

Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 78 (1987)

Heft: 3

Artikel: Integrierte analoge Schaltungstechnik im Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich

Autor: Hügli, R. / Lott, U.

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-903810>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 18.04.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Integrierte analoge Schaltungstechnik im Hochfrequenz- und Mikrowellenbereich

R. Hügli und U. Lott

Viele Komponenten der Hochfrequenz- und Mikrowellentechnik, die früher in Halbleiterbauweise realisiert wurden, können heute als Dünnschicht- oder Dickfilmschaltung (MIC, SAW) oder gar in monolithischer Technik (MMIC) hergestellt werden. Im folgenden Artikel werden Funktionsweise, Berechnungsmethoden und Herstellung von MIC-, MMIC- und SAW-Schaltungen (Surface Acoustic Waves) vorgestellt. Einige Anwendungsbeispiele der integrierten Mikrowellentechnik sowie der akustischen Oberflächenwellenbauteile ergänzen die Übersicht.

Dans les circuits micro-ondes d'aujourd'hui, divers composants autrefois réalisés par des guides d'ondes, sont fabriqués en technique des films minces (MIC) ou même en forme de circuits monolithiques (MMIC). Le texte suivant traite de la fonction, de la conception et de la fabrication des circuits MIC, MMIC et SAW (Ondes Acoustiques de Surface). A titre d'exemples, quelques applications pratiques des circuits intégrés micro-ondes et des composants à ondes acoustiques de surface sont présentées.

Adresse der Autoren

Rolf Hügli und Urs Lott, Institut für Feldtheorie und Höchstfrequenztechnik, ETH Zentrum, 8092 Zürich.

1. Anwendung der integrierten HF-Technik

In der Hochfrequenztechnik versucht man heute, aktive und passive Baugruppen in möglichst kompakter Art zu realisieren. Der Begriff *integriert* wird dabei etwas anders definiert, als in der Elektronik allgemein üblich. Sehr verbreitet sind (hybride) integrierte Mikrowellenschaltungen (Microwave Integrated Circuit, MIC), während sich monolithische Schaltungen (Monolithic Microwave Integrated Circuit, MMIC) noch in der Einführungsphase befinden. Seit 1965 bekannt sind akustische Oberflächenwellen-Bauelemente (Surface Acoustic Waves-, SAW-Bauelemente). Sie werden wie die MIC in Hybridtechnik¹ hergestellt. Mit SAW-Bauteilen können vor allem Schaltungen im Bereich der Zwischenfrequenz miniaturisiert werden.

1.1 Anwendung von MIC und MMIC

MIC-Schaltungen finden breite Anwendung im Frequenzbereich von 1 bis etwa 18 GHz, während MMIC-Schaltungen heute hauptsächlich im Frequenzbereich bis 6 GHz, in Zukunft bis über 18 GHz, eingesetzt werden. Ihre gemeinsamen Vorteile sind:

- Sie eignen sich gut für die Serienproduktion (Losgrösse einige Dutzend für MIC bzw. einige tausend Stück für MMIC),
- ihr Bauvolumen ist klein,
- bei sorgfältiger Fertigung wird eine hohe Zuverlässigkeit erreicht.

¹ Unter Hybridschaltung wird im folgenden eine Schaltung verstanden, die in Dünnschicht- oder Dickfilmtechnik auf einem Trägersubstrat aufgebracht ist und bei welcher die diskreten Komponenten durch Bonden, Kleben oder Löten befestigt sind.

Die aufwendigere Herstellungstechnologie für MMIC-Schaltungen (Kap. 3.1) und deren weniger weit fortgeschrittener Entwicklungsstand gegenüber MIC (Kap. 2.1) machen monolithische Schaltungen vorläufig nur für grosse Stückzahlen wirtschaftlich interessant.

Folgende Funktionsblöcke können mit MIC- und MMIC-Schaltungen realisiert werden:

- Verstärker mit bipolaren oder Feldeffekttransistoren,
- Filter mittlerer und grosser Bandbreite,
- Oszillatoren, Frequenzvervielfacher,
- Mischer mit Dioden oder Transistoren,
- passive Bauteile, wie Koppler, Zirkulatoren und Phasenschieber.

