

In Bild 5 ist skizziert, wie sich diese Transformationsbeziehungen durch spannungsgesteuerte Spannungsquellen und stromgesteuerte Stromquellen realisieren lassen. Die Wellenwiderstände $Z_{L,v}$ und Verzögerungszeiten τ_v der N entkoppelten Einzelleitungen können folgendermaßen angegeben werden:

$$\mathbf{Z}_L = \text{diag}(\mathbf{Z}_{L,v}) = \mathbf{M}_U \cdot \mathbf{L}' \cdot \mathbf{M}_U^{-1} \cdot \mathbf{V}, \quad (23)$$

$$\mathbf{Y}_L = \text{diag}(\mathbf{Y}_{L,v}) = \mathbf{Z}_L^{-1}, \quad (24)$$

$$\boldsymbol{\tau} = \text{diag}(\tau_v) = \mathbf{v}^{-1} \cdot \mathbf{1}. \quad (25)$$

Spezielle Literatur: [1] *Scanlan, J. O.*: Theory of microwave coupled-line networks. Proc. IEEE 68 (1980) 209–231. – [2] *Marx, K. D.*: Propagation modes, equivalent circuits and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics. IEEE Trans. MTT-21 (1973) 450–457. – [3] *Sun, Y. Y.*: Comments on “Propagation modes, equivalent circuits ...”, IEEE Trans. MTT-26 (1978) 915–918. – [4] *Dalby, A. B.*: Interdigital microstrip circuit parameters using empirical formulas and simplified model. IEEE Trans. MTT-27 (1979) 744–752. – [5] *Wenzel, R. J.*: Theoretical and practical applications of capacitance matrix transformations to TEM network design. IEEE Trans. MTT-14 (1966) 635–647. – [6] *Briechle, R.*: Übertragungseigenschaften gekoppelter, verlustbehafteter Mehrleitersysteme mit geschichtetem Dielektrikum. Frequenz 19 (1975) 69–79. – [7]

Bergandt, H. G.; Pregla, R.: Microstrip interdigital filters. AEÜ 30 (1976) 333–337. – [8] *Siegl, J.; Tulaja, V.; Hoffmann, R.*: General analysis of interdigitated microstrip couplers. Siemens Forsch.- u. Entw.-Ber. 10 (1981) 228–236. – [9] *Krage, M. K.; Haddad, G. I.*: Characteristics of coupled microstrip transmission lines – I: Coupled mode formulation of inhomogeneous lines. IEEE Trans. MTT-18 (1970) 217–222. – [10] *Gunton, D. J.; Paige, E. G. S.*: An analysis of the general asymmetric directional coupler with non-mode-converting terminations. Microwaves, Optics and Acoustics 2 (1978) 31–36.

8 Rechnerunterstützter Entwurf

Computer aided design

8.1 Einleitung

Introduction

Allgemeine Literatur: *Gupta, K. C.; Garg, R.; Chadha, R.*: Computer-aided design of microwave circuits. – *Dedham MA*: Artech House 1981. – *Special issue on CAD. IEEE-MTT 36*, Februar 1988. – *Dirks, Ch.*: Hochfrequenz-CAD-Programme: Berechnungsbeispiele und Messung im Vergleich. Heidelberg: Hüthig 1989.

Universell verwendbare Rechnerprogramme zum Schaltungsentwurf [1, 53] werden in der

Spezielle Literatur Seite C 41

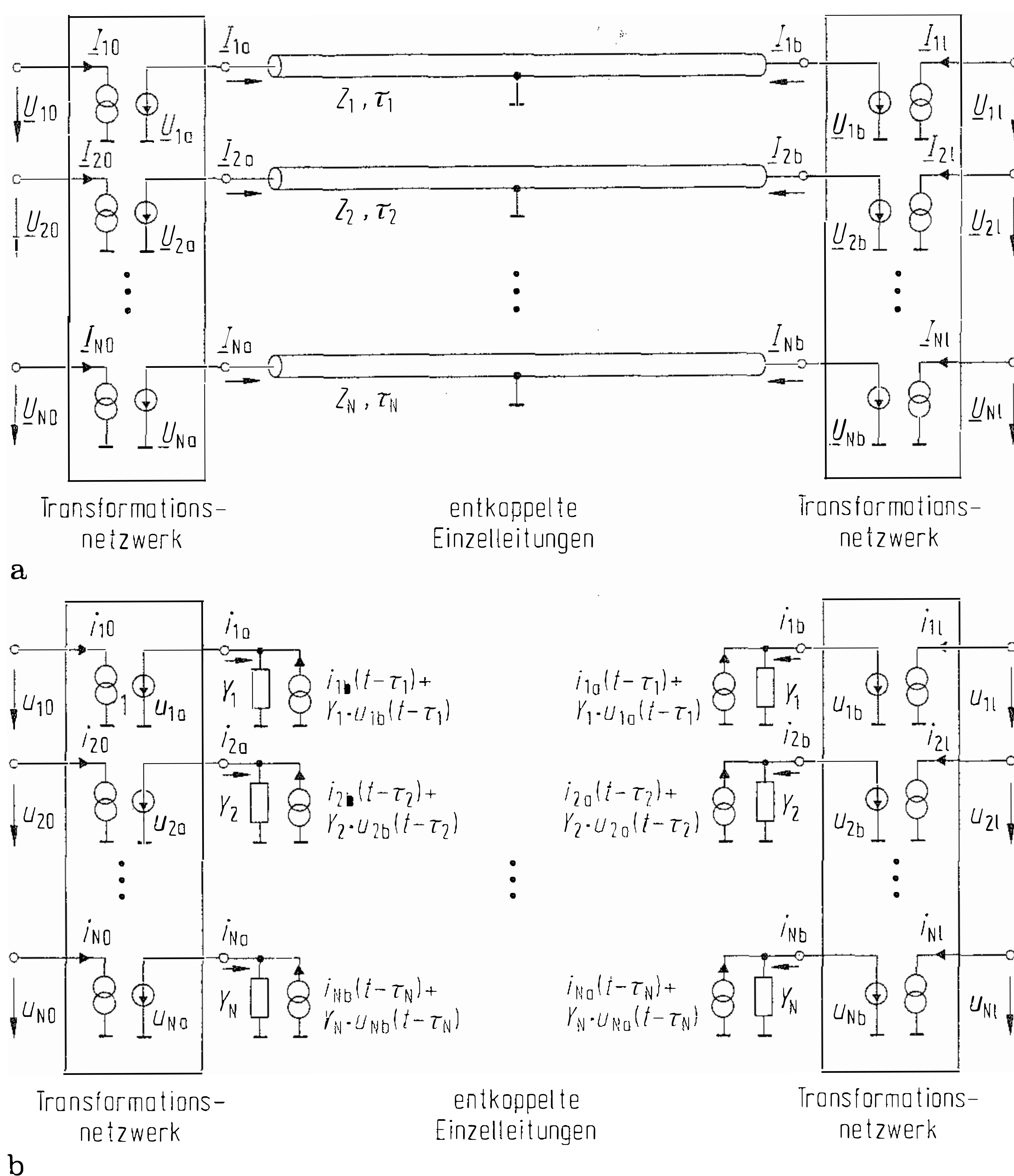


Bild 5. Strukturmodell für ein Mehrlagen-Mehrleitersystem. **a** Modell für den Frequenzbereich; **b** Modell für den Zeitbereich

Elektrotechnik seit Anfang der 60er Jahre eingesetzt. Die Programme entstanden in der Regel in der Entwicklungsabteilung einer Firma und wurden zunächst nur firmenintern genutzt. Obwohl es inzwischen Software-Firmen gibt, die sich auf den Vertrieb und die Weiterentwicklung von Rechnerprogrammen spezialisiert haben, sind auch heute noch viele firmeninterne Programme in ihrem jeweiligen Spezialgebiet auf einem höheren Niveau als die vergleichbaren, im Handel erhältlichen.

In der Elektrotechnik ist der Markt für CAD-Programme in drei Bereiche, die sich zum Teil überschneiden, aufgeteilt: Elektronikschaltungen, digitale Schaltungen sowie HF- und Mikrowellenanwendungen.

Erst seit Beginn der 80er Jahre haben CAD-Programme in der HF- und Mikrowellentechnik größere Verbreitung gefunden [2, 3]. Wegen der notwendigen komplizierten Theorien zur Beschreibung der physikalischen Effekte bei höheren Frequenzen (z. B. Verluste in Blindelementen, Dispersion auf Leitungen, frequenzabhängige Phasendrehung in Transistoren) sind zur Rechnersimulation wesentlich aufwendigere Programme als in den anderen Bereichen der Elektrotechnik notwendig. In der Anfangszeit war dementsprechend die Übereinstimmung zwischen der Rechnersimulation und der physikalischen Wirklichkeit häufig unzureichend. Seither sind die CAD-Programme wesentlich verbessert worden, die Fertigungstechnologien sind reproduzierbarer geworden, und die Meßtechnik ist genauer geworden. Außerdem ist der Trend feststellbar, in bevorzugtem Maße solche Technologien einzusetzen (z. B. planare Leitungen, bipolare Transistoren und MMICs), die sich mit den vorhandenen CAD-Programmen besonders gut berechnen lassen. Das Spektrum handelsüblicher CAD-Programme reicht von offenen Programmen, die von Meßgeräteherstellern kostenlos abgegeben werden, bis zu Programmsystemen, die vermietet bzw. zu Preisen oberhalb von hunderttausend DM verkauft werden.

Da das CAD-Programm und das Handbuch beliebig kopiert werden können, sorgt ein Hardkey dafür, daß die im Lizenzvertrag festgehaltene rechtliche Verpflichtung eingehalten wird. Dies ist eine Digitalschaltung, die in der Regel in einem Zwischenstecker für einen der Rechnerausgänge untergebracht ist. Das Programm prüft während der Nutzung das Vorhandensein dieses Hardkeys und läuft nur, solange sich dieser Hardkey am Rechner befindet. Die einfache Lizenz gilt nur für einen Rechner und einen Nutzer. Bei mehreren Terminals am gleichen Rechner erhöht sich der Kaufpreis.

Beim Kauf eines CAD-Programms erhält man üblicherweise:

- das eigentliche Programm in Form von Disketten oder Magnetbändern,

- das Benutzer-Handbuch,
- den Hardkey,
- einen Schulungskurs für einen oder mehrere Mitarbeiter,
- einen Lizenzvertrag,
- zeitlich begrenzt, z. B. für ein Jahr, kostenlose Anwenderberatung und kostenlose Programmweiterung, falls zwischenzeitlich eine neue, erweiterte Version des Programms auf den Markt kommt.

Ein CAD-Programm ist bezüglich seiner Rechnerumgebung nicht universell einsetzbar, sondern nur auf einem bestimmten Rechnertyp mit einer bestimmten Grafikkarte und einem bestimmten Betriebssystem lauffähig. Der Nutzer hat üblicherweise keine Möglichkeit, das Programm zu verändern. Am weitesten verbreitet sind die Betriebssysteme MS-DOS (z. B. für 16-Bit-PCs) und UNIX für 32-Bit-Arbeitsplatzrechner.

Ein komfortabler Einzelarbeitsplatz für CAD-Anwendungen besteht zum Beispiel aus einem schnellen AT-Rechner mit Speichererweiterung und Coprozessor sowie einem Farbbildschirm zur Darstellung der Grafik und einem Schwarzweiß-Bildschirm für die Texteingabe.

Die UNIX-Versionen der CAD-Programme sind zum Teil leistungsfähiger als die PC-Version. Sie haben weiterhin den Vorteil, daß mehrere unabhängige Nutzer zur gleichen Zeit mit dem gleichen Programm arbeiten können. Zentralrechneranlagen sind eher nachteilig für CAD-Anwendungen. Speziell für die schnelle, interaktive Grafikbearbeitung muß die Rechenleistung unmittelbar am Arbeitsplatz verfügbar sein.

