemessenen S-Parameter der common-source Schaltung in die Drei-Tor S-Parameter des Transistors um. Daraus werden anschließend die gewünschten Zwei-Tor S-Parameter berechnet. Auch in diesem Programm können die charakteristischen Leistungsverstärkungsgrößen bestimmt und graphisch oder tabellarisch ausgegeben werden.

Das Programm "ANSCHAU" dient lediglich dazu, die S-Parameter und Leistungsverstärkungsgrößen der bereits durchgeführte Messungen erneut darzustellen.

7. Meßergebnisse

Die ersten Hochfrequenzmessungen wurden an MESFETs der Firma Siemens durchgeführt.

7.1 Gleichstrommessungen

Zunächst wurde das Gleichstromverhalten mit Hilfe des HP 4145B parameter-analyser gemessen. Dabei erwies sich der Meßaufbau bei Messungen von Feldeffekttransistoren als sehr problematisch. Die aufgenommenen $I_D(U_{DS})$-Kennlinien zeigten Einbrüche des Drain-Stromes, die physikalisch nicht zu erklären waren. Durch Verändern der Meßanordnung stellte sich heraus, daß diese Effekte hauptsächlich in den Zuleitungen vom Parameter-Analysator zum DC-Spitzenmeßplatz begründet lagen. Mit Hilfe des Parameter-Analysators ist es möglich, sehr kleine Ströme zu messen. Eine interne Schaltung im Parameter-Analysator sorgt dafür, daß die Potentialdifferenz zwischen der inneren Abschirmung und dem Innenleiter in den triaxialen Zuführungen zu Null gemacht wird (Abb. 7.1.1). Dadurch werden die Leckströme der Leitungen kompensiert, und das Meßsystem ist in der Lage, kleine Ströme exakt zu messen.

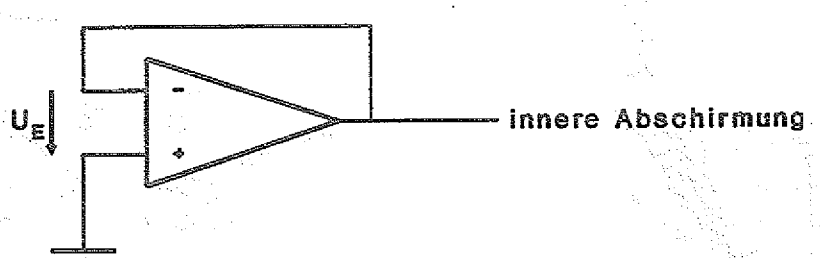


Abb. 7.1.1: Kompensationsschaltung im Parameter-Analysator

Die Messung mit einem DC-Spitzenmeßplatz erfordert eine Umwandlung der triaxialen Zuführung des Parameter-Analysators in eine koaxiale. Bei den ersten Messungen war der Übergang triaxial-koaxial nicht abgeschirmt, und die Koaxialkabel

waren sehr lang und schlecht isoliert. Zudem war die koaxiale Abschirmung mit der inneren Abschirmung der triaxialen Leitungen verbunden.

Zunächst wurde die koaxiale Abschirmung mit der äußeren triaxialen verbunden, sodaß die interne Kompensationsschaltung einwandfrei funktionieren konnte. Nachdem nun auch noch bessere und kürzere Koaxialkabel verwendet wurden und der Übergang von triaxialer zu koaxialer Zuführung abgeschirmt wurde, traten die Einbrüche nicht mehr auf. Die Abbildung 7.1.2 zeigt das Ausgangskennlinienfeld der Probe FET1.5. Die Gate-Source-Spannung U_{GS} wurde dabei von U_{GS}=0.8 V bis U_{GS}=-0.8 V in Schrittweiten von dU_{GS}=-0.2 V variiert.

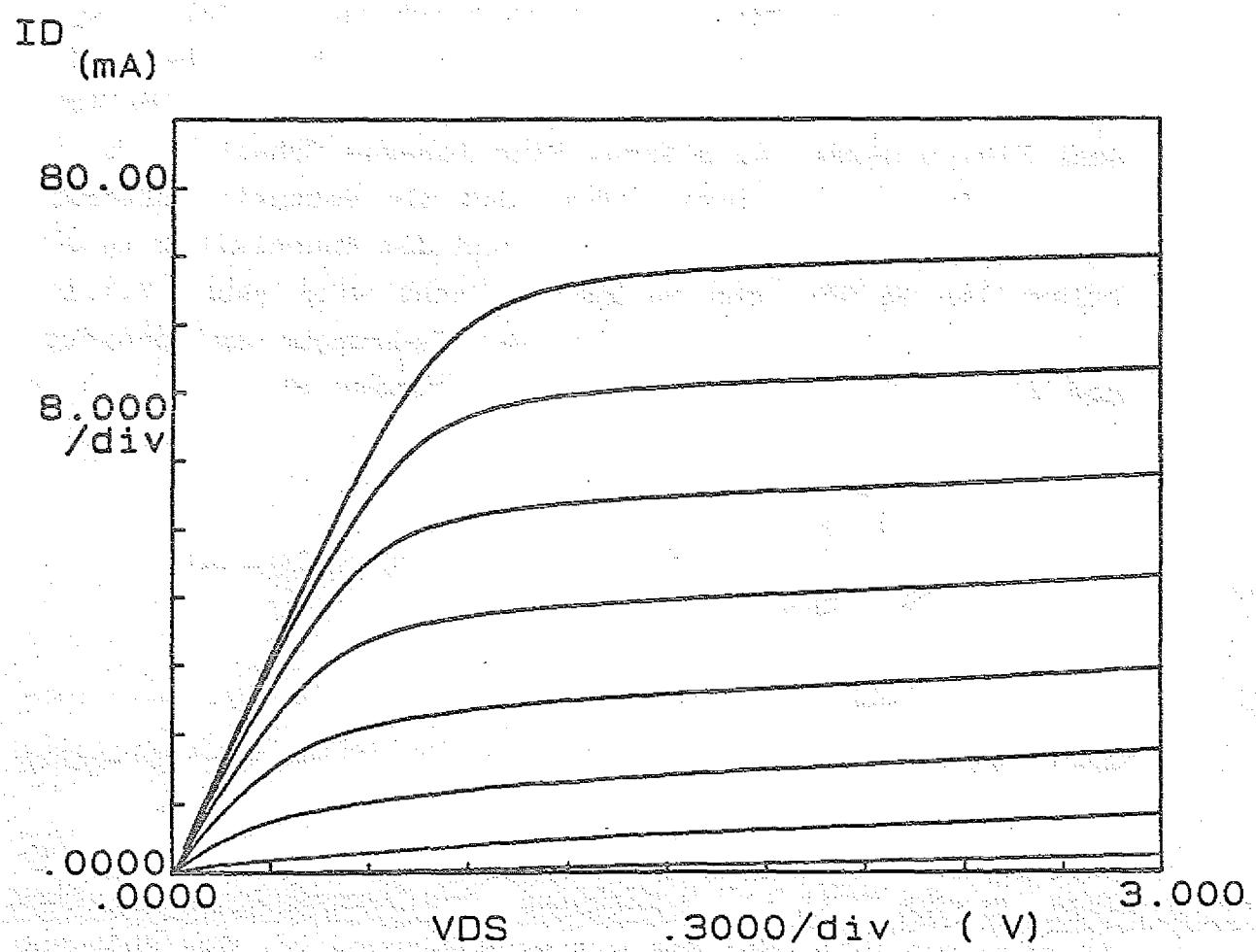


Abb. 7.1.2: $I_D(U_{DS})$-Kennlinienfeld

7.2 Hochfrequenzmessungen

Die Hochfrequenzmessungen wurden in einem Frequenzbereich von 45 MHz bis 26.5 GHz durchgeführt. Abbildung 7.1.2 zeigt die gemessenen S-Parameter der Probe FET1.5 mit den Arbeitspunkteinstellungen:

U_{GS} = 0.2 V, U_{DS} = 1.8 V und I_S = 33.5 mA.