1.2 Anwendung von SAW-Bauelementen

SAW-Bauelemente werden in der passiven, analogen Signalverarbeitung im Frequenzbereich von 10 MHz bis 1,5 GHz (in speziellen Fällen bis 5 GHz) eingesetzt. Sie bieten hier einige interessante Vorteile:

- Billige Massenproduktion ist möglich.
- Die Reproduzierbarkeit ist ausgezeichnet.
- Ihre Abmessungen betragen nur einige Millimeter.
- Anspruchsvolle Aufgaben der Signalverarbeitung wie Faltung oder Fouriertransformation können auf einfache Weise realisiert werden.
- Hohe Filtergüten können erzielt werden.

Entsprechend vielfältig ist ihr Einsatzgebiet:

- Eingangs- und Zwischenfrequenzfilter (insbesondere schmalbandige),
- Verzögerungsleitungen,

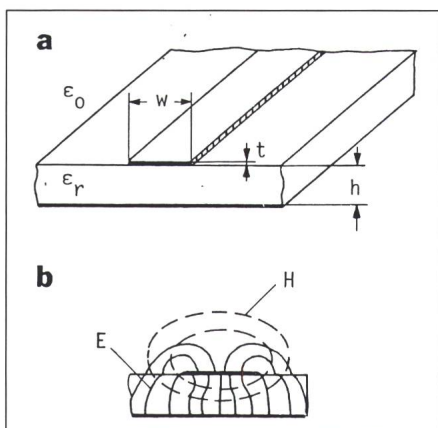
- Korrelatoren, signalangepasste Filter (Pulskompression in Radars),
- Echtzeit-Spektrumanalysatoren,
- Oszillatoren,
- drahtlos ablesbare Warenkennzeichnung.

2. Hybridintegration

2.1 Integrierte Mikrowellenschaltungen (MIC)

Die passiven Komponenten von hybriden MIC-Schaltungen sind heute oft in der sog. *Streifenleitungstechnik* aufgebaut, während die aktiven Bauteile (Dioden, Transistoren) in Miniaturgehäusen oder in Chipform montiert werden. Am Beispiel der Streifenleitungstechnik sollen im folgenden einige Besonderheiten des Entwurfs von MIC-Schaltungen gezeigt werden.

Die Streifenleitung (Fig. 1), auf englisch «Microstrip» genannt, besteht aus einem streifenförmigen Leiter auf einem dielektrischen Trägermaterial (Substrat), dessen Unterseite vollständig metallisiert ist. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit einer Welle und die Wellenimpedanz der Leitung sind beide stark von der Dielektrizitätszahl (und evtl. der relativen Permeabilität) des Substrats abhängig. In der Figur 1 sind nur die Hauptkomponenten des elektrischen und magnetischen Feldes angegeben. Sie liegen in der Transversalebene der Leitung. Infolge der inhomogenen Verteilung des Dielektrikums existieren ausserdem noch kleine Feldanteile in der Ausbreitungsrichtung. Daher sind sowohl die Wellenimpedanz als auch die Ausbreitungskonstante leicht von der Frequenz abhängig (dispersives Verhalten).



Figur 1 Streifenleitung

- a Aufbau
- b Hauptkomponenten des Feldes in der Transversalebene

Für die Berechnung der frequenzabhängigen Eigenschaften von einzelnen Streifenleitungen sind heute geschlossene Näherungsformeln bekannt, die eine Genauigkeit von besser als 1% für die praktisch interessierenden Wertebereiche aufweisen [1; 2; 3]. Für die überschlagsmässige Berechnung der Streifenleiterbreite w wird manchmal auch die weniger genaue, aber einfachere Formel nach *Wheeler* [4] verwendet:

$$w/h = \frac{8}{P} \sqrt{\frac{P(7+4/\epsilon_r)}{11} + \frac{1+1/\epsilon_r}{0,81}} \quad (1)$$

mit

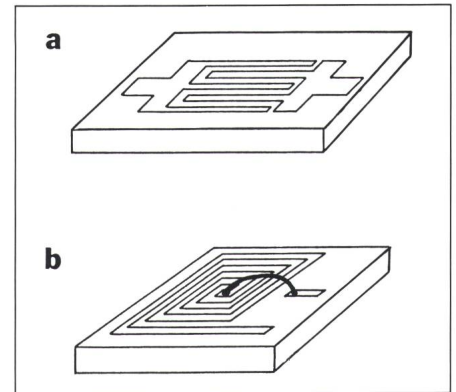
$$P = \exp \left[\frac{Z_w}{42,4} \cdot \sqrt{\epsilon_r + 1} \right] - 1$$

Auf den üblichen Substraten können somit Wellenimpedanzen Z_w von 20 bis etwa 150 Ω realisiert werden. In besonderen Fällen, z.B. bei der Berechnung paralleler gekoppelter Leitungen, muss weiterhin auf feldtheoretische Lösungen oder aufwendigere Approximationsverfahren wie beispielsweise [5] zurückgegriffen werden.