Vorteile der rechnergestützten Entwicklung sind:

- Die Nutzungszeit teurer Meßplätze sinkt drastisch; dafür müssen zusätzlich vergleichsweise preiswerte, universeller nutzbare Rechnerarbeitsplätze geschaffen werden,
- weniger Aufwand für den Bau von Prototypen,
- eine mögliche Verkürzung der Entwicklungszeit bis zur Serienreife,
- geringerer Bauelementeverbrauch während der Entwicklungsphase,
- die Rechnersimulation eröffnet eine neue Art zu lernen [52]. Der interessierte Ingenieur kann durch gezielte Veränderungen am Schaltungsaufbau relativ schnell die Eigenschaften einer Schaltung erfassen,
- Vereinheitlichung und Vereinfachung der Dokumentation, verbesserter Zugriff,
- verbesserte Transparenz im Bereich Forschung und Entwicklung: Abteilung A nutzt eine Entwicklung der Abteilung B, oder Entwicklung X greift darauf zurück, daß Entwickler Y den firmenüblichen SMA-Chassisstecker gemessen und die Meßergebnisse als Datei archiviert hat.

Im folgenden wird dargestellt, welche vielfältigen Möglichkeiten die derzeit im Handel erhältlichen

CAD-Rechnerprogramme dem Entwickler eröffnen. Die den Programmen zugrundeliegenden Rechenverfahren werden angeführt.

8.2 Analyse linearer Schaltungen

Analysis of linear circuits

Zur Veranschaulichung des Verfahrens wird zunächst ein einfaches Schaltungsbeispiel benutzt: Ein Transistorverstärker in Microstripleitungstechnik soll berechnet werden. Dazu wird das CAD-Programm *Touchstone* der Firma EEsof Inc., USA, eingesetzt. Die Mehrzahl der CAD-Programme zur linearen Analyse verwendet ähnlich strukturierte Programme und Befehle. In dem vom Entwickler festgelegten Schaltplan (Bild 1) werden die Knotenpunkte zwischen den Bauelementen numeriert, und die verwendeten Bauelemente werden dem Rechner über die Tastatur in Form einer Netzliste eingegeben. Knoten Nr. 0 ist Masse. Bild 2 enthält das einzugebende Programm einschließlich der Erläuterung der Bedeutung einzelner Programmteile. In der ersten Zeile des Programmteils CKT werden die Eigenschaften des verwendeten Substratmate-

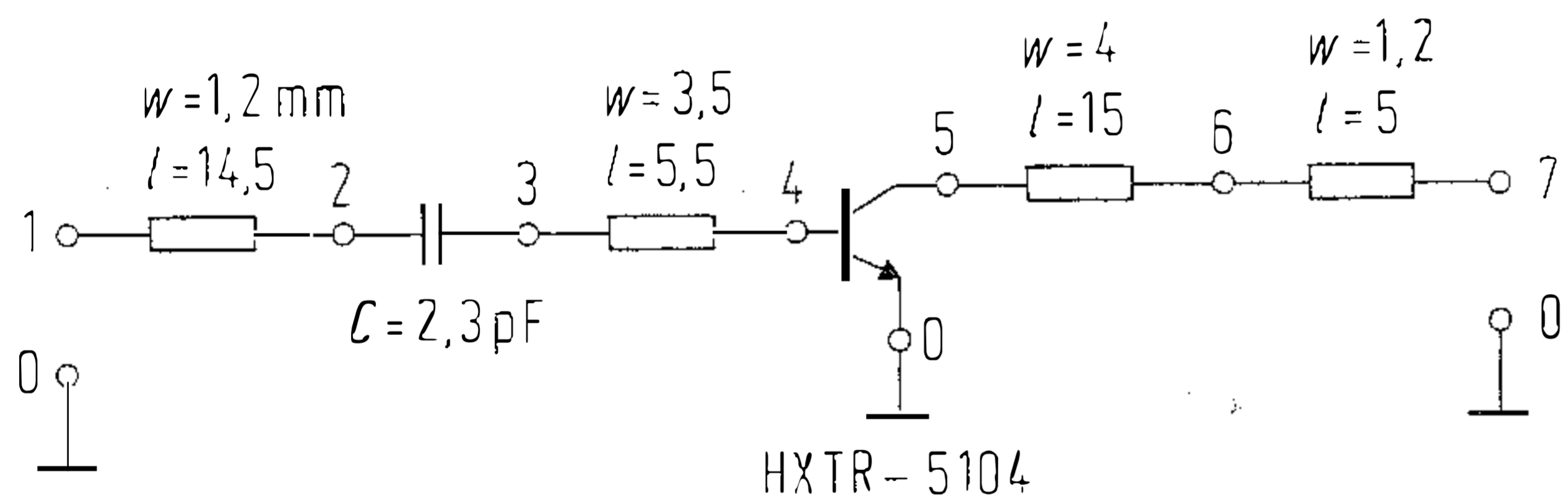


Bild 1. Schaltbild des gewählten Schaltungsbeispiels

rials beschrieben. Die zweite Zeile besagt, daß sich eine Microstripleitung mit 14,5 mm Länge und 1,2 mm Breite zwischen Knoten 1 und Knoten 2 befindet. Dann folgt ein Kondensator mit 2,3 pF von 2 nach 3. Durch die Numerierung der Knoten wird festgelegt, welche Bauteile miteinander verbunden sind. Wie die einzelnen Komponenten einzugeben sind, ist dem Benutzerhandbuch zu entnehmen. Die S-Parameter des verwendeten Transistors HXTR-5104 sind dem Programm bekannt. Die Liste ist unter dem Dateinamen HXTR5104 abgespeichert.

Nach vollständig richtiger Eingabe des Programms (falls nicht, erfolgt eine Fehlermeldung) wird auf einen Tastendruck hin die Verstärkung S_{21} als Funktion der Frequenz berechnet und wahlweise als Liste oder als Diagramm (Bild 3)

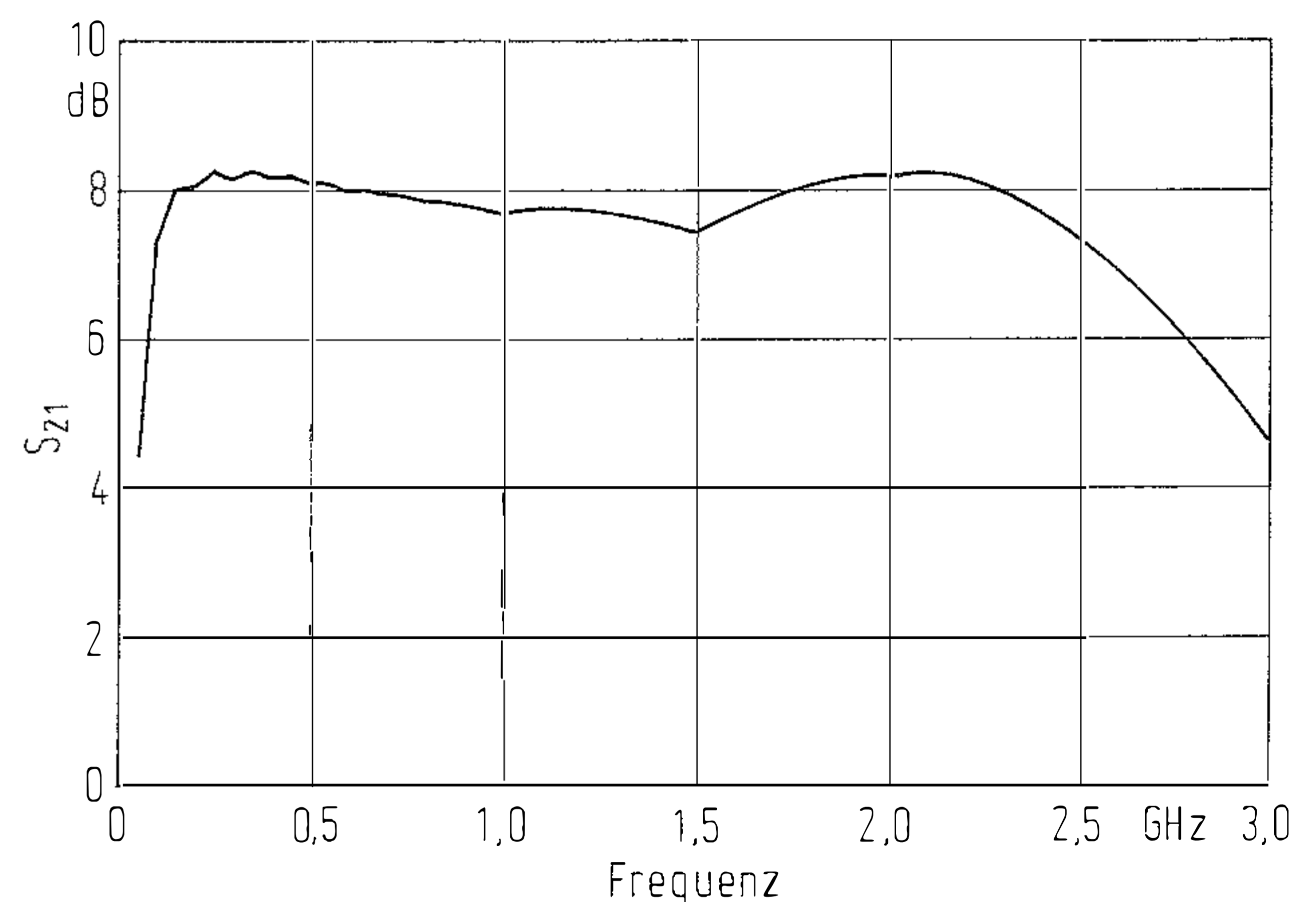


Bild 3. Rechenergebnis des gewählten Schaltungsbeispiels

DIM

Freq	GHz	} Festlegen der Maßeinheiten
Cap	pF	
Lng	mm	

CKT

MSub	Er = 10.2	h = 1.27	t = 0.07	Rho = 1	Rgh = 0
Mlin	1 2	w = 1.2	l = 14.5		
Cap	2 3	C = 2.3			
Mlin	3 4	w = 3.5	l = 5.5		
S2PA	4 5	0 HXTR	5104		
Mlin	5 6	w = 2	l = 15		
Mlin	6 7	w = 1.2	l = 5		
Def2P	1 7	Amp	! Das Zweitor von 1 nach 7 heißt Amp.		

OUT

Amp	dB [S 21]	! Für Amp soll $ S_{21} $ in dB berechnet werden.
-----	-----------	---

FREQ

Sweep	.1 3 .1	! Es soll von 0,1 bis 3 GHz gerechnet werden.
-------	---------	---

Bild 2. Netzliste bzw. Touchstone-Eingabeprogramm für die Schaltung in Bild 1

ausgegeben. Anschließend beginnt die eigentliche Entwicklungsarbeit. Man schaltet zurück in die Betriebsart „Programm bearbeiten“, ändert den Wert eines Parameters, z. B. $C = 2,2 \text{ pF}$ oder Leitungslänge l von 5 nach 6 gleich $15,5 \text{ mm}$. Man kann auch einen anderen Transistor benutzen oder weitere Bauelemente hinzufügen. Für die geänderte Schaltung läßt man jeweils erneut die Verstärkung berechnen, bis der gewünschte Frequenzgang erreicht ist.

Das CAD-Programm berechnet mit den Methoden der Analyse linearer Schaltungen bzw. mit der Matrizenrechnung für jede angegebene Frequenz die S-Parameter der Schaltung. Die Rechenzeit ist üblicherweise vernachlässigbar. Zur Berechnung beliebig vernetzter, linearer und nichtlinearer Schaltungen wird in den meisten Programmen die Knotenpotentialanalyse benutzt. Zur Verkürzung der Rechenzeit dienen spezielle Algorithmen zur Berechnung schwach besetzter Matrizen (sparse matrix techniques) [25]. Weitere mögliche Verfahren zur Analyse linearer Netzwerke in [26, 57]. Falls die zu berechnende Schaltung eine reine Kettenschaltung ist, wie z. B. der Verstärker in Bild 1, kann man bei einigen Programmen, um Rechenzeit zu sparen, von der Knotenpotentialanalyse auf die Berechnung mit Transmissions- bzw. Kettenparametern umschalten.