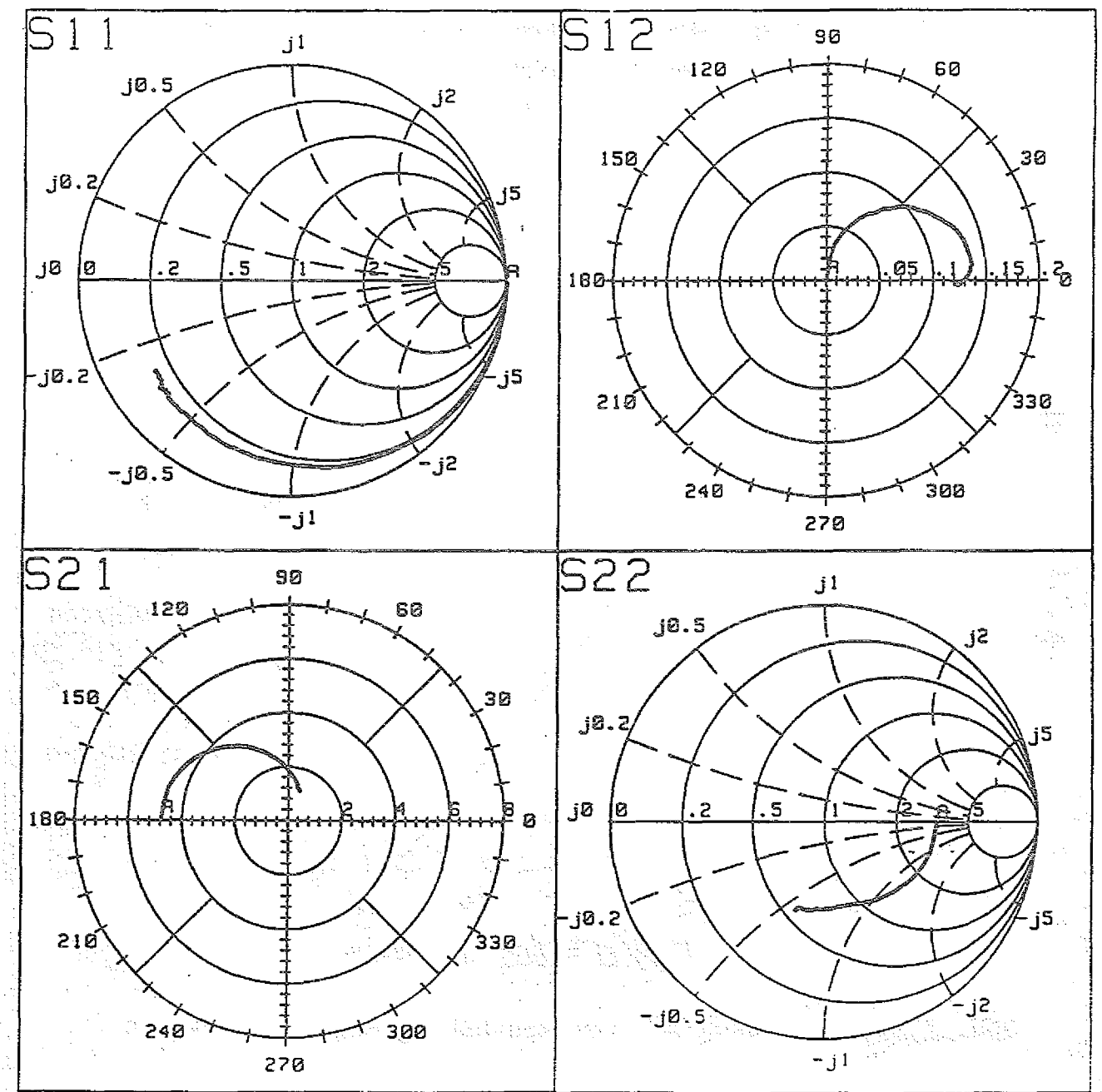


Abb. 7.2.1: S-Parameter der Probe FET1.5

Anhand der gemessenen S-Parameter lassen sich nun die Leistungsverstärkungsgrößen und die Grenzfrequenzen bestimmen. Wird der Transistor am Ausgang kurzgeschlossen, so bestimmt der Eingangs-Tiefpaß das Frequenzverhalten des Bauelements. Dies wird durch den 20 dB/Dekade-Abfall der Kurzschlußstromverstärkung $|h_{21}|^2$ bestätigt (Abb. 7.2.2). Durch Extrapolation wird die Transitfrequenz f_t zu f_t=36.8 GHz bestimmt. Die Kurven in den Abbildungen 7.2.2 und 7.2.3 sind keine Ausgleichsgeraden, sondern die Verbindungen der einzelnen aus den gemessenen S-Parametern berechneten Werte. Der Transistor ist im betrachteten Frequenzgebiet nicht absolut stabil. Dadurch ist die Verstärkungsgröße MAG nicht sinnvoll anzugeben.

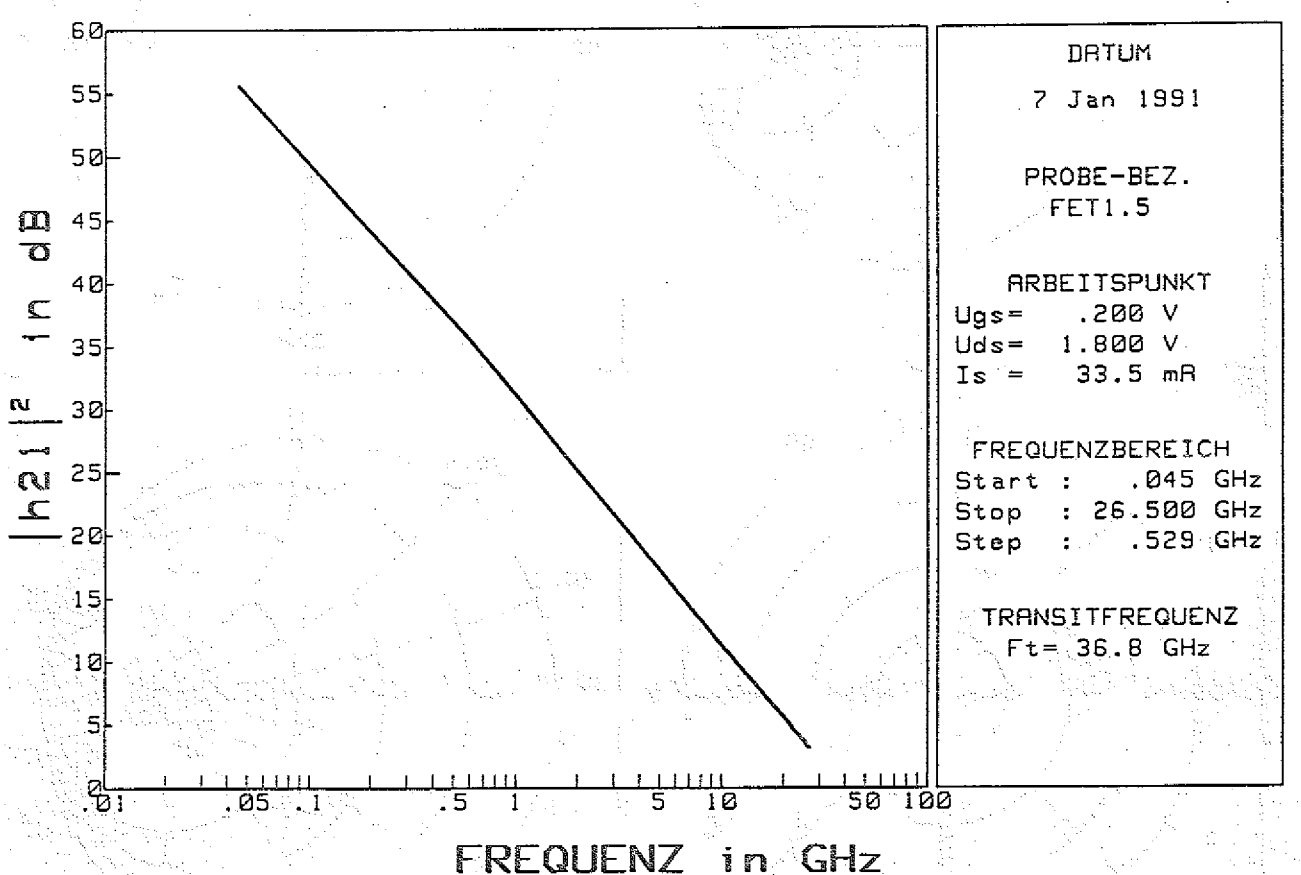
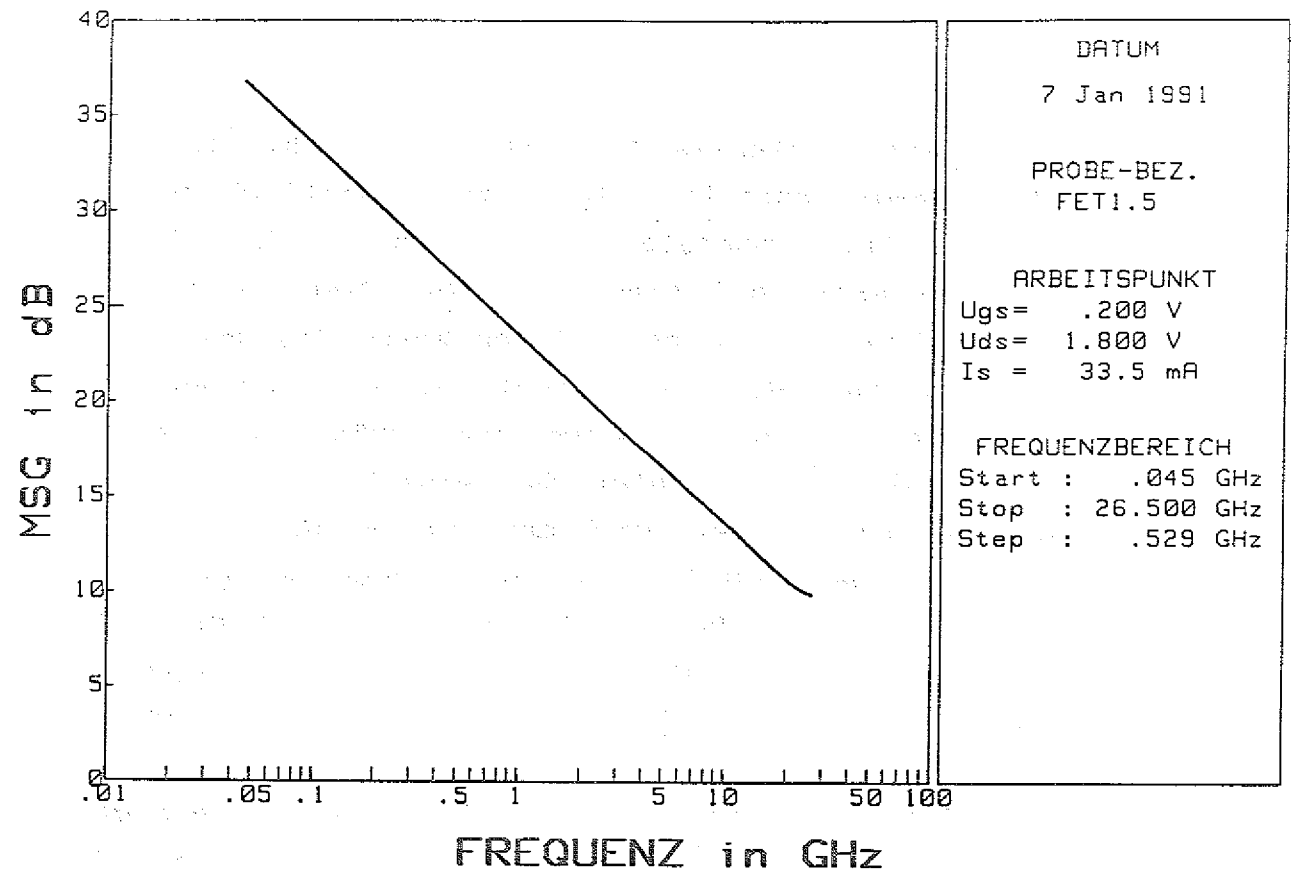