Je höher der Arbeitsfrequenzbereich einer Streifenleitungsschaltung, um so dünner wählt man das Substrat. Auf dicken Substraten können sich nämlich bei hohen Frequenzen ausser der in Figur 1 dargestellten Grundwelle noch weitere Wellentypen höherer Ordnung ausbreiten [6]. Im Frequenzbereich unterhalb 2 GHz brauchen Schaltungen in Streifenleitertechnik sehr viel Substratfläche. Kapazitäten und Induktivitäten in Chipform, im Gegensatz zu den verteilten Leitungsstrukturen in der Mikrowellentechnik oft als *konzentrierte Elemente* bezeichnet, können den nutzbaren Frequenzbereich nach unten erweitern. Man setzt sie zudem häufig zur Gleichstromentkopplung und bei Speisespannungszuführungen ein. Kleine Kapazitäts- oder Induktivitätswerte können als interdigitale Kapazitäten mit Wer-

Figur 3 Beispiel einer Diskontinuität

- a nichtidealer Streifenleitungs-Leerlauf
- b äquivalente Leitungsverlängerung Δl



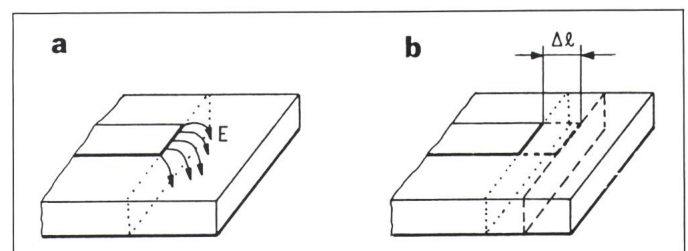
Figur 2 Konzentrierte Elemente in Streifenleitungsschaltungen

- a Interdigitale Kapazität
- b Planare Induktivität

ten von einigen Zehnteln Picofarad bzw. als gedruckte Spulen (Werte bis einige zehn Nanohenry) realisiert werden (Fig. 2).

Neben der Streifenleitung gibt es weitere planare Leitungsstrukturen, die in MIC-Schaltungen Verwendung finden, so z.B. die *Koplanarleitung*. Sie wird auch in monolithischen Schaltungen häufig verwendet, weil bei ihr beide Leiter auf der Substratoberseite zugänglich sind.

Ein besonderes Entwurfsproblem bei MIC-Schaltungen stellen die verschiedenen Arten von *Diskontinuitäten* dar. Beispiele solcher Diskontinuitäten sind der Übergang von einer niederohmigen (breiten) Streifenleitung auf eine hochohmige (schmale) oder die T-Verzweigung. Bei diesen Zusammenschaltungen wird der Feldverlauf gegenüber dem homogenen Fall verändert, wodurch sich auch das elektrische Verhalten ändert. Das einfachste Beispiel einer Diskontinuität ist die am Ende nichtideal leerlaufende Streifenleitung. Die Figur 3 zeigt, wie das Streufeld am offenen Ende der Leitung in einem elektrischen Ersatzschema durch eine zusätzliche Kapazität oder durch eine gedachte Verlängerung der Leitung um Δl berücksichtigt werden kann. Solche Diskontinuitäten



können bei einem Entwurf «von Hand» (bzw. mit Hilfe der Smith-Chart) normalerweise nicht genügend einbezogen werden. Dies hat u.a. den Anstoß zur Entwicklung der heute gebräuchlichen computerunterstützten Entwurfsverfahren gegeben.

Mit kommerziell erhältlichen *Netzwerkprogrammen* wie Compact [7] oder Touchstone [8] lassen sich auch mehrstufige Schaltungen rechnerisch analysieren. Daneben existieren diverse In-House-Programme für die Berechnung spezieller Bauteile, z.B. parallelgekoppelter Streifenleitungen. Viele dieser Programme stehen heute auch auf Arbeitsplatzrechnern zur Verfügung, oft mit umfassenden Möglichkeiten für die grafische Resultatausgabe. Für grössere numerische Optimierungen wird man allerdings noch lange auf Grossrechner zurückgreifen müssen.