Bauelemente. Dem Nutzer steht eine Vielzahl von Modellen zur Verfügung:

- diskrete Bauelemente, z. B. R, L, C, M,
- unterschiedliche Leitungsformen, z. B. Streifenleitung, Microstrip-Leitung, Koplanar-Leitung, Rechteckhohlleiter, Koaxialleitung,
- Leitungsdiskontinuitäten [68, 70], z. B. gekoppelte Leitungen, T-Verzweigungen, offene Enden mit Streukapazität, Querschnittsprünge,
- handelsübliche Transistoren und MMICs,
- optoelektronische Komponenten,
- frei zu definierende Mehr Tore, die durch eine S-Parameterliste oder durch ein selbsterstelltes Rechnerprogramm festgelegt werden,
- spezielle Bauelemente, wie Interdigitalrichtkoppler, Rauschquellen oder Ersatzschaltbilder für Transistoren und Halbleiterdioden,
- von einem Parameter abhängige Bauelemente, deren Wert durch eine Gleichung vorgegeben wird (z. B. zur Beschreibung einer Pin-Diode oder einer Varaktordiode).

Die Genauigkeit dieser Modelle entspricht im optimalen Fall dem aktuellen Stand der Theorie und der Meßtechnik und wird durch die Zusammenarbeit zwischen Nutzern und Programmherstellern kontinuierlich verbessert [7].

Für den weniger erfahrenen Programm benutzer ist es besonders hilfreich, wenn beim Verlassen des Gültigkeitsbereichs eines Modells automatisch eine Warnung erfolgt. Bezüglich der Frequenz erstreckt sich dieser Gültigkeitsbereich bei

den großen Standardprogrammen für die lineare und nichtlineare Analyse derzeit bis 40 GHz .

Eine weitere Möglichkeit zur Dateneingabe ist die direkte Messung mit dem Netzwerkanalysator. Sofern beispielsweise im Netzplan in Bild 2 anstelle von HXTR 5104 die Bezeichnung NWA eingegeben wird, führt das CAD-Programm bei der Programmausführung automatisch eine Messung der Transistor-S-Parameter aus. Vorausgesetzt, daß ein geeigneter Netzwerkanalysator mit dem entsprechenden Meßaufbau angeschlossen ist.

Die Rechnersimulation einer realen Schaltung ist immer eine Näherung. Eine wesentliche Aufgabe des Ingenieurs, der ein Analyseprogramm benutzt, besteht darin, zu entscheiden, welche Modelle zur Beschreibung der Bauelemente eingesetzt werden und welche parasitären Effekte vernachlässigt werden können.

Ausgabemöglichkeiten. Für den eingeschwungenen Zustand bei sinusförmiger Anregung kann als Funktion der Frequenz berechnet werden:

- Betrag und Phase der S-Parameter oder verwandter Netzwerkparameter,
- Ströme und Spannungen,
- Rauschparameter wie Rauschzahl, Rauschtemperatur, Quellimpedanz für minimale Rauschzahl, Kreise konstanter Rauschzahl,
- Verstärkerparameter wie Stabilitätsfaktor, Stabilitätskreise, Kreise konstanter Verstärkung oder Abschlußimpedanzen für beidseitige Leistungsanpassung,
- vom Nutzer vorgegebene mathematische Zusammenhänge zwischen diesen Größen.

Da sich eine umfangreiche Schaltung in einzelne Blöcke zerlegen läßt, kann man die gewünschten Größen nicht nur für die Gesamtschaltung, sondern auch an frei zu definierenden Stellen innerhalb der Schaltung berechnen lassen. Zur Darstellung des Rechenergebnisses stehen verschiedene Möglichkeiten zur Auswahl: Eine Tabelle mit Zahlenwerten oder eine grafische Darstellung in kartesischen Koordinaten mit linearer oder logarithmischer Frequenzachse bzw. in Polarkoordinaten in der komplexen Ebene, jeweils mit frei wählbaren Maßstäben. Zu Beginn einer Schaltungsentwicklung ist die Fähigkeit des CAD-Programms zur automatischen Anpassung der Grenzen des Darstellungsbereichs an das Rechenergebnis besonders vorteilhaft. Im Beispielpogramm in Bild 2 wird davon Gebrauch gemacht. Da kein Programm block über das Ausgabeformat enthalten ist, werden die Bereichsgrenzen für die darzustellene Verstärkung automatisch so festgelegt, daß alle berechneten Funktionswerte von S_{21} im Bereich von $0,1$ bis 3 GHz dargestellt werden.

Schaltungsabgleich. In der Betriebsart „Schaltungsabgleich“ hat der Entwickler die Möglich-

keit, Bauelemente-, Material- und Gleichungsparameter zu verändern. In Analogie zur experimentellen Schaltungsentwicklung, in der z. B. die Veränderung einer gemessenen Durchlaßkurve durch Abgleich eines Resonanzkreises erfolgt, wird die Auswirkung einer über die Tastatur eingegebenen Änderung jeweils neu berechnet, und das aktuelle Ergebnis wird zusammen mit dem ursprünglichen dargestellt. Auf diese Weise sind Verbesserungen oder Verschlechterungen unmittelbar ersichtlich. Die Rechnersimulation hat dabei den Vorteil, daß auch solche Parameter wie Streifenleiterbreite oder Substrathöhe, die in der Realität einen Neuaufbau der Schaltung erfordern würden, problemlos veränderbar sind. Bei den heute üblichen Rechengeschwindigkeiten erscheint im Anschluß an eine Parameteränderung praktisch ohne Zeitverzögerung die grafische Ausgabe des aktuellen Ergebnisses auf dem Bildschirm.

Optimierung. Mit zunehmender Zahl der Parameter, die verändert werden können, und bei Vorliegen mehrerer Entwicklungsziele (z. B. niedrige Rauschzahl, konstante Verstärkung und gute Anpassung) steigen die Anforderungen an die Fähigkeiten des Entwicklers, in angemessener Zeit durch Abgleichen die optimale Schaltung zu finden. In der Betriebsart „Optimieren“ stehen deshalb mehrere rechnergesteuert ablaufende Optimierungsverfahren zur Auswahl [4–6, 60]. Sie unterscheiden sich durch die Art der Strategie, z. B. Zufallsverfahren (random optimizer) oder Gradientenverfahren (gradient optimizer) und durch die Definition des Optimierungskriteriums: Bei der Optimierung einer Eingangsimpedanz wird man u. U. den jeweiligen Größtwert des Reflexionsfaktors im betrachteten Frequenzintervall suchen und schrittweise verkleinern. Bei der Optimierung einer gewünschten Verstärkung wird man das mittlere Fehlerquadrat bezogen auf einen vorgegebenen Sollwert berechnen und minimieren.

Der Entwickler gibt Anzahl und zulässige Variationsbreite der Parameter sowie einfache, gewichtete oder kombinierte Entwicklungsziele vor und startet die Optimierung. Je nach Art der gewählten Optimierung wird jetzt abwechselnd ein Parameter nach dem anderen statistisch verändert, oder es wird zunächst nur der Parameter verändert, der die größte Annäherung an das Ziel bringt, oder es wird eine andere Strategie benutzt. Jede Verbesserung wird gespeichert und, falls gewünscht, als Ausgangspunkt der weiteren Optimierung benutzt.

Besonders bei einer großen Anzahl in die Optimierung einbezogener Parameter benötigt das Verfahren relativ viel Rechenzeit, da es sich um rechnergesteuertes, mehr oder minder blindes Probieren handelt. Der Rechner weiß nicht, wel-

cher Teil der Schaltung für die Rauschzahl und welcher Parameter primär für die obere Grenzfrequenz zuständig ist. Die Optimierung ist ein sinnvolles Instrument, um einen guten Schaltungsentwurf abzurunden. Sie ist derzeit nicht in der Lage, fehlende Kenntnisse des Programmbenutzers zu kompensieren. Im Gegenteil, der ökonomische Einsatz von Optimierungsverfahren bedingt umfangreiche zusätzliche Kenntnisse über die Art der Optimierung und über das richtige Festlegen der Randbedingungen. Sofern eine Schaltung vom Konzept oder von der gewählten Topologie her suboptimal ist, bleibt diese Eigenschaft auch nach dem rechnergestützten Optimieren erhalten. Wenn der Rechner die Optimierung beendet, weil ein Optimum gefunden wurde, ist es die Aufgabe des Nutzers zu entscheiden, ob es sich dabei um ein lokales oder um das globale Optimum handelt.

Toleranzanalyse. Selbst unter der Voraussetzung, daß die Modellierung der Realität im Rechner fehlerlos erfolgt ist, ergeben sich Abweichungen zwischen der realen Schaltung und der Rechner-simulation aufgrund von Herstellungstoleranzen, Material- und Exemplarstreuung. Die Betriebsart „Toleranzanalyse“ untersucht für den Fall der Serienfertigung, wieviel Prozent des Endprodukts innerhalb des zulässigen Schwankungsbereichs der technischen Daten liegen, wenn z. B. die Kapazitätswerte der benutzten Kondensatoren um $\pm 10\%$, die Dielektrizitätszahl des Substrats um $\pm 0,2\%$ und die S-Parameter des Transistors um einen weiteren vorzugebenden Wert variieren dürfen. Vorgegeben wird weiterhin, ob diese Parameterschwankungen gleich verteilt oder z. B. normal verteilt sind. Mit diesen Eingabedaten ermittelt das CAD-Programm, wieviel Prozent einer Serienfertigung die Anforderungen im Mittel erfüllen und inwieweit welcher Schaltungsparameter dafür verantwortlich ist [24]. Diese Berechnungen sind sehr hilfreich, um auf die etwaigen Schwachpunkte eines Entwurfs hinzuweisen. Auch hier gibt es ein Optimierungsverfahren, das im Anschluß an die Schwachstellenanalyse eine automatische Umdimensionierung mit gleich verteilten Schwachstellen erzeugt (design centering). Die Zeit, in der eine Schaltung bis zur Serienreife entwickelt ist, läßt sich damit verkürzen und die dann in der Serienfertigung erzielbare Ausbeute (production yield) vergrößern.

Auch bezüglich der Zuverlässigkeit einer Schaltung ist es günstiger, die Bauelemente so zu dimensionieren, daß trotz alterungs- oder temperaturbedingter Parameteränderungen die Übertragungseigenschaften sicher innerhalb des zulässigen Schwankungsbereichs liegen. Ein weiteres Ziel der Toleranzanalyse kann es sein, völlig

ohne oder mit möglichst wenig Abgleichelementen auszukommen.

Das einfachste Rechenverfahren zur statistischen Toleranzanalyse ist die Monte Carlo-Methode. Dabei wird die Schaltungsanalyse N -mal (beispielsweise mit $N=1000$) durchgeführt, wobei die untersuchten Bauelementewerte von mal zu mal statistisch, von einem Zufallszahlengenerator gesteuert, verändert werden. Eine derartige Rechnersimulation der Serienfertigung ist entsprechend zeitaufwendig. Die Ungenauigkeit der so gewonnenen statistischen Aussage nimmt proportional $1/\sqrt{N}$ ab. Andere Rechenverfahren, die mit wesentlich weniger Rechenzeit zu einem vergleichbaren Ergebnis führen, sind das „Shadow“-Modell [59] und das „Truth“-Modell [58].

Statistische, voneinander unabhängige Bauelementeschwankungen sind in der Praxis jedoch nicht immer gegeben. Einflüsse wie Alterung und Temperatur oder ein zu langer Ätzvorgang betreffen stets mehrere Bauelemente gleichzeitig. Falls an einem bestimmten Arbeitsplatz in der Produktion bevorzugt Bonddrahtverbindungen mit besonders langen Drähten ausgeführt werden, sind alle Chips in einer Schaltung so angeschlossen.