Abb. 7.2.2: Kurzschlußstromverstärkung der Probe FET1.5



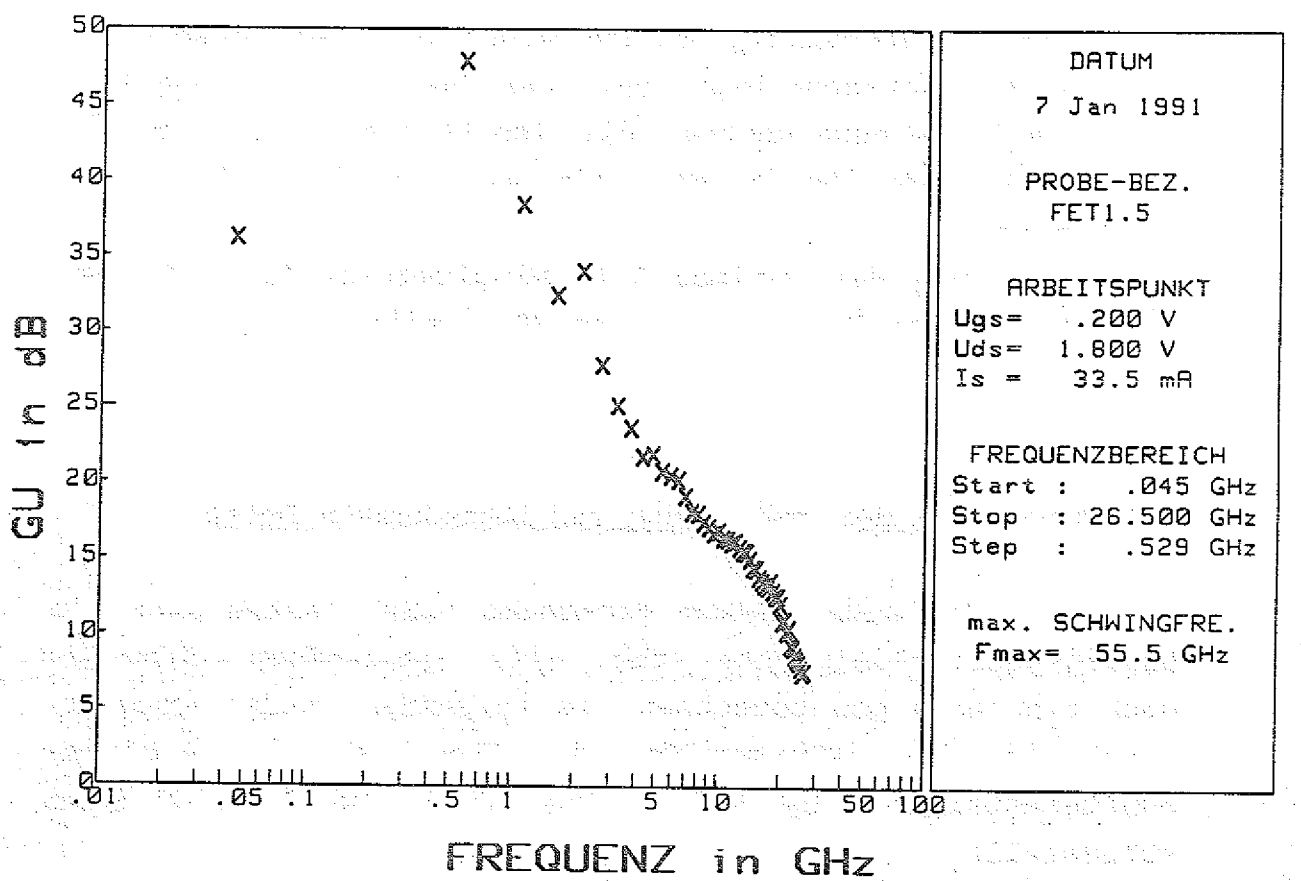


Abb. 7.2.3: MSG und GU der Probe FET1.5

Obwohl die maximale stabile Verstärkung MSG sehr stark vom Rückwärts-Transmissionsfaktor S_{12}, der bekanntlich schwierig zu messen ist, abhängig ist, liegen die berechneten Werte ziemlich exakt auf einer Geraden. Dies verifiziert die Güte der Messung. Die berechneten Werte des unilateralen Leistungsgewinns GU liegen nicht auf einer Geraden, da GU sehr komplex von den S-Parametern abhängt (siehe Gl. 2.4.4) und sich die Meßfehler der einzelnen S-Parameter deutlich bemerkbar machen. Darüberhinaus zeigte sich, daß bei einigen Messungen GU für niedrige Frequenzen (< 1 GHz) nicht definiert war, da die Messung einen Betrag des Reflexionsfaktors S_{11} lieferte, der bei diesen Frequenzen größer als eins war. Der Fehler zum rein theoretisch möglichen Wert ($|S_{11}| \leq 1$) liegt zwar innerhalb der Meßgenauigkeit bzw. Kalibrierungsgenauigkeit, doch führt diese Abweichung zu Problemen bei der Berechung des K-Faktors und der unilateralen Verstärkung GU. Der Grund für diese Abweichung liegt in der Tatsache begründet, daß das zur Verfügung stehende Kalibrierungssubstrat die Isolationsfehler - besonders das Übersprechen an den Meßköpfen - nicht exakt erfassen konnte.
Die Bestimmung der maximalen Schwingfrequenz f_{max} für den hier gemessenen GaAs-MESFET aus GU ergibt einen Wert von 55.5 GHz.

7.3 Vergleich der gemessenen und berechneten Daten

Mit Hilfe des entwickelten Programms "ESB" lassen sich die Ersatzschaltbildelemente für alle gemessenen Arbeitspunkteinstellungen berechnen. Im folgenden werden exemplarisch für alle Arbeitspunkte die Ergebnisse der Arbeitspunkteinstellung: U_{GS}=0.0 V, U_{DS}=1.8 V und $I_D \approx I_S$=21.8 mA vorgestellt.

ERSATZSCHALTBILD

[PROBE: FET1.5; ARBEITSPKT: Ugs = 0.000 V ; Uds = 1.800 V ; Is = 21.8 mA]