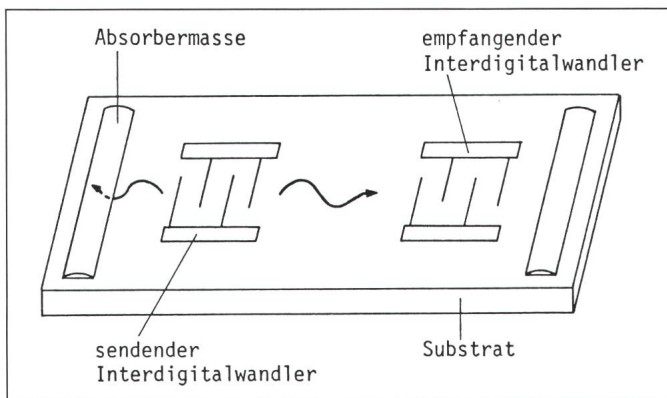
Die heutigen Optimierungsprogramme erlauben, maximal etwa 15 Schaltungsparameter (z.B. Leitungsimpedanz oder -länge, R-, L- oder C-Werte) gleichzeitig zu variieren. Sofern das Optimierungsverfahren für das Problem geeignet ist, hängt die Qualität der gefundenen Lösung vor allem von der günstigen Wahl der Zielfunktion (z.B. konstante Verstärkung über die gesamte Bandbreite) ab. Ist das Optimierungsverfahren dem Problem schlecht angepasst, so haben die Anfangswerte entscheidenden Einfluss darauf, ob ein brauchbares Resultat erreicht wird.

Für den Designer, der mit Computerhilfe eine Mikrowellenschaltung entwirft, stellen sich folgende Hauptaufgaben:

- Auswahl einer geeigneten Schaltungstopologie (Computerprogramme für die automatische Erzeugung günstiger Schaltungsstrukturen stecken noch im Entwicklungsstadium),
- Optimierung einiger Parameter anhand einer Zielfunktion,
- Abklären der Realisierbarkeit der berechneten Schaltung, evtl. praktische Versuche an einem vergrösserten Modell,
- Herstellen des Layouts, entweder von Hand oder auf einem CAD-System.

Auch eine monolithische Schaltung (MMIC) wird im Prinzip nach diesen Regeln entworfen. Bei MMIC sind jedoch zusätzliche Einschränkungen vorhanden, auf die in Abschnitt 3 eingegangen wird.

Figur 4
Funktionsprinzip eines SAW-Bauteils



2.2 Oberflächenwellen-Bauteile

Betrachten wir zuerst die grundsätzliche, allen SAW-Bauelementen gemeinsame Funktionsweise. Ein oder mehrere Sendewandler erzeugen aus einem elektrischen Signal eine etwa 3500 m/s «langsame» mechanische Oberflächenwelle. Nach einer gewissen Laufstrecke wird sie, wie in Figur 4 dargestellt, von einem oder mehreren Empfangswandlern aufgefangen und wieder in ein elektrisches Signal umgesetzt. Da nicht immer die ganze mechanische Energie zurückgewonnen werden kann, muss an den beiden Substratenden Absorbermaterial aufgetragen werden, um störende Reflexionen zu vermeiden.

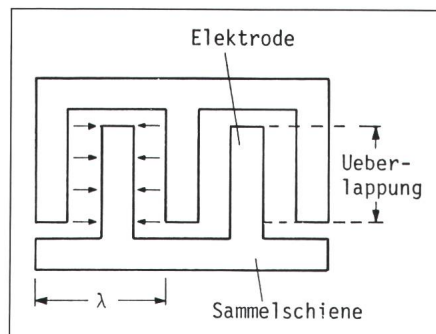
Sowohl Erzeugung wie Detektion der Welle ermöglicht eine als *Interdigitalwandler* bezeichnete Struktur, von der eine Vielzahl verschiedener Arten existieren. Sie bestehen alle aus einer Anzahl kammartig ineinandergreifender Elektroden, die abwechselungsweise mit einer von zwei Sammelschienen als Anschlüsse verbunden sind, wie Figur 5 zeigt. Legt man eine Wechselspannung über die beiden Anschlüsse, so erzeugt das wechselnde elektrische Feld auf einem piezoelektrischen Substrat je zwischen zwei fingerförmigen Teilelektroden eine entsprechende mechanische Bewegung des Kristallgitters. Diese aktive Zone wird *Überlappung* genannt. Die bei jedem Fingerpaar angeregten Teilwellen breiten sich gleichförmig nach beiden Seiten aus und überlagern sich.