Alternativ zu einer Toleranzanalyse, die von statistischen Bauelementeschwankungen ausgeht, ist auch eine Berechnung möglich, die vom jeweils ungünstigsten Fall ausgeht (worst-case analysis). Wenn nur ein Zahlenwert gesucht ist, der die Abhängigkeit einer Schaltungseigenschaft (z.B. S_{21}) vom Wert eines Bauelements (z.B. C_1) angibt, spricht man von Empfindlichkeitsanalyse. Für die Ermittlung dieses Wertes $\partial S_{21}/\partial C_1$ existieren mehrere Berechnungsmöglichkeiten [26].

Von den meisten größeren Analyseprogrammen gibt es eine kostengünstigere HF-Version. Hierbei fehlen die Modelle für die Mikrowellenleitungen.

8.3 Analyse nichtlinearer Schaltungen

Analysis of nonlinear circuits

Zur Analyse nichtlinearer Schaltungen [8] gibt es zwei Gruppen von CAD-Programmen. Diejenigen, die nur im Zeitbereich rechnen [9, 65, 67] und als Eingangssignale für die Schaltung beliebige Zeitfunktionen zulassen (z.B. pulsmodulierte Signale, Einschaltfunktionen) und diejenigen, die den eingeschwungenen Zustand berechnen [10–14], bei Schaltungsanregung mit ausschließlich sinusförmigen Eingangssignalen. Typische Anwendungsbeispiele für die erste Gruppe sind die Berechnung des Einschwingverhaltens einer Filterschaltung, die Pulsansteuerung einer Transistorendstufe im C-Betrieb und das Anschwin-

gen eines Oszillators. Beispiele für die zweite Gruppe sind die Berechnung des Großsignalverhaltens eines Mixers oder eines Transistorverstärkers und die Ermittlung des Intermodulations- oder Kreuzmodulationsverhaltens.

Bei der Berechnung im Zeitbereich werden Ströme und Spannungen als Zeitfunktionen dargestellt und die Eigenschaften der Bauelemente (L, C, Leitung) durch Integral- und Differentialgleichungen beschrieben. Zur Schaltungsanalyse werden die bekannten Verfahren zur numerischen Integration und Differentiation benutzt. Berechnungen im Zeitbereich benötigen wesentlich mehr Rechenzeit als solche im Frequenzbereich.

In vielen Anwendungen ist jedoch nur der eingeschwungene Zustand von Interesse. Dann kann zur Verringerung des Rechenaufwands die Schaltung entsprechend Bild 4 aufgeteilt werden in einen linearen und einen nichtlinearen Schaltungsteil. Im in der Regel umfangreicheren linearen Teil wird zeitsparend im Frequenzbereich gerechnet, im nichtlinearen Teil im Zeitbereich. Die Umrechnung von harmonischen Sinussignalen in periodische Zeitfunktionen erfolgt über die Fourier-Reihe, in umgekehrter Richtung über die Fourier-Transformation (FFT). Die Berechnung wird iterativ solange durchgeführt, bis die Amplituden der Harmonischen an den Schnittstellen mit ausreichender Genauigkeit aneinander angepaßt sind. Daher der Name dieses Verfahrens: Harmonic-balance-Methode.

Für Schaltungen, die nur wenig nichtlinear sind – dies trifft auf den überwiegenden Teil aller HF- und Mikrowellenschaltungen zu –, bietet die Analyse des eingeschwungenen Zustands mit Hilfe der Volterra-Reihe wesentliche Vorteile [45, 61, 62, 66]. Die möglichen Konvergenzprobleme sowie der enorme Speicherplatz- und Rechenzeitbedarf der beiden oben angeführten Verfahren entfallen hierbei.

Die Ausgabe der Rechenergebnisse erfolgt als Zeitfunktion (Darstellung analog zu einem Oszilloskop) oder als spektrale Darstellung wie bei einem Spektrumanalysator. Alternativ sind vom Benutzer frei vorgebbare andere Darstellungsformen möglich, wie z.B. Ausgangspegel der 3. Harmonischen als Funktion des Eingangspegels der Grundschwingung oder Mischerverluste als Funktion des Diodengleichstroms. Für viele Meßaufgaben lassen sich per Blockschaltbild Meßgeräte und vollständige Meßaufbauten aufrufen. Das Analyseprogramm simuliert damit neben der zu untersuchenden Schaltung die vom Entwicklungslabor her gewohnte Meßumgebung.

Zusätzlich zu den Bauelementen, die bereits in der linearen Analyse aufgeführt wurden, stehen Gleichstromquellen und Großsignalmodelle für die verschiedenen Transistortypen und Dioden zur Verfügung. Damit lassen sich die Kennlinien-

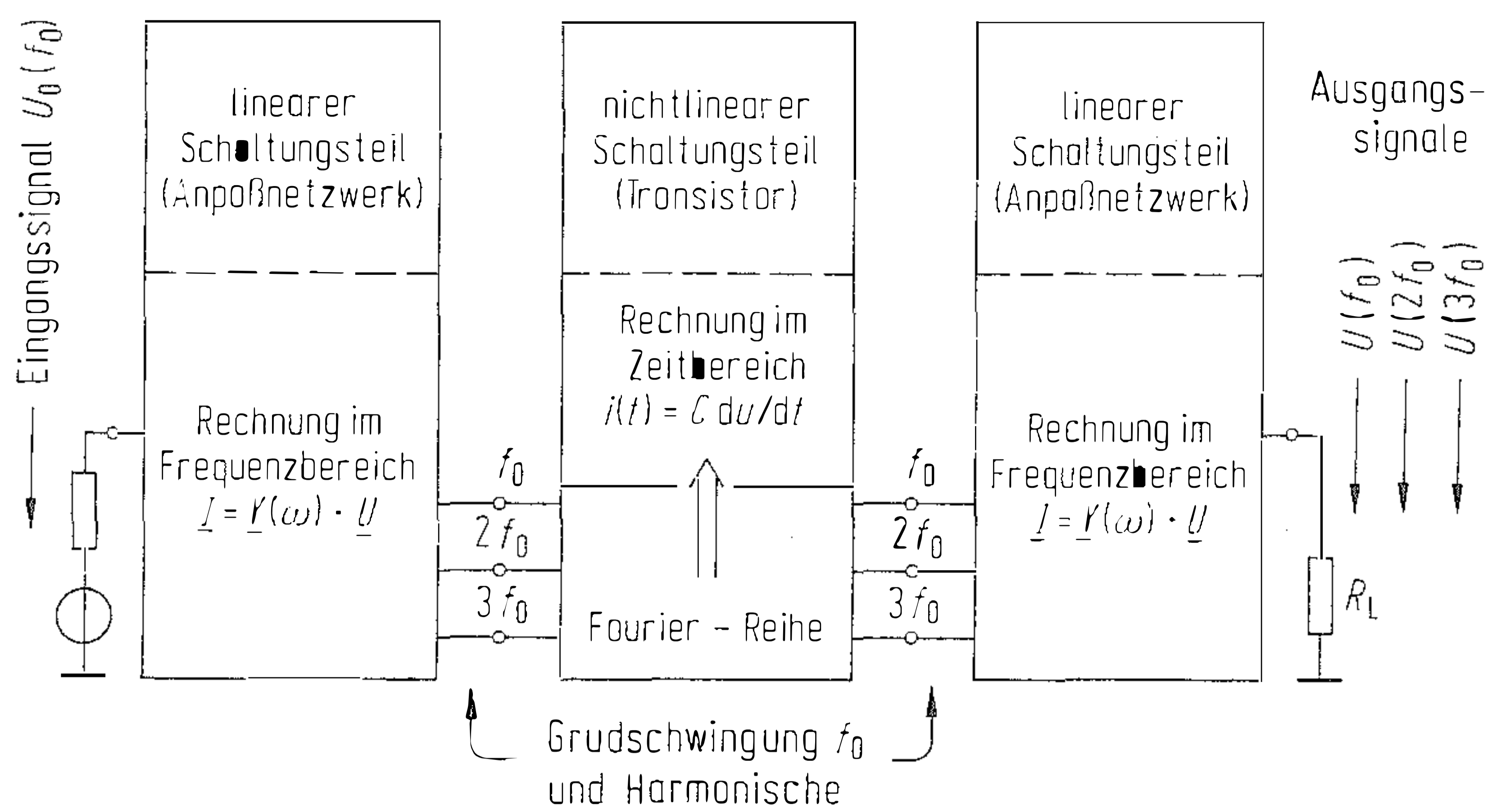


Bild 4. Aufteilung der Schaltung bei der Harmonic-balance-Methode, dargestellt am Beispiel eines Transistorverstärkers

felder realer Halbleiterbauelemente bis in den Bereich der statischen Durchbruchspannung nachbilden. Neben dem HF-Verhalten kann auch das Gleichstromverhalten einer Schaltung berechnet werden. Analog zur Analyse linearer Schaltungen sind die Zusatzfunktionen interaktiver Abgleich, Optimierung und Toleranzanalyse verfügbar.

Verständlicherweise ist es bei der Analyse nichtlinearer Schaltungen wesentlich schwieriger als bei der linearen Analyse, eine ausreichende Übereinstimmung zwischen der Simulation und der Realität zu erreichen. Wenn beispielsweise ein Verstärker für 10 GHz bis zur 4. Harmonischen berechnet werden soll, müßten *alle* Bauelemente im CAD-Programm so beschrieben sein, daß ihr Übertragungsverhalten bis 50 GHz berechenbar ist. Ein Koppelkondensator, eine verdrosselte Gleichstromzuführung und ein Übergang auf Koaxialleitung, die bei 10 GHz in guter Näherung als ideal gelten können und unberücksichtigt bleiben, müßten dann bis 50 GHz exakt modelliert werden. Diese Problematik der häufig unzureichenden Übereinstimmung zwischen der Realität und ihrer Beschreibung im Rechnermodell gilt selbstverständlich auch für Rechnungen im Zeitbereich.

8.4 Layout und Dokumentation

Layout and documentation

Für planare Mikrowellenschaltungen, d. h. also im Microstrip-, Koplanar- und Streifenleitungstechnik, muß das Ersatzschaltbild (Bild 1) umgesetzt werden in die maßstäbliche Darstellung der Leiterstrukturen (Bild 5). Die Rechnerprogramme, die diese Umsetzung automatisch durchführen, können unmittelbar zur Ansteuerung von Plottern oder Fotoplottern eingesetzt werden, die dann die Fotomaske zur Herstellung der planaren Leiterstruktur liefern. Der erste Schritt dieser Umsetzung ist das Umrechnen der elektri-

schen Daten (Leitungswellenwiderstand, elektrische Länge) in mechanische Abmessungen (Streifenbreite und -länge). Der zweite Schritt, die grafische Bearbeitung, entspricht grundsätzlich der Erstellung von Fotomasken für mehrlagige gedruckte Schaltungen im Elektronik-CAD-Bereich. Zur Anpassung an den jeweiligen Ätzprozeß können automatische Korrekturen gewählt werden (Über-, Untermaß).

Die Programme stellen eine Vielzahl von Zeichenebenen zur Verfügung, so daß der Leiterstruktur, die sich in einer Zeichenebene befindet, beispielsweise folgende andere Zeichenebenen maßstäblich zugeordnet werden können:

- die Beschriftung des Substrats,
- ein Lageplan der Bauelemente, der Bohrungen, der Bonddrähte,
- die maßstäblichen Abmessungen der Bauelemente (aus einer Datei),
- die Bearbeitung der Metallisierung auf der Substratunterseite,
- Abgleichelemente und Gleichstromzuführungen,
- eine technische Zeichnung des Gehäusebodens,
- ein Lageplan der Dünnschichtwiderstände.