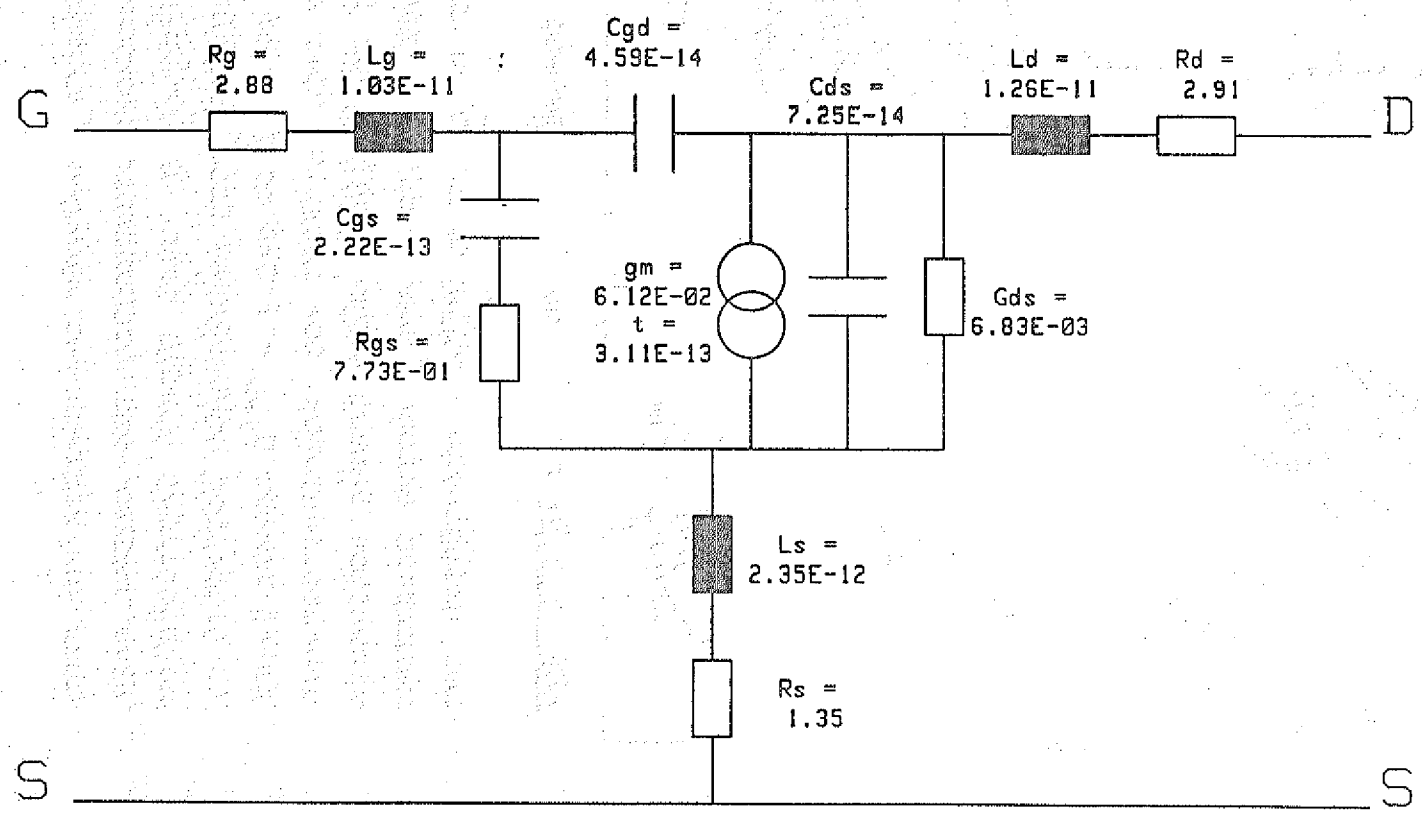


Abb. 7.3.1: Ersatzschaltbildgrößen

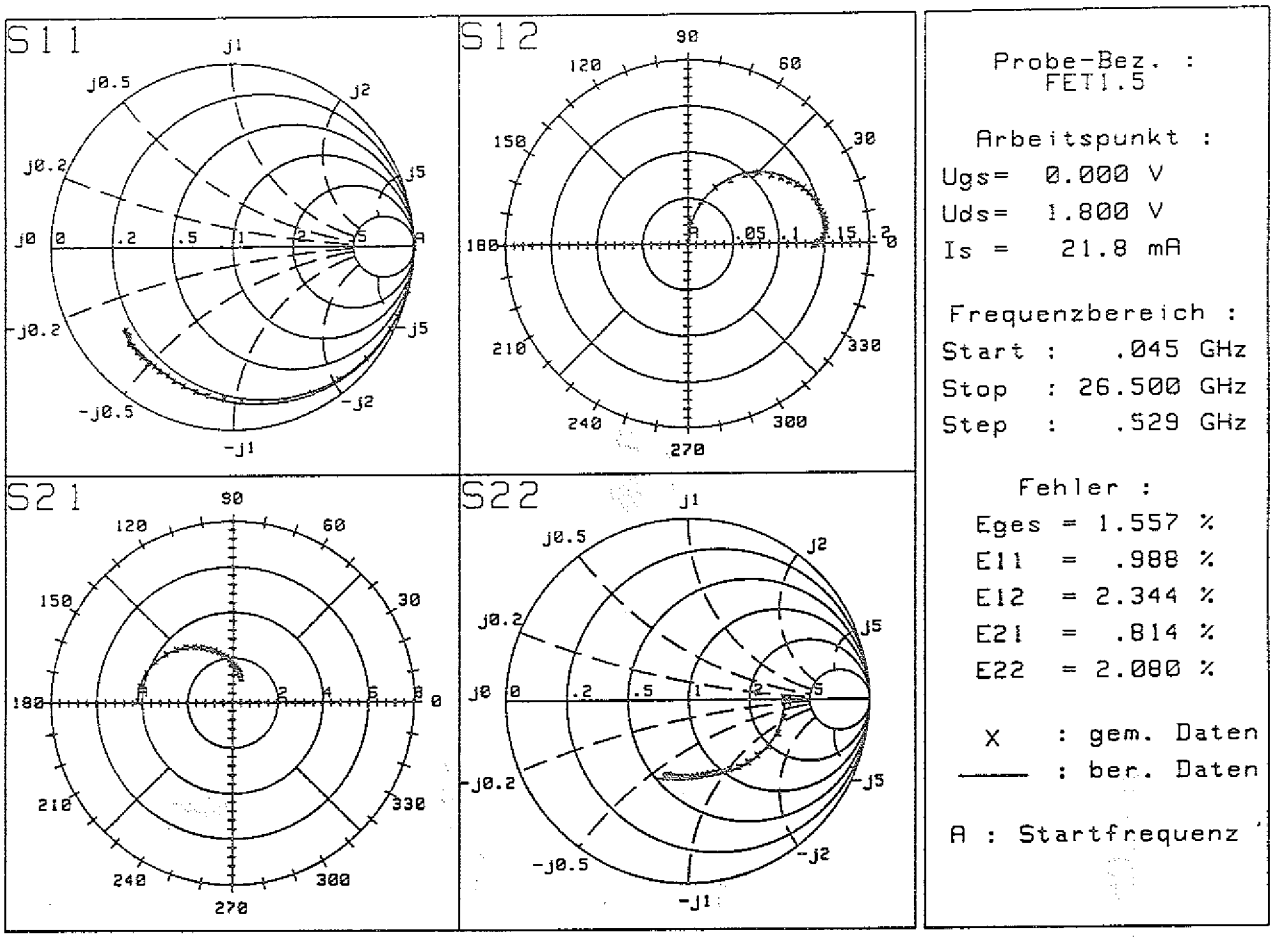
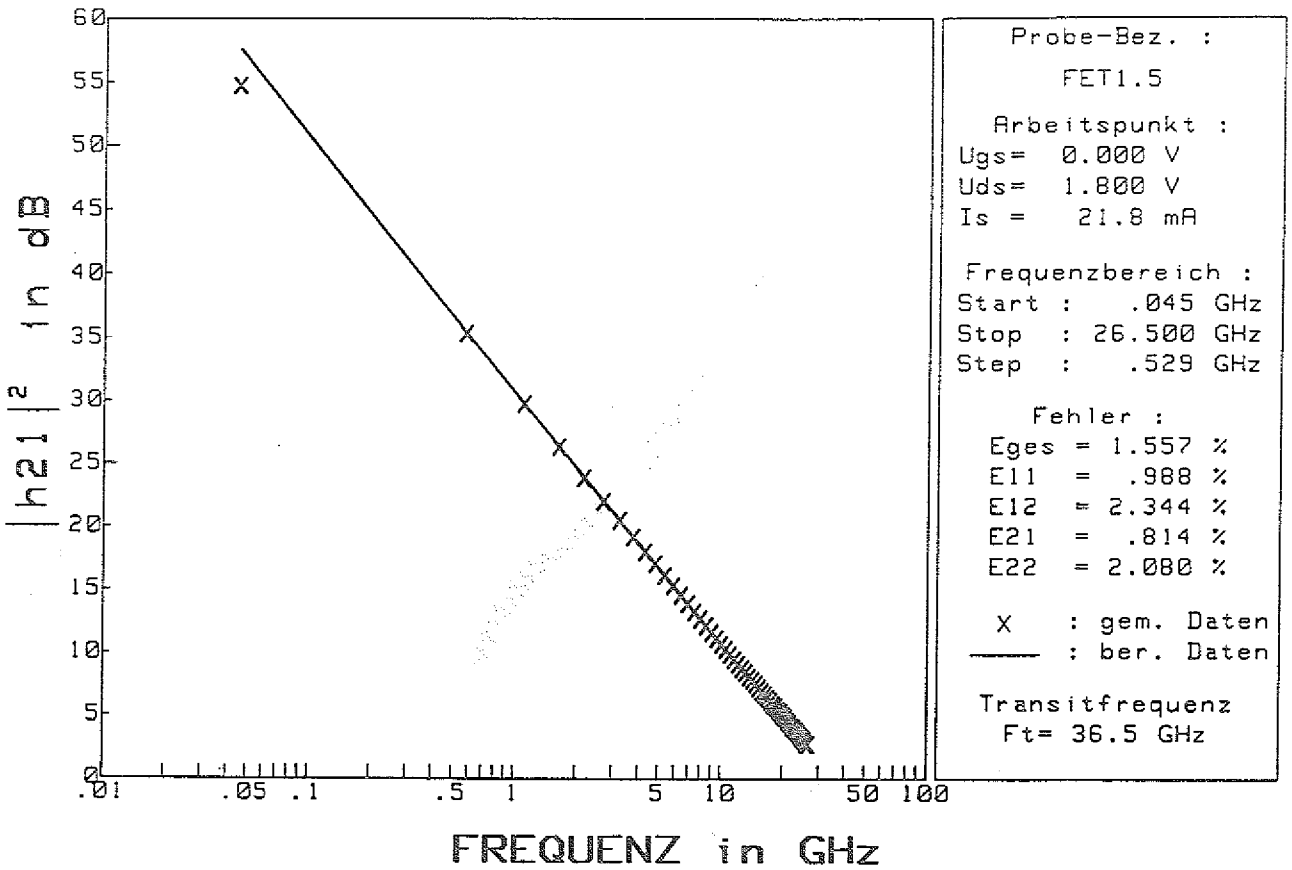


Abb. 7.3.2: Berechnete und gemessene S-Parameter

Der graphische Vergleich zwischen den gemessenen und berechneten Daten demonstriert die Zuverlässigkeit der entwickelten Berechnungsverfahren zur Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen. Der relative über alle S-Parameter gemittelte Fehler E_{ges} = 1.56% zeigt, daß der MESFET mit dem aus 13 Elementen bestehenden Ersatzschaltbild hinreichend genau nachgebildet werden kann. Erwartungsgemäß liegt der relative Fehler des Transmissionsfaktors S_{12} mit E_{12} = 2,3% über den Fehlern der anderen S-Parametern.