Sind alle Elektroden gleich lang und somit alle Teilwellen gleich stark, wird der Frequenzgang des ganzen Wandlers $\sin(x)/x$ -förmig. Das Maximum der Übertragung tritt bei der Synchronfrequenz auf, wo die Wellenlänge λ genau dem Abstand zwischen zwei Elektroden gleicher Polarität entspricht. Ist eine andere Übertragungsfunktion gesucht, müssen Anzahl, An-

ordnung und Länge der Überlappungen geändert werden. Dieser Vorgang wird als *Gewichtung* des Wandlers bezeichnet. Eine Überlegung im Zeitbereich soll deren Wirkung illustrieren: Durch die Gewichtung wird auch die *Impulsantwort* $h(t)$ des Wandlers verändert. Jede Überlappung kann näherungsweise als ideale Impuls-Wellenquelle beschrieben werden; die Impulsantwort eines Interdigitalwandlers besteht somit aus einer zeitlichen Folge von Einzelimpulsen, die ein genaues Abbild der örtlichen Anordnung und der Länge der Elektroden darstellt:

$$h(t) = \sum_{n=1}^N a_n \delta [t - x_n/v] \quad (2)$$

a_n ist der von der Länge der Überlappung abhängige Gewichtungskoeffizient, δ die Diracfunktion, x_n die Position der Elektroden und v die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle. Der Frequenzgang ergibt sich durch Fouriertransformation der Impulsantwort [9]. In erster Näherung lässt sich deshalb aus einem vorgegebenen Frequenzgang über a_n die Struktur eines Interdigitalwandlers bestimmen.



Figur 5 Ein Interdigitalwandler im Detail
- Elektrischer Feldvektor

Die Fouriertransformierte von (2) lautet:

$$H(\omega) = \sum_{n=1}^N a_n \exp(j2\pi f x_n / v) \quad (3)$$

Eine vergleichbare Frequenzgangformel erhält man auch bei einem nichtrekursiven Digitalfilter. Ein SAW-Filter ist also im Grunde nichts anderes als eine analoge Realisation eines *FIR-Transversalfilters* (Finite Impulse Response-Filter). Die Filtersynthese basiert daher auf ähnlichen Methoden. Ausser bei speziellen Resonatorfiltern enthält die Übertragungsfunktion keine Pole. Tschebyscheff- und andere oft verwendete Filterfunktionen mit Polen in der Übertragungsfunktion können aber mittels numerischer Verfahren approximiert werden. Erwähnt sei hier stellvertretend der Algorithmus von Parks und McClellan [10].

Schmale Bandbreite bedingt allerdings eine erhebliche Elektrodenzahl (oft gegen 100). Die Aussenabmessungen bleiben trotzdem sehr kompakt, da die Elektrodenbreiten bei 10 MHz etwa 90 µm und bei etwa 850 MHz sogar nur 1 µm betragen. 1 µm muss andererseits in der IC-Herstellung als eine Art magische Grenze betrachtet werden, zu deren Unterschreitung beträchtliche Investitionen notwendig sind. Daher liegt die obere Betriebsfrequenz für die meisten konventionellen SAW-Elemente unterhalb 1 GHz. Submikronstrukturen, Oberwellenbetrieb und schnellere Wellenmodi werden zurzeit auch bei uns untersucht. Diese erweitern den Einsatzbereich bis zu mehreren Gigahertz. Maximal erzielbare Bandbreite, obere Frequenzgrenze und Temperaturstabilität hängen hauptsächlich von den Parametern des verwendeten Substratmaterials ab [11]. Die Tabelle I zeigt diese Einflüsse für einige gebräuchliche Materialien.

Der bisher betrachtete einfachste Interdigitalwandler genügt für viele Anwendungen nicht. Besonders verlustarme Filter benötigen beispielsweise einseitig abstrahlende Richtwandler. Eine mehrphasige Speisung oder Reflektoren machen diese Eigenschaft möglich. Reflektoren lassen sich durch eine geeignete Anzahl Gitterstreifen auf einfache Weise aufbauen. Mit zwei Reflektoren und zwei Interdigitalwandlern entsteht ein Fabry-Perot-Resonator, der als Filter besonders hoher Güte eingesetzt werden kann.

Material	ST-X-Quarz	ST-Z-Quarz	128° rot Y LiNbO ₃
Temperaturdrift (ppm/°K)	0	30	74
max. relative Bandbreite (%)	4,5	10	30
höchste Frequenz (1 µm El.) (MHz)	780	1250	990

Tabelle I Eigenschaften von SAW-Substraten

Sind sehr lange Verzögerungszeiten nötig, ist es sinnvoll, das Substrat mehrfach auszunutzen. Eine spezielle Wandlerart kann zu diesem Zweck eine Wellenfront seitlich versetzen und ihre Ausbreitungsrichtung um 180° drehen. Benötigt man eine Welle mit besonders hoher akustischer Energie, so helfen fokussierende Wandler und Wellenleiterstrukturen. Dies als kurze Übersicht über die wichtigsten Baublöcke, die dem SAW-Designer zur Verfügung stehen [12].