Besonders günstig ist es, sofern die Layout-, Dokumentations- und Analyseprogramme in einem übergeordneten Programmrahmen miteinander verbunden sind, wenn die Schaltungsentwick-

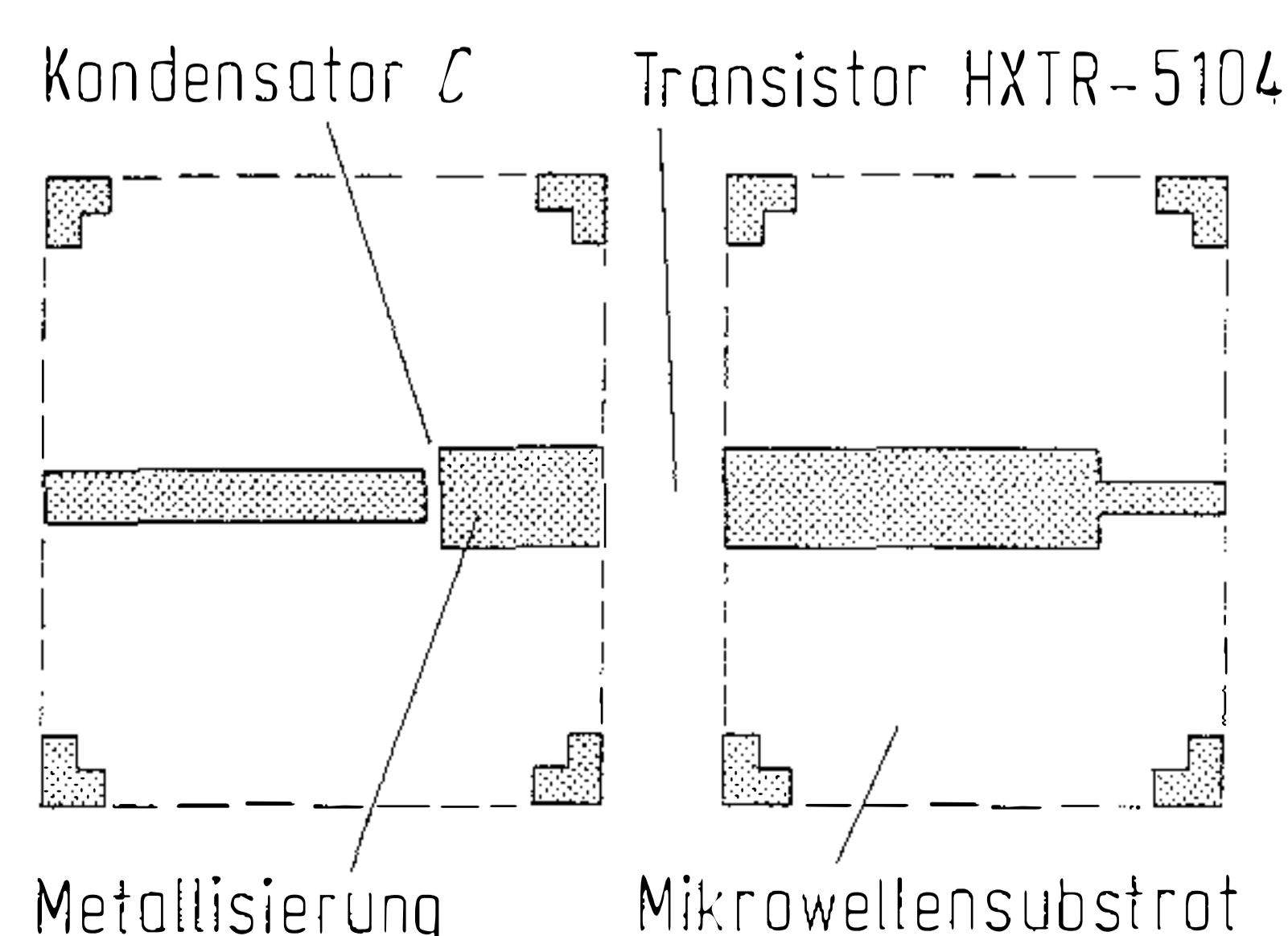


Bild 5. Layout des gewählten Schaltungsbeispiels (Bild 1); maßstäbliche Darstellung der planaren Leiterstreifen

lung im Endstadium vom Layout aus gesteuert werden kann. Zum einen kann man dann die Ausdehnung der Schaltung an die vorgegebene Gehäuse- bzw. Substratgröße anpassen. Zum anderen sieht der Schaltungsentwickler unmittelbar auf dem Farbbildschirm, ob das Transistorgehäuse mit anderen Bauelementen kollidiert und ob die gewählten Impedanztransformationen sinnvolle Leiterstreifenbreiten ergeben. Bei dieser sehr komfortablen Form eines CAD-Systems ist jedem Bauelement eine Datei mit den elektrischen Daten, eine Datei mit den mechanischen Abmessungen, eine Angabe über seine maßstäbliche Lage und Orientierung auf dem Substrat und eine Datei mit den Angaben über die grafische Darstellung einschließlich Text im Schaltbild zugeordnet.

Bei wahlweiser Schaltplanmanipulation über das Layout, das Ersatzschaltbild oder die Netzliste werden Änderungen in einem Bereich jeweils automatisch auf alle anderen übertragen. Nach Abschluß der Entwicklung kann über die angeschlossenen Sichtgeräte per Tastendruck abgefragt werden:

- von der mechanischen Werkstatt die Abmessungen des Gehäuses,
- von der Projektleitung die Eigenschaften der Schaltung,
- von der Lagerverwaltung die Stückliste der benötigten Bauelemente,
- vom Dünnfilmlabor die Fotomaske,
- vom Service die Abgleichanleitung,
- vom Kollegen aus der Nachbarabteilung die Daten des neuentwickelten Richtkopplers,
- von der Fertigung der Lageplan der Bauelemente.

Spezielle Funktionen, die den Schaltungsentwurf über das Layout effizient gestalten, sind die Eingabe von Änderungen mit einer Maus, die Möglichkeit, einen Schaltungsteil auf dem Substrat zu verschieben, mit automatischer Korrektur aller Zuleitungen (Gummibandeffekt), das Einrasten von zunächst beliebig angeordneten Bauelementen in ein vorgegebenes Raster sowie das Drehen, Spiegeln, Löschen, Kopieren, Vergrößern und Verkleinern von Komponenten und Schaltungsteilen.

8.5 Synthese von Filter- und Anpaßschaltungen

Synthesis of filter and matching circuits

Im Unterschied zu allen anderen CAD-Programmen, bei denen der Benutzer die Schaltung vorgibt und das Rechnerprogramm deren Eigenschaften ermittelt (Schaltungsanalyse), ist bei Filter- und Anpaßschaltungen eine Synthese möglich: Der Nutzer gibt die geforderten Schaltungseigenschaften vor, und das Programm be-

rechnet mehrere Schaltungsvarianten, die diese Eigenschaften erfüllen.

Für verlustlose Schaltungen mit diskreten Bauelementen (L, C, Übertrager) gibt es sowohl direkte als auch iterative Verfahren zur Synthese von Filterschaltungen (zwischen ohmschen Widerständen) und von Anpaßschaltungen (zwischen komplexen Impedanzen).

Mit den handelsüblichen CAD-Programmen können Tiefpaß-, Hochpaß-, Bandpaß- und Allpaßschaltungen sowie Bandsperren berechnet werden. Selbstverständlich existieren dabei programmbedingte oder physikalisch bedingte Grenzen. Die zulässige relative Bandbreite von Bandpässen liegt beispielsweise zwischen etwa 1 % und einer Dekade. Vorgegeben werden können die gewünschte Übertragungscharakteristik (zum Beispiel Butterworth, Tschebyscheff, Bessel oder Cauer), die Abschlußimpedanzen, die Grenzfrequenzen, die Lage des Durchlaßbereichs und die maximale Welligkeit, die Flankensteilheit, Schranken für die zulässigen Wertebereiche der Bauelemente, die maximal zulässige Fehlanpassung im Durchlaßbereich und die Güte der Bauelemente. Aus den vom Rechner vorgeschlagenen Schaltungsvarianten wird eine geeignete Schaltung ausgewählt und interaktiv optimiert. Einzelne Komponenten können automatisch in äquivalente Leitungsschaltungen umgesetzt werden. Die sich dabei ergebenden Veränderungen des Übertragungsverhaltens werden anschließend interaktiv mit Optimierungsverfahren durch Verändern vorgegebener Parameter minimiert.

Zur vollständigen Berücksichtigung aller Verluste und parasitären Effekte wird die synthetisierte Filter- bzw. Anpaßschaltung mit einem CAD-Programm für die Analyse linearer Schaltungen weiter bearbeitet.

Zur vollständigen Berücksichtigung aller Verluste und parasitären Effekte wird die synthetisierte Filter- bzw. Anpaßschaltung mit einem CAD-Programm für die Analyse linearer Schaltungen weiter bearbeitet.

Für spezielle Filterbauformen existieren gesonderte Syntheseprogramme. So zum Beispiel für Filter mit

- gekoppelten Streifenleitungsresonatoren,
- gekoppelten Microstripleitungsresonatoren,
- Keramikresonatoren,
- koaxialen Topfkreisen (Interdigitalfilter),
- Hohlraumresonatoren,
- YIG-Resonatoren.

Bei den direkten, analytischen Verfahren [15–17] wird die Betriebsleistungsverstärkung g_T (s. F 1.4) des zu synthetisierenden Zweitorts als Gleichung vorgegeben. Also beispielsweise als gebrochen rationale Funktion mit einem Tschebyscheff-Polynom, wenn die Schaltung Tschebyscheff-Verhalten haben soll. Die Abschlußimpedanzen an beiden Seiten des Zweitorts werden jeweils durch

ein R-L-C-Netzwerk mit konstanten Bauelementwerten beschrieben. Die weitere Rechnung wird in der komplexen s-Ebene durchgeführt, mit $s = \sigma + j\omega$. Mit Hilfe der üblichen Rechenverfahren, z. B. über eine Partialbruchzerlegung, ergeben sich dann die Bauelemente des Filters, meist als Abzweigschaltung.

Viel häufiger liegt jedoch der Fall vor, daß eine komplexe Transistoreingangsimpedanz innerhalb eines vorgegebenen Frequenzbereichs an einen reellen Generatorinnenwiderstand angepaßt werden soll. Von den dafür geeigneten iterativen Syntheseverfahren [17–22, 54] wird im CAD-Bereich besonders häufig die „real frequency technique“ angewendet. Der Name rührt daher, daß die anzupassende Impedanz als Tabelle vorliegt: Zu jedem reellen Frequenzpunkt gehört ein komplexer Impedanzwert. Das Verfahren rechnet also zunächst mit reellen Kreisfrequenzen ω . Wiederum ausgehend von der Betriebsleistungsverstärkung g_T , die jetzt aber nur bei diskreten Frequenzen bekannt ist, wird der Realteil der Eingangsimpedanz des Zweitors durch einen Polygonzug approximiert und an den gewünschten Verlauf angepaßt. Der zugehörige Imaginärteil wird über die Hilbert-Transformation berechnet. Die sich ergebende, stückweise stetige Funktion wird durch eine gebrochen rationale Funktion angenähert und aus dieser wird dann, wie bei den direkten Verfahren, die gesuchte Schaltung ermittelt.

Bei den direkten und bei den iterativen Verfahren kann man nicht nur einen geradlinigen Verlauf, sondern auch einen linearen Anstieg oder Abfall der logarithmierten Übertragungsfunktion im Durchlaßbereich vorgeben. Damit ist die Möglichkeit gegeben, das Eingangs- und Ausgangsanpaßnetzwerk eines breitbandigen Transistorverstärkers oder die Anpaßschaltung zwischen zwei Transistoren eines mehrstufigen Verstärkers vom Syntheseprogramm entwerfen zu lassen (s. F 1.7, F 1.8). Bei der direkten Synthese wird der Transistor als rückwirkungsfrei angenommen. In einer Weiterentwicklung der Real-frequency-Methode [27] werden sowohl die Transistorrückwirkung als auch die Verluste in den Kondensatoren und Induktivitäten berücksichtigt, und zwar die ohmschen, die dielektrischen und die Skineffektverluste einschließlich ihrer jeweiligen Frequenzabhängigkeit.