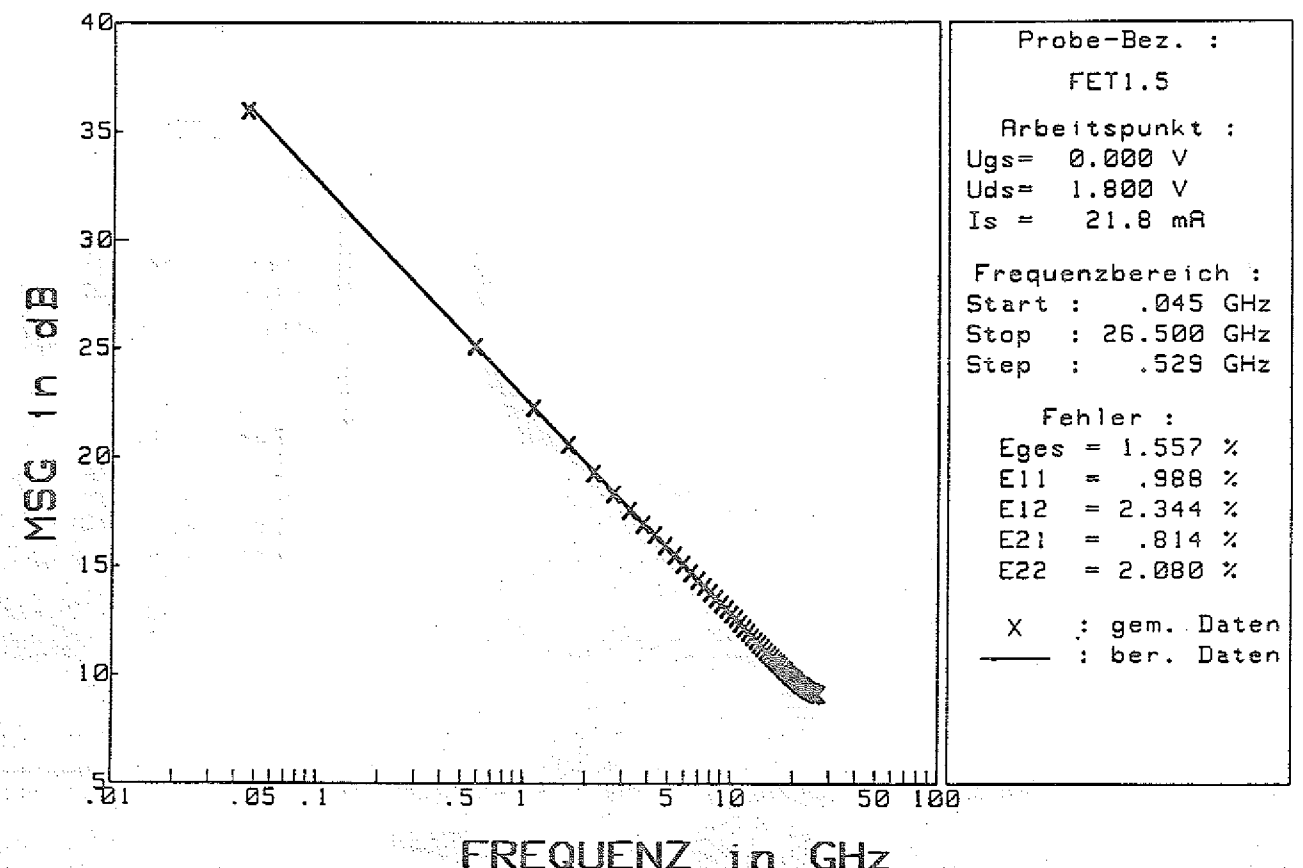
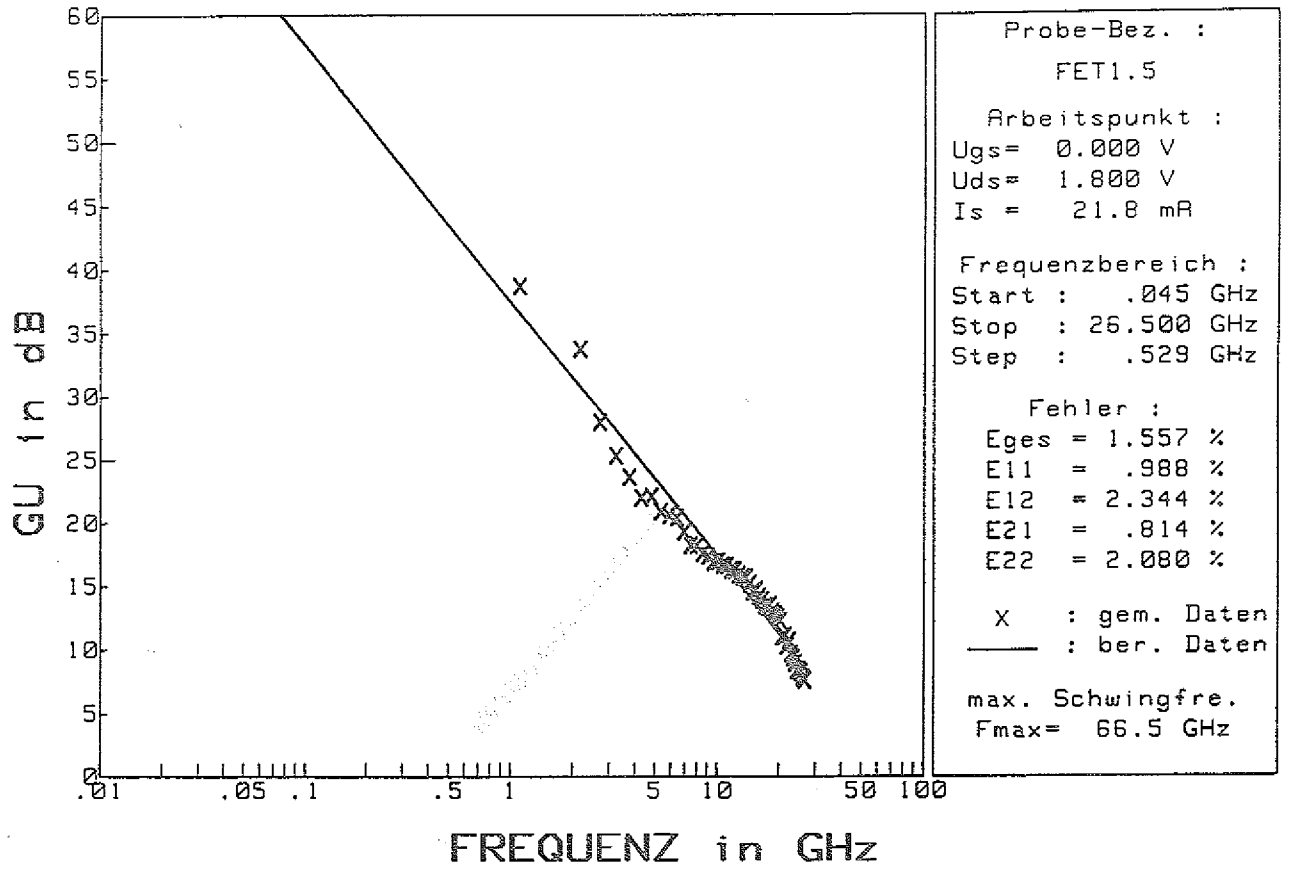


Abb. 7.3.3: h_{21} und MSG: Vergleich der gemessenen und berechneten Daten



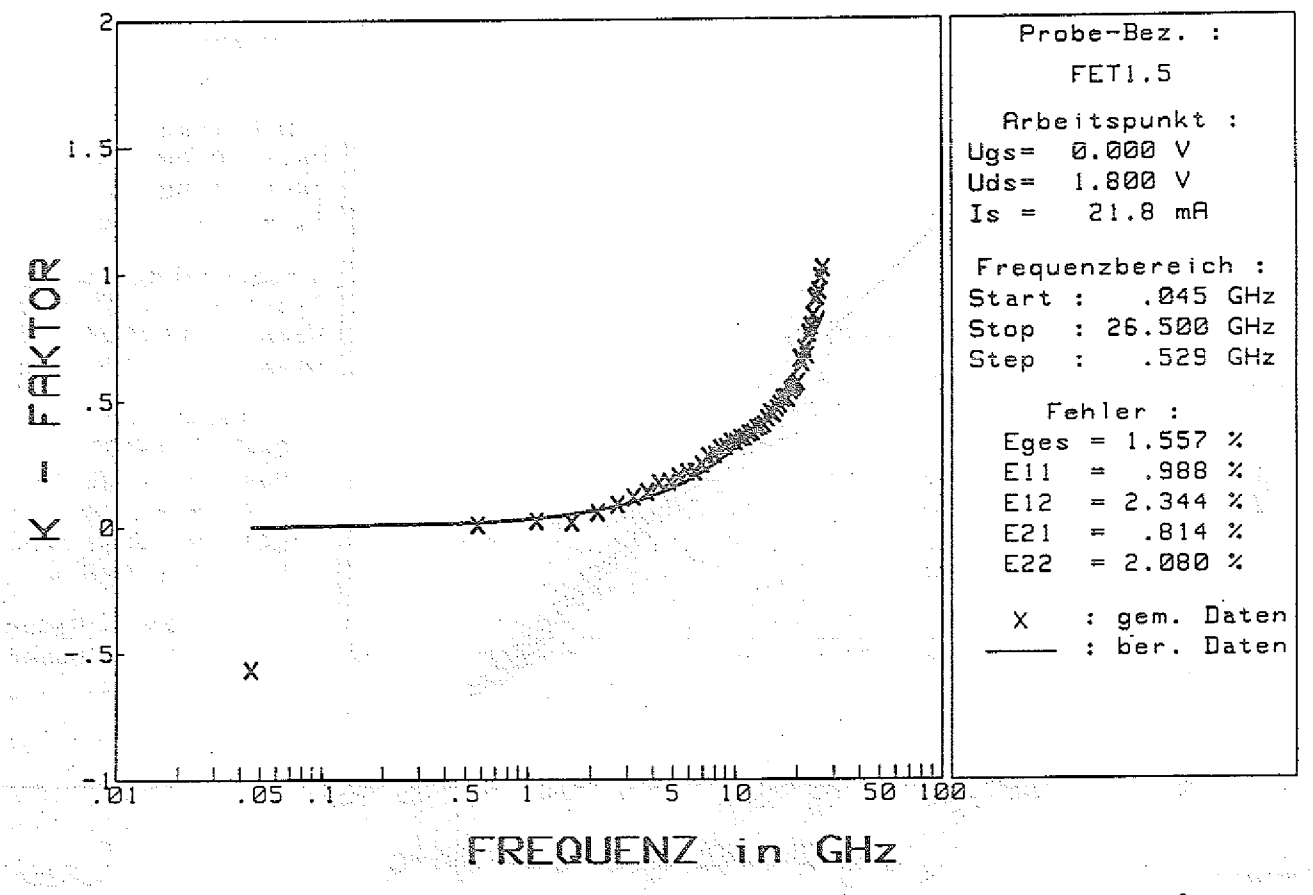


Abb. 7.3.4: GU und K-Faktor: Vergleich der gemessenen und berechneten Daten

In den Abbildungen 7.3.3 und 7.3.4 werden die aus den gemessenen und berechneten S-Parametern bestimmten charakteristischen Verstärkungs-Kenngrößen und der Stabilitätsfaktor K miteinander verglichen.
Mit Hilfe des entwickelten Computerprogramms "NWACON" ist es möglich, Transistoren in einer Vielzahl von Arbeitspunkteinstellungen hochfrequenzmäßig zu charakterisieren. Zu jedem Arbeitspunkt lassen sich explizit alle Ersatzschaltbildgrößen berechnen und die Arbeitspunktabhängigkeit der intrinsischen Größen darstellen. Die Abbildungen auf der folgenden Seite zeigen diese Abhängigkeiten am Beispiel der Probe FET1.5. Der Verlauf der Kapazität C_{gs} bzw. C_{gd} läßt sich durch die Änderung der Raumladungszone erklären. Eine mehr negative Gate-Source-Vorspannung U_{GS} hat eine Vergrößerung der Raumladungszone zur Folge. Dies wiederum führt zu einer kleineren Kapazität ($C \sim 1/d$, d=Ausbreitung der Raumladungszone).
Die Änderungen der Steiheit g_m und des Kanal-Leitwertes G_{ds} lassen sich ebenfalls physikalisch erklären. Abweichungen von der theoretischen Betrachtung finden sich bei der Relaxationszeit τ, die für einige Arbeitspunkteinstellungen sogar negativ ist und nur durch die im Berechnungsprogramm durchgeführten Einschränkungen auf physikalisch sinnvolle Werte begrenzt wird. Ungeachtet dieser Einschränkungen und Schwierigkeiten bei der Bestimmung der extrinsischen Ersatzschaltbildgrößen zeigt die Tabelle 7.3.1, daß die relativen Fehler aller Arbeitspunkteinstellungen im Rahmen der Meßgenauigkeit sehr gering sind und der MESFET mit den bestimmten Ersatzschaltbildgrößen hinreichend genau nachgebildet wird.
Neben den relativen Fehlern gibt die Tabelle 7.3.1 die Kapazität C_{ds} an, die erwartungsgemäß annähernd arbeitspunktunabhängig ist.