Der Entwurf von SAW-Bauelementen ist sehr stark computerorientiert. Da an einem fertigen Filter nichts mehr verändert oder abgestimmt werden kann, versucht man, sein Verhalten mittels Modellen möglichst exakt zu beschreiben. Das oben beschriebene Impulsmodell eignet sich vor allem für eine erste Synthese des gewünschten Frequenzganges. Danach müssen weitere Optimierungsschritte folgen, die Effekte zweiter Ordnung wie Beugung, Reflexionen der Wellen an den Elektroden sowie das Zusammenwirken mit der äusseren elektrischen Beschaltung berücksichtigen.

2.3 Technologie der Hybridintegration, Dünnfilmschaltungen

Für die Herstellung von *Hybridschaltungen* existieren zwei etablierte Verfahren. Vor allem bei tieferen Frequenzen haben sich die kostengünstigeren, auf Siebdruck beruhenden *Dickschichtschaltungen* bewährt. Für feinere Geometrien und hohe Stabilität sind *Dünnfilmschaltungen* aber bes-

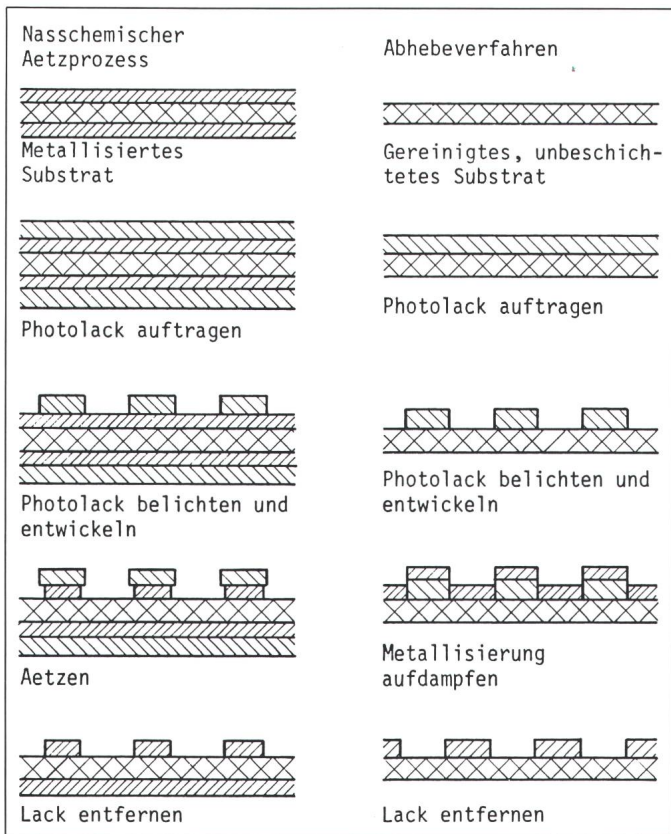
ser geeignet, die auch im folgenden ausschliesslich behandelt werden. Ihre Herstellung gleicht grundsätzlich der von Printplatten der NF-Elektronik. Die Unterschiede liegen vor allem in der Art und Qualität des Trägermaterials, der Metallisierung und in den viel höheren Ansprüchen an die Genauigkeit der Strukturen.

Das Trägermaterial soll *verlustarm* und meist von sehr *guter Oberflächenbeschaffenheit* sein. Die *Dielektrizitätszahl* muss genau bekannt und über die ganze Fläche konstant sein. Als Metallisierung kommen Gold, Kupfer und, vor allem für SAW, Aluminium in Frage. Die Schichtdicken reichen von einigen hundert Nanometern bis zu einigen Mikrometern. Beste Ergebnisse erzielt man bei MIC-Schaltungen mit hochwertigen, goldbeschichteten *Keramiksubstraten*. Billiger und leichter zu bearbeiten aber sind glasfaserverstärkte *Teflonmaterialien* (Duroid) mit einer Kupfermetallisierung. Um hohe Dielektrizitätszahlen zu erreichen, können sie mit Keramikpulver gefüllt werden. Ihre dielektrischen Verluste sind allerdings grösser als bei keramischen oder reinen Teflon-Substraten. Ausserdem ist ihr Widerstand grösser. Die Tabelle II gibt einen Überblick über gebräuchliche Substrate für MIC-Schaltungen.