8.6 Analyse von Systemen

Analysis of systems

Die jüngste Entwicklung im Bereich der CAD-Programme sind solche, mit denen analoge HF- und Mikrowellensysteme analysiert werden können. Im Unterschied zur Schaltungsebene, wo diskrete Bauelemente wie Kondensatoren, Widerstände und Transistoren zu Schaltungen zu-

sammengesetzt werden, benutzt man in der Systemebene komplette Schaltungen bzw. Systemkomponenten wie z. B. Verstärker, Filter, Dämpfungsglieder, Mischer, Leitungen, Antennen und Funk-Kanäle, um die Systemeigenschaften berechnen zu können.

Die Beschreibung der benutzten Komponenteneigenschaften ist auf verschiedene Arten möglich. Zu Beginn einer Systementwicklung oder, wenn es sich beispielsweise um die kurzfristige Erstellung eines Angebots oder um eine Machbarkeitsstudie handelt, sind sehr wenige Angaben ausreichend, um mit Hilfe des CAD-Programms einen Überblick über das Systemverhalten zu bekommen. Bei einem Filter genügt der Typ, die Grenzfrequenz und die Flankensteilheit, bei einem Dämpfungsglied der Dämpfungswert und der Reflexionsfaktor. Die Eingabe erfolgt in Form einer Netzliste über die Tastatur oder über das Blockschaltbild mit der Maus. Wenn die Systementwicklung weiter fortgeschritten ist, werden diese einfachen Modelle ersetzt durch genauere Beschreibungsarten. Für ein Filter wird die S-Parameterdatei aufgerufen, die mit einem Filtersyntheseprogramm ermittelt wurde und ein Verstärker wird durch temperatur- und frequenzabhängige Rauschparameter in Gleichungsform und durch S-Parametertabellen als Funktion der Eingangsleistung und der Frequenz beschrieben. Handelsübliche Komponenten werden aus Herstellerdateien mit ihrer Modellnummer aufgerufen. Das System kann von Rauschquellen und von Signalquellen mit Sinusignalen verschiedener Frequenzen oder mit beliebigen periodischen Zeitfunktionen gespeist werden (unter anderem also AM-, FM- und pulsmodulierte Signale). Verzweigungen und Rückkopplungsschleifen sind möglich.

Die Berechnung des Systems erfolgt im Zeitbereich oder im Frequenzbereich unter Berücksichtigung aller Nichtlinearitäten und aller internen Reflexionen. Am Ausgang des Systems und an beliebigen Stellen zwischen den Komponenten können die Signal- und die Rauschparameter [23] gemessen werden. Als unabhängige Variable kann die Frequenz, die Zeit, die Temperatur und die Leistung benutzt werden. Damit sind Ausgabegrößen möglich wie Amplitude der Harmonischen als Funktion des Eingangspegels, Rauschzahl als Funktion der Temperatur oder zeitlicher Verlauf des Videoimpulses am Ausgang eines logarithmischen Verstärkers.

Alternativ zur grafischen Darstellung lassen sich Meßgrößen analog zu einem Pegelplan in Form von Tabellen darstellen. So kann der Systementwickler feststellen, welche Verstärkerstufe zuerst in die Kompression kommt, welches Bauteil für die Entstehung einer nichtharmonischen Spektrallinie zuständig ist oder wodurch der Störabstand am wirkungsvollsten verbessert werden kann. Für den eigentlichen, interaktiven Vor-

gang der Systementwicklung stehen wie bei den CAD-Programmen der Schaltungsanalyse die Betriebsarten *Abgleich*, *Optimierung* und *Toleranzanalyse* zur Verfügung.

Zur Analyse von Radarsystemen, Funkempfängern und Funkverbindungen sind spezialisierte CAD-Programme erhältlich.

8.7 Ersatzschaltbilder für Transistoren

Transistor equivalent circuit models

Bei der Berechnung von Transistorverstärkern haben die Kennwerte des Transistors einen entscheidenden Einfluß auf die Übereinstimmung zwischen dem Rechenergebnis und der Realität. Im einfachsten Fall stehen die Transistordaten dem CAD-Programm in Form einer Tabelle zur Verfügung. Darin sind für diskrete Frequenzen Betrag und Phase aller vier S-Parameter enthalten. Sie sind gültig für eine spezielle Schaltung (z. B. Basis-Schaltung), für einen festen Gleichstromarbeitspunkt und für den Kleinsignalbetrieb. Die S-Parameter für nichtenthaltenen Frequenzen werden interpoliert. Dies ist der Grund dafür, daß der Frequenzgang in Bild 3 keine glatte Kurve ist. Die S-Parameterdateien werden von den Transistorherstellern gemessen und den Anwendern der CAD-Programme zur Verfügung gestellt (im Datenblatt und auf Diskette).

In Erweiterung dieses Prinzips der Transistorbeschreibung kann man mehrere S-Parametertabellen zur Verfügung stellen, z. B. eine für Leistungsanpassung und eine für Rauschanpassung. Alternativ kann der Nutzer die S-Parameter für ein spezielles Exemplar und einen festen Arbeitspunkt messen und die Meßergebnisse in das CAD-Analyseprogramm übernehmen.

Für den Schaltungsentwickler, der den betreffenden Transistor weder bei Leistungsanpassung noch bei Rauschanpassung betreiben möchte, sind jedoch auch zwei oder drei S-Parametertabellen unzureichend. Um optimierte Schaltungen entwickeln zu können, benötigt er die Kleinsignal-S-Parameter als Funktion der Frequenz *und* als Funktion des Gleichstromarbeitspunkts. Für die Entwicklung von Leistungsverstärkern und Oszillatoren müssen zusätzlich noch die Transistoreigenschaften im Großsignalbetrieb bekannt sein. Das Messen der Großsignal-S-Parameter mit einem Netzwerkanalysator ist nicht direkt möglich, da die erforderlichen hohen Signalpegel fehlen.

Die vollständige Beschreibung der Transistoreigenschaften durch S-Parameter als Funktion der Frequenz, des Arbeitspunkts und der Signalamplitude führt also zu umfangreichen Dateien und ist weiterhin ungünstig für Berechnungen im Zeitbereich. Insofern ist man dazu übergegangen, Halbleiterbauelemente durch Ersatzschaltbilder

zu beschreiben (Bild 6 und Bilder M 1.15 und M 1.16). Damit erhält man eine wesentlich reduzierte Datenmenge pro Transistortyp. Diese Ersatzschaltbilder bestehen aus Leitungen, nichtlinearen Elementen, diskreten, konstanten Bauelementen, gesteuerten Quellen und diskreten Bauelementen, deren Werte durch Gleichungen als Funktion des Gleichstromarbeitspunkts definiert werden. Man unterscheidet grundsätzlich zwischen linearen und nichtlinearen Ersatzschaltbildern. Bei einem nichtlinearen Ersatzschaltbild enthält das Spektrum des Ausgangssignals zusätzliche Spektrallinien, die im Eingangssignal nicht vorhanden sind. Für die Betrachtung im Zeitbereich heißt dies, daß die Kurvenform des Ausgangssignals (bei hinreichend großer Aussteuerung) von der des Eingangssignals verschieden ist.

Das Ersatzschaltbild kann sowohl in der linearen als auch in der nichtlinearen Analyse, für Berechnungen im Zeitbereich und im Frequenzbereich, für Gleich- und Wechselstromberechnungen benutzt werden. Mit zunehmender Komplexität der Ersatzschaltbilder ist es immer genauer möglich, das Verhalten eines Transistors vollständig zu beschreiben. Sowohl das Kennlinienfeld einschließlich des Durchbruchbereichs als auch das Intermodulationsverhalten im Großsignalbetrieb z. B. bis zur Amplitude der fünften Harmonischen sind damit berechenbar.

Es existieren spezielle Rechnerprogramme, die aus den bei verschiedenen Arbeitspunkten mit einem Netzwerkanalysator gemessenen Kleinsignal-S-Parametern und aus dem gemessenen statischen Kennlinienfeld des Transistors die Elemente des gewählten Ersatzschaltbildes berechnen. Das Verfahren ist sehr rechenzeitintensiv. Auf iterative Weise werden zunächst die Bauelemente bzw. Parameter eines vereinfachten Modells berechnet. Im nächsten Schritt erfolgt dann die verfeinerte Kennlinienanpassung für bis zu 40 Parameter pro Frequenzpunkt. Für GaAs-

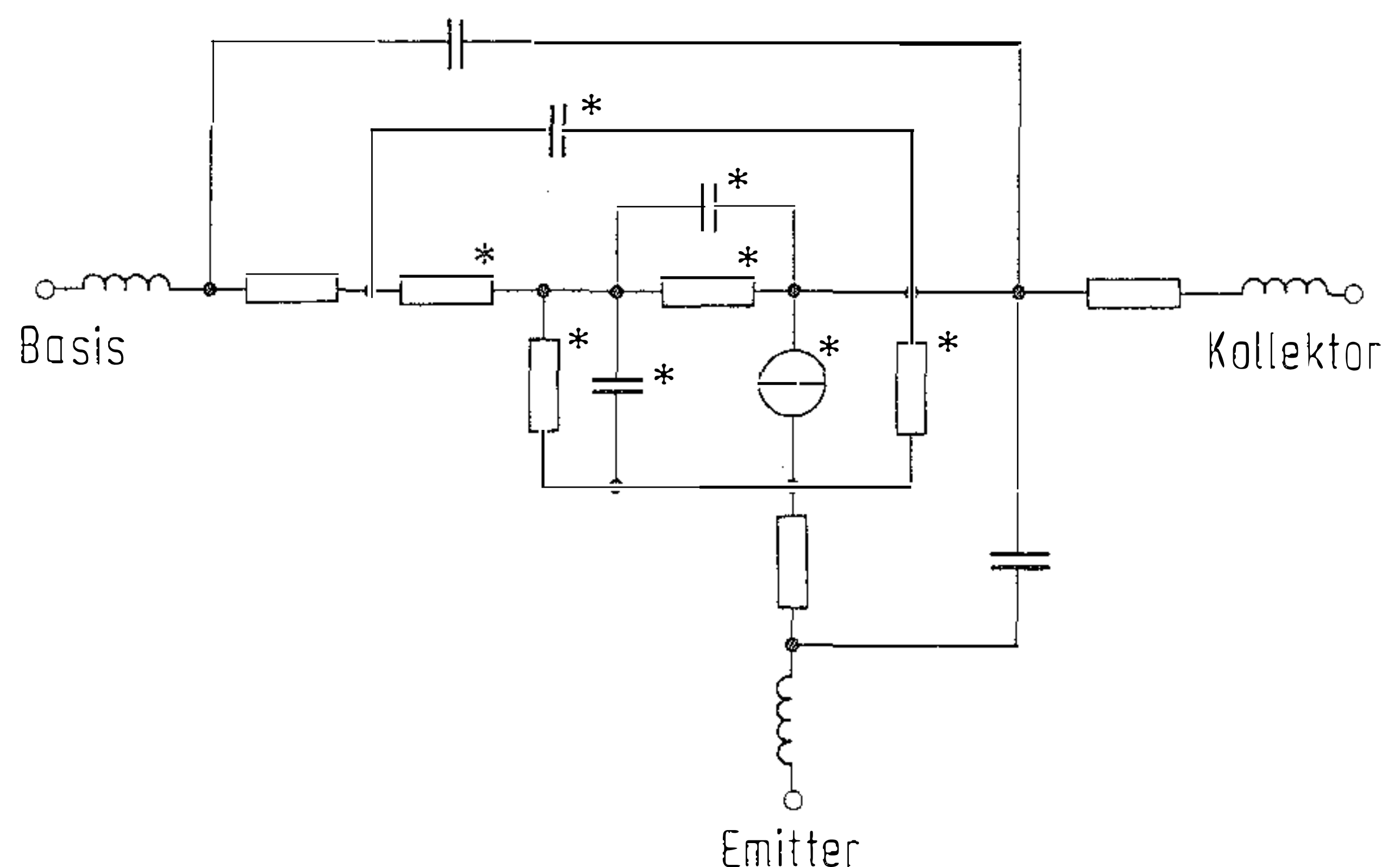


Bild 6. Ersatzschaltbild für einen bipolaren Mikrowellentransistor [55]. Die nichtlinearen Bauelemente sind mit einem Stern gekennzeichnet

MESFETs, HEMTs und bipolare Transistoren werden unterschiedliche Ersatzschaltbilder benutzt [28–40, 55, 71]. Die Dateien mit den Ersatzschaltbild-Elementen werden entweder vom Anwender für einzelne Exemplare ermittelt oder sie werden vom Transistorhersteller als Produktionsmittelwerte zur Verfügung gestellt.