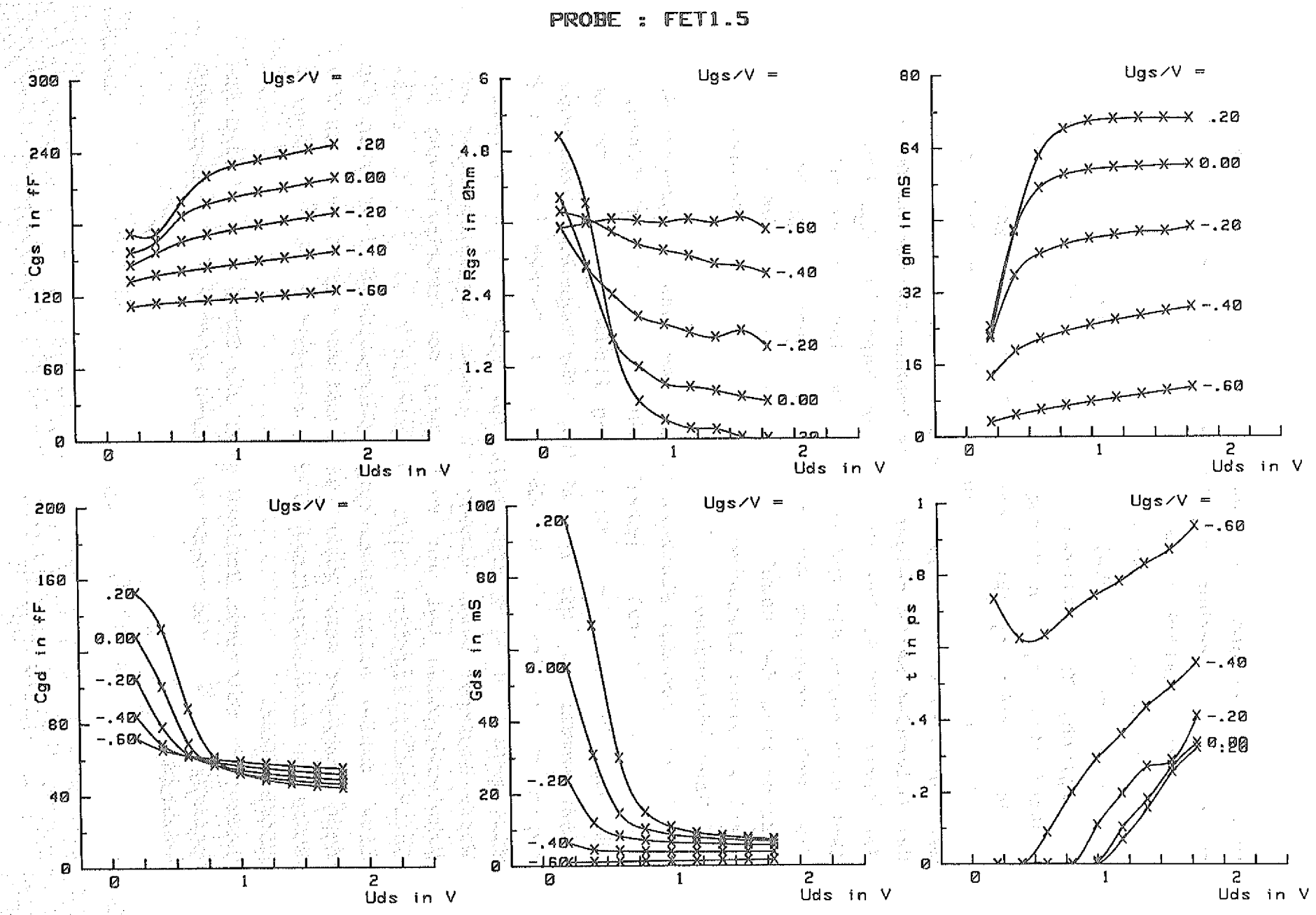


Abb. 7.3.5: Arbeitspunktabhängigkeit der intrin. ESB-Größen

Tab. 7.3.1: Relative Fehler und Drain-Source-Kapazität C_{ds} verschiedener Arbeitspunkteinstellungen der Probe FET1.5

Arbeitspunkteinstellung

Fehler in % \ Uds / Ugs	1.8 V / 0.2 V	1.8 V / -0.2 V	1.8 V / -0.6 V	1.4 V / 0.2 V	1.4 V / -0.2 V	1.4 V / -0.6 V	1.0 V / 0.2 V	1.0 V / -0.2 V	1.0 V / -0.6 V
Egos / %	1.63	1.49	1.74	1.69	1.54	1.75	1.78	1.5	1.8
E11 / %	1.0	1.17	1.73	1.12	1.49	1.62	1.14	1.22	1.74
E12 / %	2.6	2.1	2.47	2.5	2.18	2.42	2.6	1.99	2.38
E21 / %	0.8	0.74	1.27	0.82	0.82	1.38	0.9	0.87	1.5
E22 / %	2.25	1.93	1.5	2.3	1.93	1.58	2.48	1.9	1.58
Cds / fF	74.6	70.5	68.3	75.3	70.4	68.5	76.0	71	69.1

8. Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Diplomarbeit ist ein Hochfrequenzmeßplatz eingerichtet worden, der es erlaubt, Messungen im Frequenzbereich von 45 MHz bis 26,5 GHz direkt auf dem Wafer durchzuführen. Zusätzlich zur "on-wafer" Charakterisierung ist eine Mikrostreifenfassung aufgebaut und erprobt worden, um in Mikrostreifenleitungen eingebundene Bauelemente oder Schaltungen hochfrequenzmäßig zu charakterisieren.

Zur vollautomatischen Steuerung des Meßprozesses wurden mehrere Computerprogramme entwickelt, die die Hochfrequenz-Messungen an Transistoren wesentlich vereinfachen und direkte Aussagen über deren Kleinsignalverhalten ermöglichen. Die charakteristischen Verstärkungsgrößen GU, MAG, MSG, $|h_{21}|^2$ sowie der Stabilitätsfaktor k und die Grenzfrequenzen f_T und f_{max} können direkt berechnet und graphisch dargestellt werden. Zur Bezugsebeneneichung wird die LRM-Kalibrierung benutzt, die sich durch Exaktheit und eine schnelle Durchführung auszeichnet. Alle Meßprogramme sind so angelegt, daß sie sich leicht erweitern lassen und beispielsweise Rauschmessungen im Meßsystem integriert werden können.

Durch den Einsatz einer direkten Berechnungsmethode in Verbindung mit einem Optimierer ist ein Verfahren entstanden, das eine sehr schnelle und exakte Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen eines Transistors anhand der gemessenen S-Parameter erlaubt. Das dazu entwickelte FORTRAN-Programm für die Auswertung verschiedener Hochfrequenz- und Gleichstrom-Messungen zur Berechnung der Ersatzschaltbildgrößen gestattet es, Ersatzschaltbilder mit bis zu 19 Elementen zu erfassen. Die HF-Charakterisierung der Transistoren bei vielen verschiedenen Arbeitspunkteinstellungen ermöglicht es, mit Hilfe von Kleinsignalmessungen, Aussagen über das

Großsignalverhalten zu machen. Die Berechnungsprogramme lassen sich sowohl auf MESFETs als auch auf PBTs anwenden.

Sämtliche Meßverfahren und Computerprogramme wurden an GaAs-MESFETs erprobt. Die resonanzfreien Meßkurven demonstrieren die Zuverlässigkeit des aufgebauten Meßsystems und der verwendeten Kalibrierungsmethode. Der geringe relative Fehler zwischen den gemessenen und aus den Ersatzschaltbildelementen berechneten S-Parameter verifiziert die Methode zur Bestimmung der ESB-Größen.

9 Literaturverzeichnis

/1/ Zinke, O. und Brunswig, H.:
Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Band 1 + 2
Springer Verlag Berlin Heidelberg New York,
3.Aufl. 1986

/2/ Meinke, H. und Grundlach, F.W.:
Taschenbuch der Hochfrequenztechnik,
Springer Verlag Berlin Heidelberg New York,
4.Aufl. 1986

/3/ Schmitt, H.J.:
Hilfsblätter zur Vorlesung Hochfrequenztechnik II
an der RWTH Aachen, 1987/88

/4/ Pehl, E.:
Mikrowellentechnik Band 1 + 2
Hüthig Verlag GmbH Heidelberg, 2.Aufl. 1988

/5/ Gruhle, A.:
Silizium Permeable Base Transistoren
Dissertation an der RWTH Aachen, 1989

/6/ Schleifer, W. D.:
Hochfrequenz- und Mikrowellen-Meßtechnik in
der Praxis
Hüthig Verlag Heidelberg 1981

/7/ Soares, R.:
GaAs Mesfet Circuit Design
Artech House Boston and London 1988

/8/ Görtz, J.:
Optimierung der Verfahren zur Ersatzschaltbildberechnung aus Streuparametern im Bereich von 2-12 GHz
Studienarbeit Uni Duisburg 1987

/9/ Peters, D.:
Direkte Bestimmung der Ersatzbildgrößen von Feldeffekttransistoren in Mikrowellengehäuse
Studienarbeit Uni Duisburg, 1989

/10/ Sledzik, H.; Wolff I.:
Large Signal Modeling and Simulation of GaAs-MESFETs and HFETs
Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits (INMMC '90); First International Workshop

/11/ Lee, K.:
A New Technique for Characterisation of the "END" Resistance in Modulation-Doped FETs
IEEE Trans. on Elec. Devices, Vol. ED-31, 1984

/12/ Lee, K.:
Source, Drain, and Gate Series Resistances and Electron Saturation Velocity in Ion-Implanted GaAs FETs
IEEE Trans. on Elec. Devices, Vol. ED-32, 1985

/13/ Davidson, A.; Strid, E.; Jones, K.:
Achieving greater on-wafer S-parameter accuracy with the LRM calibration technique
Cascade Microtech Applikation Note 1989

/14/ Frazer, A.; Gleason R.; Strid E.:
New ANA Calibration Methods Advance Silicon bipolar Wafer Probing into GHz Regions
Cascade Microtech Application Note

/15/ Barr, J.T.; Pervere, M.J.:
A generalized Vector Network Analyser Calibration Technique
Hewlett Packard

/16/ HP 8510B Network Analyser:
Operating and Programming Manual
Hewlett Packard 1988

/17/ Gronau, G.:
A Simple Broad-Band Device De-embedding Method Using
an Automatic Network Analyser with Time-Domain Option
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques
Vol.37, 1989

/18/ Beneking, H.:
Feldeffekttransistoren
Springer Verlag Heidelberg New York 1973

/19/ Späth, H.:
Spline-Algorithmen zur Konstruktion glatter
Kurven und Flächen
R.Oldenbourg Verlag München Wien 1978