Substrate für SAW-Anwendungen stammen vorwiegend aus den Einkristallen LiNbO₃, LiTaO₃ und Quarz. Die Kristallblöcke werden unter einem bestimmten Winkel in dünne, runde Scheiben (Wafer) geschnitten, deren eine Oberfläche anschliessend aufwendig poliert werden muss.

Material	Duroid 5880	Z-Quarz	Al ₂ O ₃ -Keramik
Typ	GFK-verstärktes Teflon	kristallin	amorph
Dielektrizitätszahl	2,20	4,6	10
Substratdicke (mm)	0,125-0,79	0,25-0,50	0,25-0,635
Metallisierung	Cu, 17 µm	Au, 3 µm	Au, 5 µm
dielektrischer Verlustfaktor	9 · 10 ⁻⁴	1 · 10 ⁻⁴	1-2 · 10 ⁻⁴

Tabelle II Eigenschaften von Substraten für MIC-Schaltungen



Figur 6
Herstellungsprozesse

Links: nasschemischer Ätzprozess
Rechts: Abhebeverfahren (Lift-off)

Substrat
Metall
Photolack

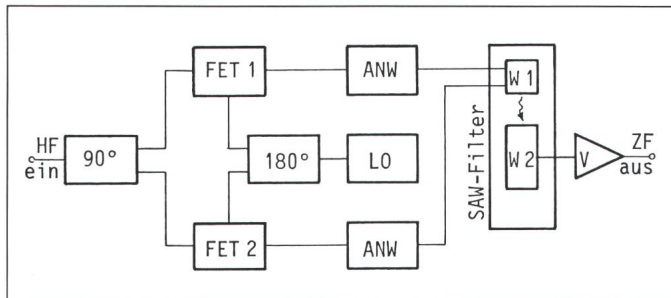
Bessere Auflösung bringt hier entweder das *reaktive Ionenätzen* oder das sogenannte *Abhebeverfahren* (Lift-off). Das Abhebeverfahren (Fig. 6) ist vor allem für dünne Aluminiumschichten (Halbleiter, SAW) sehr verbreitet. Dabei wird die Metallschicht erst nachträglich auf die belichtete und entwickelte Photolackstruktur aufgedampft. Der verbliebene Photoresist kann mitsamt der darauf befindlichen Metallisierung entfernt werden, so dass nur an den Stellen, wo das freie Substrat bedampft wurde, eine Leiterbahn entsteht. Mit dem Lift-off-Prozess ist es grundsätzlich möglich, SAW- und MIC-Bauelemente zu kombinieren und in einem Arbeitsgang herzustellen.

2.4 Anwendungsbeispiele

Die folgenden drei Anwendungsbeispiele von hybridintegrierten Schaltungen stammen aus dem Arbeitsbereich des Instituts für Feldtheorie und Höchstfrequenztechnik der ETH Zürich.

2.4.1 Integriertes MIC/SAW-Empfangsteil

Am Beispiel eines Empfängereingangsteils für das 24-GHz-Band haben wir versucht, eine Schaltung in MIC-Technik zusammen mit einer SAW-Schaltung in einem Prozessschritt herzustellen [13]. Ein 0,25 mm dickes Quarzsubstrat dient dabei sowohl als Träger der Streifenleiterschaltung als auch als Ausbreitungsmedium der Oberflächenwelle. Das Empfangsteil (Fig. 7) umfasst eine Gegentaktmischstufe, den Lokaloszillator, ein Zwischenfrequenzfilter sowie einen ZF-Verstärker. Im Oszillator und im Mischer sind GaAs-Feldeffekttransistoren in Chipform eingesetzt. Die ganze Schaltung misst 4×4 cm und erreicht die in Tabelle III abgegebenen Werte. Die Aufnahme in Figur 8 zeigt einen an unserem Institut hergestellten Prototyp dieses Empfangsteils.



Figur 7
Blockschaltbild des integrierten MIC/SAW-Empfangsteils

FET Feldeffekttransistorischer
ANW Anpassnetzwerk
LO Lokaloszillator
W1 Wandler 1
W2 Wandler 2

Welches der genannten Materialien eingesetzt wird, bestimmen die Spezifikationen des geplanten Bauteils (vgl. Tab. I).