Die konsequente Weiterentwicklung solcher Programme zur Parameterextraktion führt zu statistischen Ersatzschaltbildern. Ausgehend von Meßergebnissen an einer großen Zahl von Transistoren des gleichen Typs berechnet das Programm nicht nur die Bauelementemittelwerte des Ersatzschaltbilds, sondern auch deren Standardabweichung, die Art der Verteilungsfunktion sowie Korrelationen zwischen einzelnen Parametern. Mit diesen erweiterten Ersatzschaltbildern lassen sich solche Teilaufgaben der Schaltungsanalyse wie Toleranzanalyse und Ausbeuteoptimierung, die mit Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung arbeiten, weiter verbessern.

Näherungsweise lassen sich die Elemente des Ersatzschaltbildes auch aus den für nur einen Arbeitspunkt gemessenen Kleinsignal-S-Parametern und den gemessenen Gleichstromkennlinien ermitteln. Einige Elemente lassen sich auch unmittelbar mit Gleichstrom oder bei niedrigen Frequenzen messen. Ein anderer Weg zur Herleitung der Elemente des Ersatzschaltbilds geht von der Geometrie und vom Aufbau des Transistors aus. Sofern das Ersatzschaltbild für einen GaAs FET mit $1\ \mu\text{m}$ Gatebreite bekannt ist, können die Elemente umgerechnet werden für einen Transistor mit z. B. $0,5\ \mu\text{m}$ Gatebreite.

Neben den Ersatzschaltbildern existieren physikalische Modelle [28] zur Beschreibung von Halbleitern. Die Parameter dieser Modelle sind Gate- und Kanalabmessungen sowie Dotierungsprofile. Da man hier von den Gesetzen der Festkörperphysik, der Geometrie des Transistors und dem Herstellungsprozeß ausgeht, erwartet man speziell bei der Erweiterung zum statistischen Modell größere Genauigkeit bei der Beschreibung der Realität.

8.8 Berechnen von Bauelementen; Feldberechnung

Microwave mechanical component design; computation of fields

Für den rechnergestützten Entwurf von Bauelementen, wie z. B. die Optimierung eines Übergangs von Koaxial- auf Microstripleitung oder die Verkopplung zwischen einer Microstripleitung und einer Schlitzleitung im Masseblech, müssen zweidimensionale Stromdichteverteilungen oder dreidimensionale elektromagnetische Felder berechnet werden. Dies gilt ebenfalls für

das Erstellen neuer Modelle zum Einsatz in CAD-Analyseprogrammen, wie z. B. eine unsymmetrische, nichtrechtwinklige T-Verzweigung in Microstriptechnik, und für das genaue Berechnen von Verkopplungen innerhalb einer Schaltung bzw. zwischen Schaltung und Gehäuse.

Quasistatische Näherungsverfahren. Das zu lösende Feldproblem wird durch ein zwei- oder dreidimensionales Gitter geeigneter diskreter Bauelemente ersetzt und dieses wird mit einem Rechnerprogramm für lineare Schaltungsanalyse berechnet. Für statische Felder und Strömungsfelder sind solche Gitterzerlegungen seit jeher bekannt. Ein anschauliches Beispiel ist die Berechnung des ohmschen Widerstands einer L-förmigen Widerstandsschicht, durch Zerlegen in ein ebenes Netz gleichgroßer Widerstände. Dieses Prinzip läßt sich auf die Berechnung planarer Leitungsinhomogenitäten erweitern [41]. Eine Microstripleitungsinhomogenität wird z. B. in viele, sehr kleine Abschnitte unterteilt, jeder Abschnitt wird durch ein geeignetes RLC-Netzwerk beschrieben und die S-Parameter der Gesamtanordnung werden als Funktion der Frequenz berechnet.

Zweidimensionale Feldberechnung. Zur Berechnung der elektromagnetischen Felder in planaren Strukturen existieren verschiedene, universell einsetzbare Programme. Die zur Anwendung kommenden Rechenverfahren [49, 63] sind unter anderem die Momenten-Methode [69] und die Finite-Elemente-Methode im Frequenzbereich und die Finite-Differenzen-Methode im Zeitbereich [42–44, 46–51, 56, 64]. Der Benutzer des Programms gibt die Randkonturen der Leiter und die Materialeigenschaften (Dielektrizitätszahl, Verlustfaktor) ein. Das Programm berechnet die S-Parameter des Bauelements als Funktion der Frequenz. Zusätzlich können die Verteilung der Flächenstromdichte und die Potentiallinien auf der Oberfläche der berechneten Streifenleiter dargestellt werden. Elektromagnetische Verkopplungen innerhalb der Anordnung werden berücksichtigt. Die Dicke der Metallisierung von Streifenleitern, der Skinneffekt und der Proximity-Effekt zwischen mehreren benachbarten Leitern werden berücksichtigt. Für Leitungen, die EH-Wellen führen (Microstrip-Leitung, Schlitzleitung), sind zweidimensionale Lösungsmethoden stets eine Näherung.

Dreidimensionale Feldberechnung. Bei den Rechnerprogrammen zur Lösung der Maxwell'schen Gleichungen in beliebig berandeten, dreidimensionalen Gebieten wird die Finite-Elemente-Methode (FEM) benutzt. Die FEM ist zur Berechnung von elektromagnetischen Wellenfeldern nicht unbedingt die optimale Methode. Da sie jedoch in der Mechanik intensiv genutzt wird,

konnte bei den Elektrotechnikanwendungen auf die dort vorhandene Software-Erfahrung zurückgegriffen werden.

Der Benutzer des Programms gibt zunächst interaktiv mit der Maus und verschiedenen Unterprogrammen zur Grafikmanipulation die Geometrie der Struktur ein (beispielsweise einen Hohlraumresonator mit teilweiser dielektrischer Füllung einschließlich der Anschlußleitungen oder eine planare Leiterstruktur innerhalb eines Metallgehäuses). Dann werden die Materialeigenschaften eingegeben: verlustbehaftete Leiter, verlustbehaftete dielektrische und/oder magnetische Materialien.

Das Programm erzeugt und optimiert automatisch das 3-D-Gitternetz und berechnet dafür die Lösung der Maxwellschen Gleichungen. Es kann im Zeitbereich (Einschwingvorgänge) oder im Frequenzbereich (sinusförmige Anregung) gerechnet werden. Der Nutzer gibt die gewünschte Genauigkeit der Lösung vor. Das Programm paßt daraufhin die Maschenweite in den kritischen Feldbereichen automatisch dieser Forderung an, sofern ausreichend Speicherplatz und Rechenzeit zur Verfügung stehen. 3-D-Programme erfordern Hochleistungsrechner. Bei einer Ortsauflösung von $\lambda/20$ ergeben sich für ein felderfülltes Volumen, das 5 Wellenlängen lang, $\lambda/2$ hoch und $\lambda/2$ breit ist, bereits 10000 Gitterpunkte. An jedem Gitterpunkt müssen 6 Feldkomponenten gespeichert werden. In stark inhomogenen Feldbereichen muß die Ortsauflösung wesentlich feiner als $\lambda/20$ sein.

Bei der grafischen Ausgabe der Rechenergebnisse kann man zwischen verschiedenen Größen (unter anderem S-Parameter, Feldstärke, Energiedichte, Stromdichte) und verschiedenen Darstellungsformen (Tabellen, Kurven, Feldbilder, 3-D-Darstellungen) wählen. Firmenintern werden bereits Programmpakete genutzt, mit denen für eine vollständige Microstripschaltung einschließlich Gehäuse bis 90 GHz die dreidimensionale, feldtheoretische Analyse durchgeführt wird.

8.9 Ausblick

Outlook

Im Unterschied zu Meßgeräten, bei denen fast jeder Hersteller in den technischen Daten klar formulierte Einsatzgrenzen und Meßfehler angibt, ist dies bei CAD-Programmen heute noch unüblich. Damit fällt es einem potentiellen Nutzer schwer, konkurrierende Produkte miteinander zu vergleichen und dasjenige herauszufinden, welches die gewünschten Anforderungen optimal erfüllt.

Der Kauf eines guten CAD-Programms hat nicht zur Folge, daß damit ein mittelmäßig qualifizierter Entwicklungsingenieur Spitzenprodukte

erzeugt. Die Qualität einer Entwicklung ist nach wie vor abhängig von der Qualifikation des Ingenieurs. Der effiziente Einsatz von CAD-Programmen bedingt wesentliche zusätzliche Kenntnisse und Fähigkeiten des Benutzers. Er muß den Rechner, die Peripheriegeräte und das Programm bedienen und ökonomisch einsetzen können; weiterhin muß er ausreichende Erfahrungen in der Benutzung des Programms haben, dessen Grenzen kennen und viele zusätzliche Details berücksichtigen, die notwendig sind, damit das Endprodukt die angestrebten Entwicklungsziele erfüllt.

Der jeweilige Stand der Technik richtet sich nach den zur Verfügung stehenden Hilfsmitteln: Theorie, Bauelemente, Meßgeräte, CAD-Programme. Die Entwicklung neuartiger oder verbesserter Komponenten, Schaltungen und Systeme wird durch die Benutzung von CAD-Programmen nicht einfacher, aber vielfach erst machbar.

Speziell wenn mehrere Entwicklungsingenieure das gleiche Programmsystem benutzen, wächst die Zahl der gespeicherten Dateien sehr schnell an. Langfristig muß deshalb eine gegliederte, übersichtliche Dateiverwaltung erreicht werden. Eine Besonderheit im CAD-Bereich ist, daß während einer Entwicklung und bei späteren Modifikationen das gleiche umfangreiche Grundprogramm mit nur wenigen Änderungen versehen stets erneut wieder abgespeichert wird. Dieser Speicherbedarf ließe sich verringern und gleichzeitig der Entwicklungsablauf überschaubarer gestalten, wenn statt dessen – ähnlich wie in einem Laborbuch – nur die vorgenommenen Änderungen in zeitlicher Reihenfolge gespeichert würden.

Derzeit gibt es auf dem CAD-Programm-Markt eine Vielfalt von Insellösungen und einige wenige, umfassende, integrierte Systemlösungen. Es wäre wünschenswert und der weiteren Verbreitung der rechnergestützten Schaltungsentwicklung sicherlich förderlich, wenn es im HF- und Mikrowellenbereich eine ähnliche Entwicklung gäbe, wie sie sich zur Zeit im Elektronikbereich abzeichnet. Das Entstehen von *offenen* Rahmenprogrammen mit genormten Schnittstellen, die es ermöglichen, die Einzelprogramme verschiedener Hersteller zusammen mit selbsterstellten Programmen gemeinsam zu benutzen.