/20/ Horst, R.:
Nichtlineare Optimierung
C. Hanser Verlag München Wien 1979

/21/ Microwafe Wafer Probe:
Cascade Microtech 1990

/22/ Strid, E.:
Extracting More Accurate FET Equivalent Circuits
Monlithic Technology 1987

10. Anhang

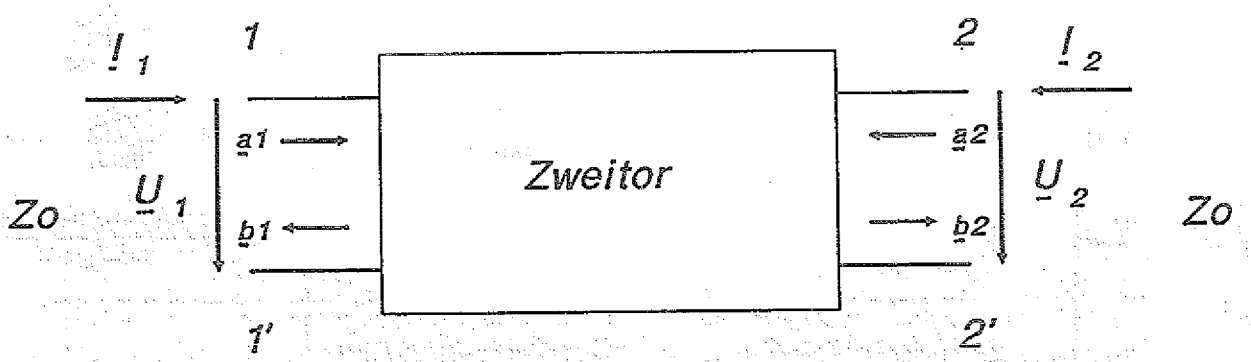
Definition und Umrechnung der Zweitormatrizen :

$$\underline{a}_k = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} \left(\underline{U}_k + \underline{I}_k Z_o \right)$$

$$\underline{b}_k = \frac{1}{2\sqrt{Z_o}} \left(\underline{U}_k - \underline{I}_k Z_o \right)$$

$k=1,2$

Verwendetes Zählpfeilsystem :



Die z-, y- Parameter in den Ausdrücken sind wie folgt auf Z_o bezogen:

$\underline{z}_{11} = \underline{Z}_{11} / Z_o$ $\quad$ $\underline{y}_{11} = \underline{Y}_{11} / Z_o$

$\underline{z}_{12} = \underline{Z}_{12} / Z_o$ $\quad$ $\underline{y}_{12} = \underline{Y}_{12} / Z_o$

$\underline{z}_{21} = \underline{Z}_{21} / Z_o$ $\quad$ $\underline{y}_{21} = \underline{Y}_{21} / Z_o$

$\underline{z}_{22} = \underline{Z}_{22} / Z_o$ $\quad$ $\underline{y}_{22} = \underline{Y}_{22} / Z_o$

Vierpol-Umrechnungen:

	[Z]	[Y]	[S]
Z_{11}	$U_1=Z_{11}*I_1+Z_{12}*I_2$	$Y_{22}/\Delta Y$	$z_{11}=\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}*S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}*S_{21}}$
Z_{12}	$U_1=Z_{21}*I_1+Z_{22}*I_2$	$-Y_{12}/\Delta Y$	$z_{12}=\frac{2*S_{12}}{\text{Nenner}}$
Z_{21}	Widerstandsmatrix	$-Y_{21}/\Delta Y$	$z_{21}=\frac{2*S_{21}}{\text{Nenner}}$
Z_{22}		$Y_{22}/\Delta Y$	$z_{22}=\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}*S_{21}}{\text{Nenner}}$
Y_{11}	$Z_{22}/\Delta Z$	$I_1=Y_{11}*U_1+Y_{12}*U_2$	$y_{11}=\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}*S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}*S_{21}}$
Y_{12}	$-Z_{12}/\Delta Z$	$I_2=Y_{21}*U_1+Y_{22}*U_2$	$y_{12}=\frac{-2*S_{12}}{\text{Nenner}}$
Y_{21}	$-Z_{21}/\Delta Z$	Leitwertmatrix	$y_{21}=\frac{-2*S_{21}}{\text{Nenner}}$
Y_{22}	$Z_{11}/\Delta Z$		$y_{22}=\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}*S_{21}}{\text{Nenner}}$
S_{11}	$S_{11}=\frac{(z_{11}-1)(z_{22}+1)-z_{12}*z_{21}}{(z_{11}+1)(z_{22}+1)-z_{12}*z_{21}}$	$S_{11}=\frac{(1-y_{11})(1+y_{22})+y_{12}*y_{21}}{(1+y_{11})(1+y_{22})-y_{12}*y_{21}}$	$b_1=S_{11}*a_1+S_{12}*a_2$
S_{12}	$S_{12}=\frac{2*z_{12}}{\text{Nenner}}$	$S_{12}=\frac{-2*y_{12}}{\text{Nenner}}$	$b_2=S_{21}*a_1+S_{22}*a_2$
S_{21}	$S_{21}=\frac{2*z_{21}}{\text{Nenner}}$	$S_{21}=\frac{-2*y_{21}}{\text{Nenner}}$	Streumatrix
S_{22}	$S_{22}=\frac{(z_{11}+1)(z_{22}-1)-z_{12}*z_{21}}{\text{Nenner}}$	$S_{22}=\frac{(1+y_{11})(1-y_{22})+y_{12}*y_{21}}{\text{Nenner}}$	

$\Delta Z=Z_{11}*Z_{22}-Z_{12}*Z_{21}$ $\Delta Y=Y_{11}*Y_{22}-Y_{12}*Y_{21}$

Berechnung der Leitungsbreite von Mikrostreifenleitungen bei vorgegebenem Wellenwiderstand:

$$Z_L = Z_o * H(h/w') / \sqrt{\varepsilon_{eff}}$$

$$H(h/w') = \frac{1}{2\pi} \ln (8h/w' + 0.25\, w'/h) \qquad w' \leq h$$

$$H(h/w') = (w'/h + 2.46 - 0.49h/w' + (1-h/w')^6)^{-1} \qquad w' \geq h$$

$$Z_o = 120\, \pi \text{ Ohm}$$

effektive Dielektrizitätszahl:

$$\varepsilon_{eff} = 1/2\, (\varepsilon_r+1) + 1/2\, (\varepsilon_r-1) * F(h/w')$$

$$F(h/w') = (1+12h/w')^{-1/2} + 0.04(1-w'/h)^2 \qquad w' \leq h$$

$$F(h/w') = (1+12h/w')^{-1/2} \qquad w' \geq h$$

Einfluß der Goldauflage:

$$w' = w + t/\pi(1+\ln(2x/t)) \qquad \begin{array}{ll} x=h\ , & w>h/2\pi>2t \\ x=2\pi w\ , & h/2\pi>w>2t \end{array}$$

t = Dicke der Metalisierung

Splinefunktion zur Interpolation diskreter Funktionsverläufe über große Intervalle:

$$Y_k(x) = A_k(x - x_k)^3 + B_k(x - x_k)^2 + C_k(x - x_k) + D_k$$

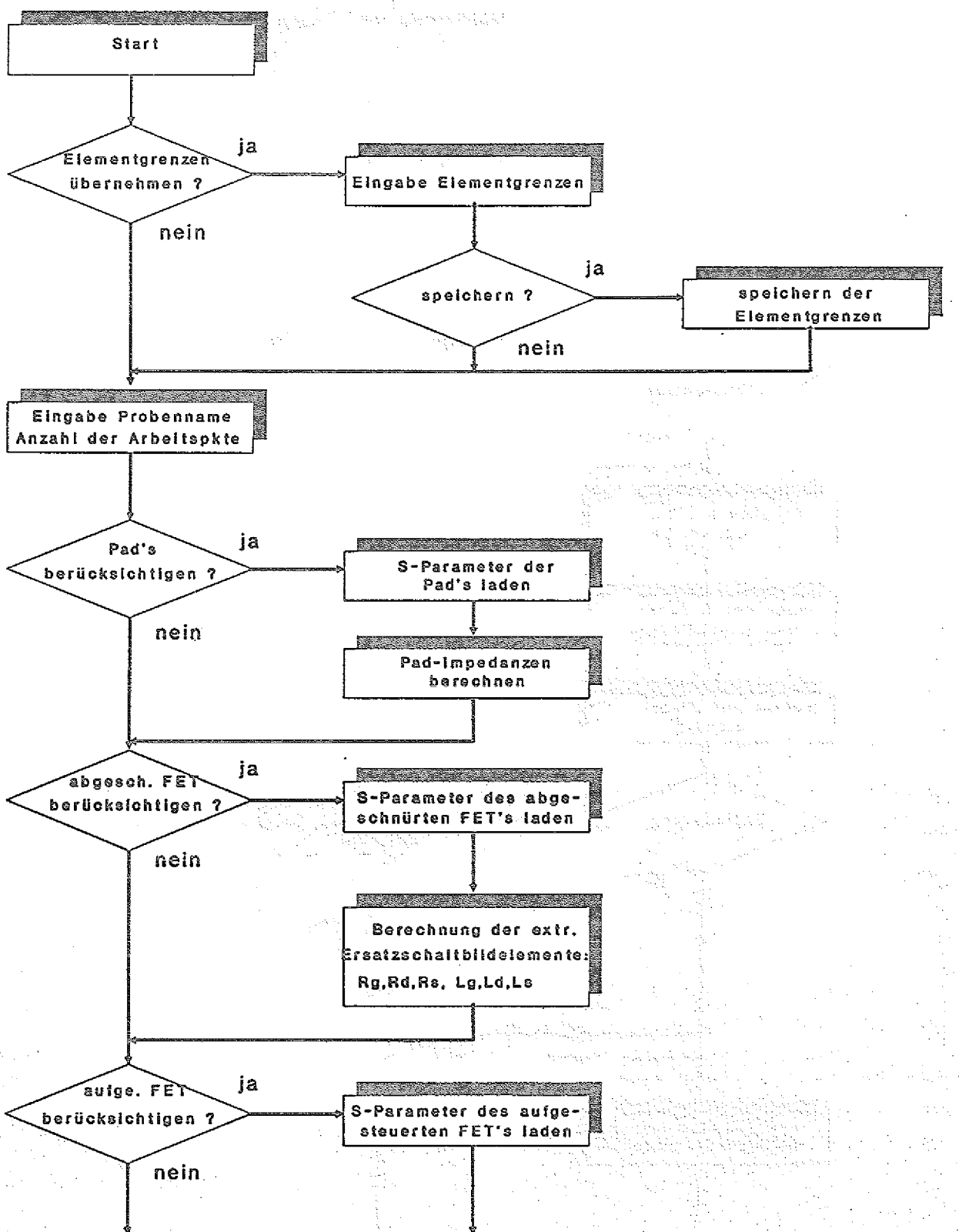
Bestimmungsgleichungen der Koeffizienten:

$$A_k = \frac{1}{6\,\Delta x_k}(y''_{k+1} + y''_k)$$

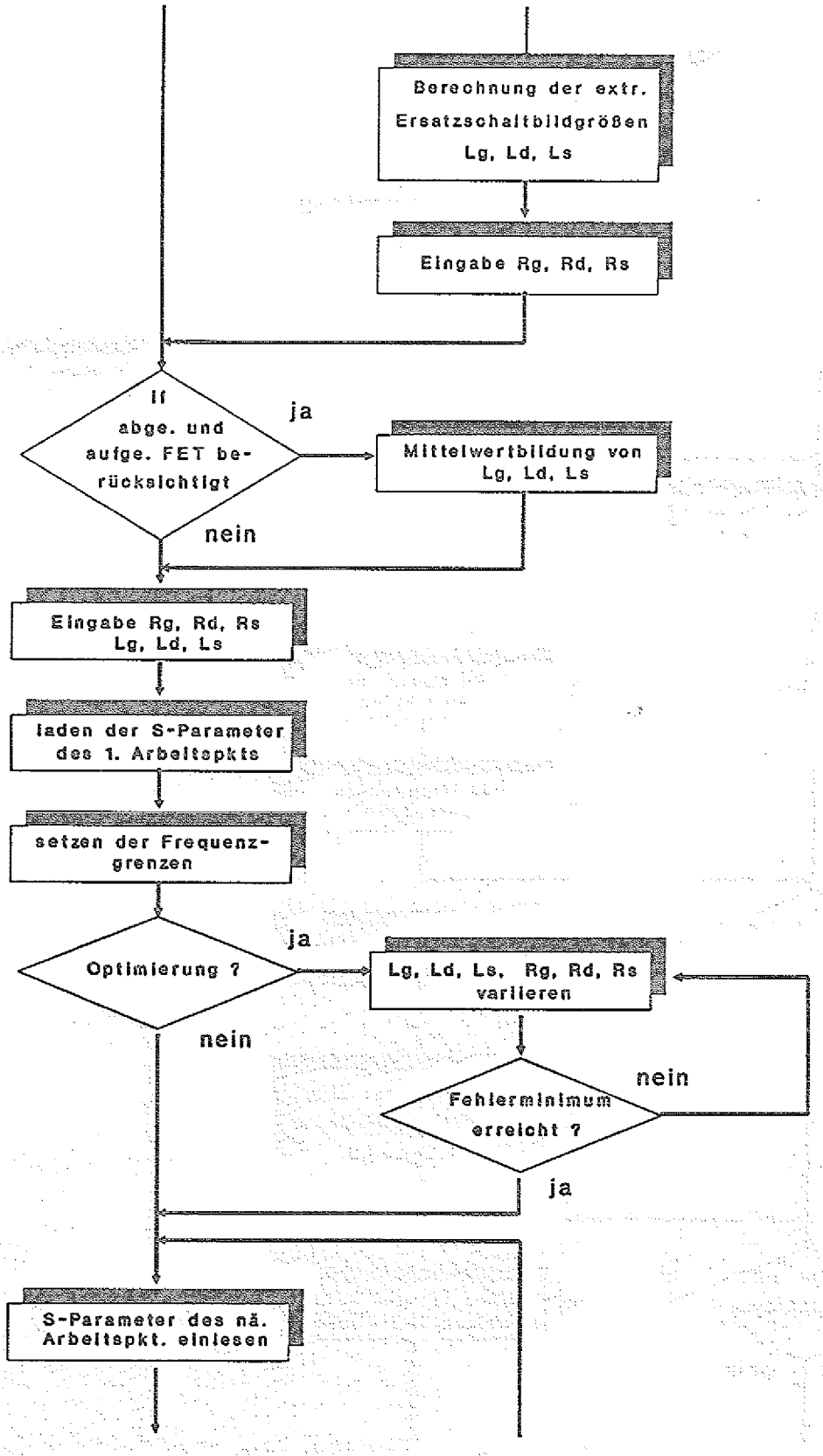
$$B_k = \frac{1}{2}\,y''_k$$

$$C_k = \frac{\Delta y_k}{\Delta x_k} - \frac{1}{6}\,\Delta x_k\,(y''_{k+1} + 2\,y''_k)$$

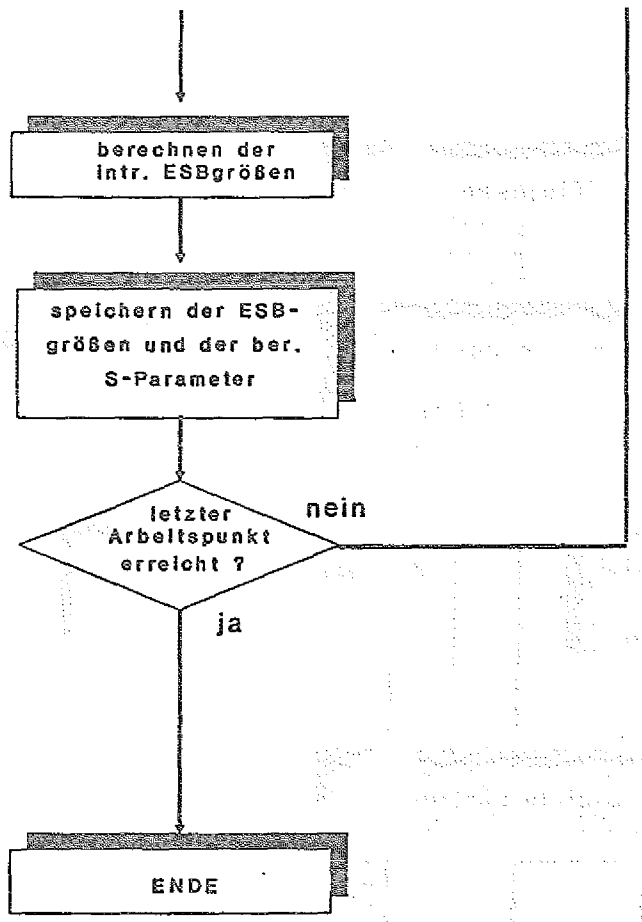
$$D_k = y_k$$



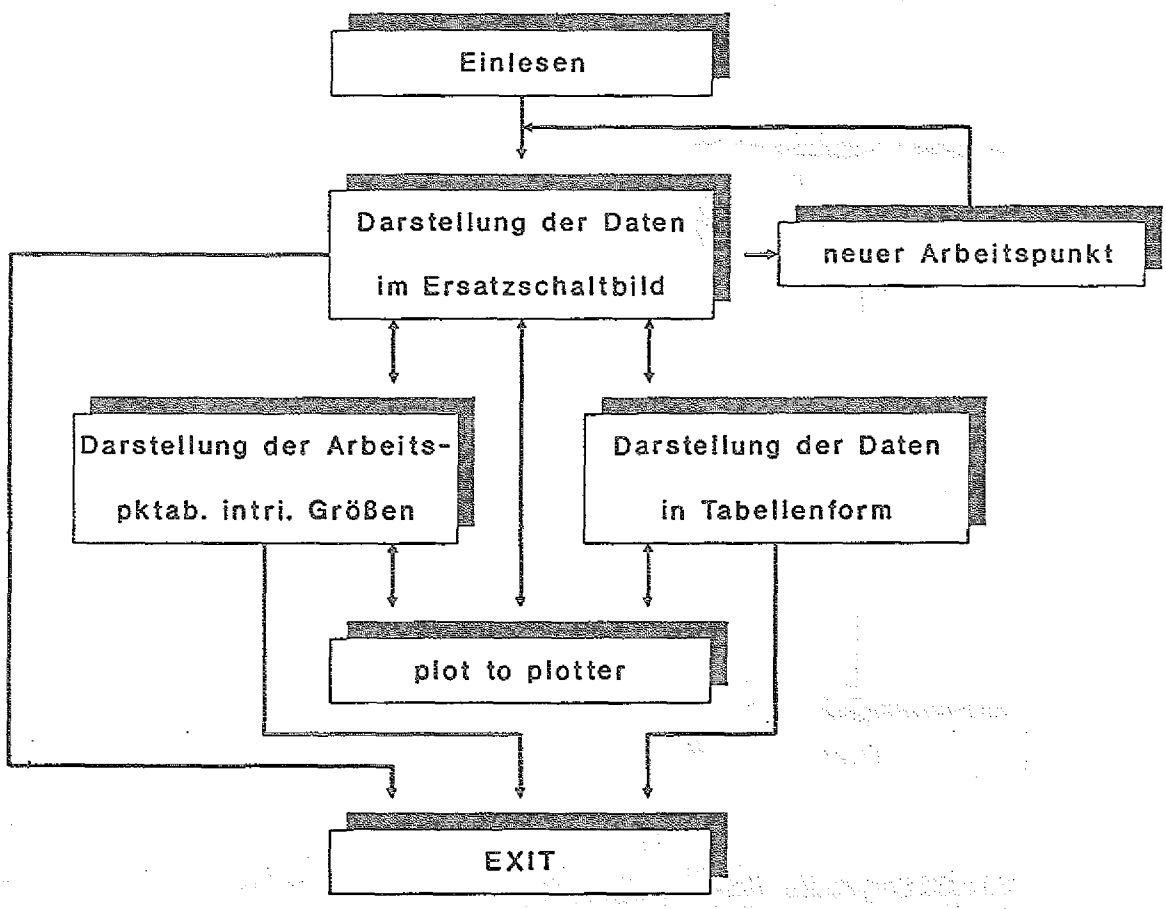
Flußdiagramm des Programms "ESB" zur Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen (Teil 1)



Flußdiagramm des Programms "ESB" zur Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen (Teil 2)



Flußdiagramm des Programms "ESB" zur Bestimmung der Ersatzschaltbildgrößen (Teil 3)



Flußdiagramm des Programms "ERSATZ"

FORSCHUNGSZENTRUM JÜLICH GmbH

KFA

JÜL-2458
März 1991
ISSN 0366-0885