Für monolithische integrierte Mikrowellenschaltungen (MMICs) werden spezielle Programmsysteme angeboten, die den besonderen Gegebenheiten dieser Technologie angeglichen sind. Diese Programmsysteme enthalten meist sämtliche im Vorangegangenen beschriebene CAD-Programme. Die MMIC-Entwicklung endet unmittelbar mit der Herstellung der Masken für die mehrlagige, monolithische Schaltung. Einige MMIC-Hersteller bieten Bibliotheken mit Modellen für Halbleiter und Leitungsbaulemente an, die dem dort benutzten Herstellungsprozeß

angepaßt sind. Für die MMIC-Entwicklung sind CAD-Verfahren besonders wichtig, da der Prototypenbau teuer ist und kaum Möglichkeiten zum Abgleich einer fertigen Schaltung existieren. Da die Linearabmessungen einer monolithischen Schaltung etwa um den Faktor 20 bis 100 kleiner sind als bei traditionellen Mikrowellenschaltungen, wirken sich parasitäre Effekte wesentlich weniger störend aus. Eine ausreichend genaue Rechnersimulation wird dadurch erleichtert.

Spezielle Literatur: [1] *Encarnacao, J. L.; Lindner, R.; Schlechtendahl, E. G.*: Computer aided design: Fundamentals and system architectures. 2. Aufl., Berlin: Springer 1990. – [2] *Jansen, R. H.*: Computer-aided design of hybrid and monolithic microwave integrated circuits – state of the art, problems and trends. 13th European Microwave Conference 1983, pp. 67–78. – [3] *Hoffmann, G. R.*: Introduction to the computer-aided design of microwave circuits. 14th Europ. Microwave Conf. 1984, pp. 731–737. – [4] *Bandler, J. W.; Chen, S. H.*: Circuit optimization: The state of the art. IEEE-MTT 36, no. 2, Febr. 1988, pp. 424–443. – [5] *Brayton, K.; Spence, R.*: Sensitivity and optimization. Amsterdam: Elsevier 1980. – [6] *Gill, P.; Murray, W.; Wright, M.*: Practical optimization. New York: Academic Press 1981. – [7] *York, R. A.; Compton, R. C.*: Experimental evaluation of existing CAD models for microstrip dispersion. IEEE-MTT 38, no. 3, 1990, pp. 327–328. – [8] *Rizzoli, V.; Neri, A.*: State of the art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques. IEEE-MTT 36, no. 2, Febr. 1988, pp. 343–365. – [9] *Hoefler, E. E. E.; Nielinger, H.*: SPICE. Berlin: Springer 1985. – [10] *Nakhla, M. S.; Vlach, J.*: A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems. IEEE-CAS 23, Febr. 1976. – [11] *Lipparini, A.; Marazzi, E.; Rizzoli, V.*: A new approach to the computer-aided design of nonlinear networks and its application to microwave parametric frequency dividers. IEEE-MTT 30 (1982) 1050–1058. – [12] *Rizzoli, V.; Lipparini, A.; Marazzi, E.*: A general purpose program for non-linear microwave circuit design. IEEE-MTT 31 (1983) 762–770. – [13] *Gilmore, W.*: Nonlinear circuit design using the modified harmonic balance algorithm. IEEE-MTT 34 (1986) 1294–1307. – [14] *Vendelin/Pavio/Rohde*: Designing microwave amplifiers, oscillators and mixers using S-parameters. London: Wiley 1989. – [15] *Mellor, D. J.; Linvill, J. G.*: Synthesis of interstage networks of prescribed gain versus frequency slope. IEEE-MTT 23 (1975) 1013–1020. – [16] *Mellor, D. J.*: Improved computer-aided synthesis tools for the design of matching networks for wide-band microwave amplifiers. IEEE-MTT 34 (1986) 1276. – [17] *Ha, T. T.*: Solid state microwave amplifier design. New York: Wiley 1981. – [18] *Yarman, B. S.; Carlin, H. J.*: A simplified real frequency technique applied to broad-band multistage microwave amplifiers. IEEE-MTT 30 (1986) 2216–2222. – [19] *Carlin, H. J.; Yarman, B. S.*: The double matching problem: Analytic and real frequency solutions. IEEE-CAS 30 (1983) 15–28. – [20] *Orchard, H. J.*: Filter design by iterated analysis. IEEE-CAS 32 (1985) 1089–1096. – [21] *Abrie, P. L. D.*: The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers. Dedham MA: Artech House 1985. – [22] *Carlin, H. J.; Komiak, J. J.*: A new method of broad-band equalization applied to microwave amplifiers. IEEE-MTT 27 (1979) 93. – [23] *Kanaglekar, N. G.; Mc Intosh, R. E.; Bryant, W. E.*: Wave analysis of noise in interconnected multiport net-

works. IEEE-MTT 35 (1987) 112–116. – [24] *Spence, R.; Soin, R. S.*: Tolerance design of electronic circuits. Reading, MA: Addison Wesley 1988. – [25] *Duff, I. S.; Erisman, A. M.; Reid, J. K.*: Direct methods for sparse matrices. Oxford: Clarendon Press 1986. – [26] *Gupta, K. C.; Garg, R.; Chadha, R.*: Computer-aided design of microwave circuits. Dedham, MA: Artech House 1981. – [27] *Zhu, L.; Wu, B.; Sheng, C.*: Real frequency technique applied to the synthesis of lumped broad-band matching networks with arbitrary nonuniform losses for MMIC's. IEEE-MTT 36 (1988) 1614–1619. – [28] *Bandler, W.; Zhang, Q. J.; Cai, Q.*: Nonlinear circuit optimization with dynamically integrated physical device models. IEEE-MTT-S (1990) 303–306. – [29] *Materka, A.; Kacprzak, T.*: Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics. IEEE-MTT 33 (1985) 129–135. – [30] *Statz/Newman/Smith/Pucel/Haus*: GaAs FET device and circuit simulation in SPICE. IEEE-ED 34 (1987) 160–169. – [31] *Curtice, W. R.; Ettenberg, M.*: A nonlinear GaAs FET model for use in the design of output circuits for power amplifiers. IEEE-MTT 33 (1985) 1383–1394. – [32] *Sango/Pitzalis/Lerner/McGuire/Wang/Childs*: A GaAs MESFET large-signal circuit model for nonlinear analysis. IEEE-MTT-S (1988) 1053–1056. – [33] *Curtice, W. R.*: GaAs FET modeling and nonlinear CAD. IEEE-MTT 36 (1988) 220–230. – [34] *Kienzler, R.; van Staa, P.; Schmid, E.*: DC-Großsignalmodelle integrierter Bipolartransistoren. ntz-Archiv, Bd. 10 (1988) 237–246. – [35] *Curtice, W. R.*: Intrinsic GaAs MESFET equivalent circuit models generated from two-dimensional simulations. IEEE-CAD (1989) 395–402. – [36] *Kondoh, H.*: Accurate FET modeling from measured S-parameters. IEEE-MTT Symp. (1986) 377–380. – [37] *Sedzik, H.; Wolff, I.*: Modellbildung und nichtlineare Simulation von GaAs-MESFET bzw. -HFET. ntz Archiv, Bd. 11 (1989) 271–276. – [38] *Escotte, L.; Mollier, J.-C.*: Semidistributed model of millimeter-wave FET for S-parameter and noise figure predictions. IEEE-MTT 38 (1990) 748–753. – [39] *Weiss, M.; Pavlidis, D.*: The influence of device physical parameters on HEMT large-signal characteristics. IEEE-MTT 36 (1988) 239–249. – [40] *Jacobini, C.; Lugli, P.*: The Monte Carlo method for semiconductor device simulation. Berlin: Springer 1989. – [41] *Hoefler, W. J. R.*: The transmission-line-matrix method – Theory and application. IEEE-MTT 33 (1985) 882–893. – [42] *Pan, G.-W.; Olson, K. S.; Gilbert, B. K.*: Improved algorithmic methods for the prediction of wave front propagation behavior in multiconductor transmission lines for high frequency digital signal processors. IEEE-CAD 8 (1989) 608–621. – [43] *Wirth, K.-H.; Siegl, J.*: Zur Schaltkreissimulation mit verkoppelten Mehrleitersystemen im Zeitbereich. Frequenz 42 (1988) 305–313. – [44] *Zienkiewicz, O. C.*: Methode der finiten Elemente. München: Hauser 1984. – [45] *Maas, S. A.*: Nonlinear microwave circuits. Dedham, MA: Artech House 1988. – [46] *Chari, M.; Silvester, P. P. (Hrsg.)*: Finite elements in electrical and magnetic field problems. London: Wiley 1980. – [47] *Sabonnadiere, J.-C.; Coulomb, J.-L.*: Finite elements methods in CAD. London: North Oxford Academic 1987. – [48] *Kämmel, G.; Franek, H.; Recke, H.-G.*: Einführung in die Methode der finiten Elemente. München: Hauser 1990. – [49] *Yamashita, E. (Hrsg.)*: Analysis methods for electromagnetic wave problems. Dedham, MA: Artech House 1990. – [50] *Hübner, K. H.; Thornton, E. A.*: The finite element method for engineers. New York: Wiley 1982. – [51] *Silvester, P. P.; Ferrari, R. L.*: Finite elements for electrical engineers. London: Cambridge Univ. Press 1990. – [52] *Proc. of the 2nd annual workshop on interactive computing: CAD/CAM*: Electrical engineering education.

- IEEE Press 1983. – [53] *Calahan, D. A.*: Rechnergestützter Schaltungsentwurf. München: Oldenbourg 1973. – [54] *Chen, W. K.*: Broadband matching. Singapur: World Scientific 1988. – [55] *Bunting, J.*: Nonlinear BJT model accurately simulates microwave operation. *Microwaves & RF*, Nov. 1989. – [56] *Garcia, P.; Webb, J. P.*: Optimization of planar devices by the finite element method. *IEEE-MTT* 38 (1990) 48–53. – [57] *Rosloniec, S.*: Algorithms for computer-aided design of linear microwave circuits. Dedham, MA: Artech House 1990. – [58] *Purviance, J.; Meehan, M. D.; Collins, D. M.*: Properties of FET statistical data bases. *Proc. of the IEEE-MTT-S* (1990) 567–570. – [59] *Purviance, J.; Meehan, M. D.*: CAD for statistical analysis and design of microwave circuits. *Int. J. MMCAE* 1 (1991) 59–76. – [60] *Dobrowolski, J. A.*: Introduction to computer methods for microwave circuit analysis and design. Dedham, MA: Artech House 1991. – [61] *Schetzen, M.*: The Volterra and Wiener theories of nonlinear systems. New York: Wiley 1980. – [62] *Weiner, D. D.; Spina, J. F.*: Sinusoidal analysis and modeling of weakly nonlinear circuits. New York: Van Nostrand Reinhold 1980. – [63] *Itoh, T. (Hrsg.)*: Numerical techniques for microwave and millimeter wave passive structures. New York: Wiley 1989. – [64] *Jackson, R. W.*: Full-wave finite element analysis of irregular microstrip discontinuities. *IEEE-MTT* 37 (1989) 81–89. – [65] *Barker, D. C.*: MINNIE and HSpice for analogue circuit simulation. London: Chapman & Hall 1991. – [66] *Schetzen, M.*: Nonlinear system modeling based on the Wiener theory. *Proc. of the IEEE* 69 (1981) 1557–1573. – [67] *Müller, K. H.*: Elektronische Schaltungen und Systeme (Simulieren, analysieren, optimieren mit SPICE). Würzburg: Vogel 1990. – [68] *Wu, D.; Chang, D.; Brim, B.*: Accurate numerical modeling of microstrip junctions and discontinuities. *Int. J. MMCAE* 1 (1991) 45–58. – [69] *Hill, A.; Tripathi, V. K.*: An efficient algorithm for the three-dimensional analysis of passive microstrip components and discontinuities for microwave and millimeter-wave integrated circuits. *IEEE-MTT* 39, Jan. 1991. [70] *Wolff, I.*: From static approximation to full-wave analysis: The analysis of planar line discontinuities. *Int. J. MMCAE* 1 (1991) 117–142. – [71] *McCamant, A. J.; McCormack, G. D.; Smith, D.*: An improved GaAs MESFET model for SPICE. *IEEE-MTT* 38, Jun. 1990.