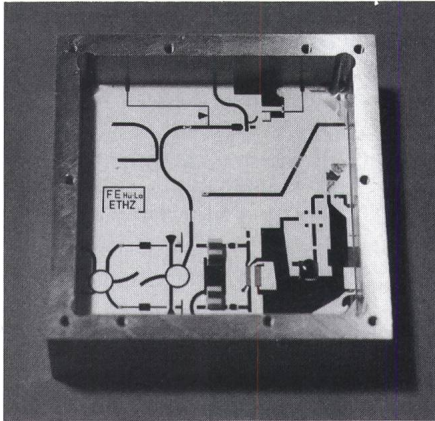
Die hohen Anforderungen an die Strukturgenauigkeit erfordern einigen Aufwand bei der Maskenherstellung. Im einfachsten Fall können die einzelnen Leitungen von Hand oder von einem CAD-System im Masstab 10:1 in eine zweischichtige Folie (Rubyolith) geschnitten werden. Für höhere Ansprüche übernimmt diese Arbeit ein Photoplotter. Durch eine geeignete photographische Reduktion der Vorlage entsteht daraus für beide Fälle die gläserne Arbeitsmaske. Ist höchste Präzision, z.B. für Submikrongeometrien, verlangt, setzt man chrombeschichtete Spezialglasmasken ein, de-

ren Strukturen von einer *Elektronenstrahl-Belichtungsanlage* erzeugt wurden. Liegt die Maske vor, wird im nächsten Schritt eine UV-empfindliche Photolackschicht im Spray-, Tauch- oder Schleuderverfahren auf das Substrat aufgebracht. Die belichtete und entwickelte Lackschicht dient nun als Ätzmaske.

Für besonders feine Strukturen ist der meistens verwendete *nasschemische Ätzprozess* (Fig. 6) wegen seiner Eigenschaft, die Metallisierungen auch unter der Lackschicht anzugreifen (Unterätzen), ungeeignet. So können auf goldbeschichteten MIC-Keramiksubstraten Spaltbreiten, die weniger als 30 µm betragen, nicht mehr mit genügender Genauigkeit hergestellt werden.

MIC/SAW-Empfangsteil	
Eingangsfrequenz	24 GHz
Zwischenfrequenz	350 MHz
Oszillatorfrequenz	24,35 GHz
ZF-Bandbreite	3 MHz
Durchgangsverstärkung (HF-ZF)	-3 dB
Leistungsaufnahme	500 mW

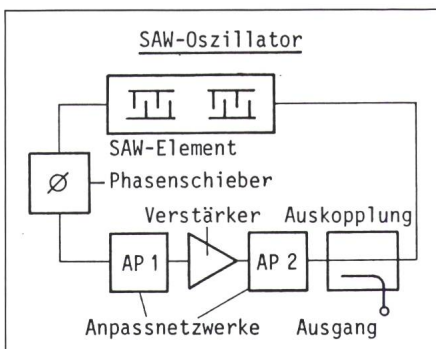
Tabelle III Spezifikation eines integrierten MIC/SAW-Empfangsteils



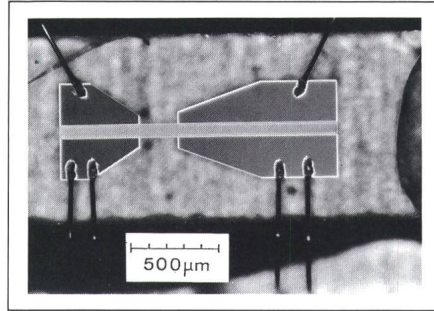
Figur 8 Integriertes MIC/SAW-Empfangsteil

2.4.2 Oszillator mit SAW-Verzögerungsleitung

Eine interessante Anwendung von Oberflächenwellen sind Oszillatoren. Als frequenzbestimmende Elemente können Resonatoren oder Verzögerungsleitungen eingesetzt werden. Im Frequenzbereich von einigen hundert Megahertz bis zu einigen Gigahertz ergeben SAW-Oszillatoren einfachere Schaltungen als gewöhnliche Quarzschwinger mit Vervielfachern. Ihr Phasenrauschen nahe beim Träger ist dabei nur geringfügig schlechter. Der Grundrauschpegel liegt zudem tiefer. Probleme mit Subharmonischen entfallen. Bei sorgfältiger Substratwahl und geeigneter Montage können heutzutage gute Temperaturstabilität und geringe Alterungsraten erzielt werden. Das Blockschaltbild in Figur 9 zeigt den Aufbau. Eine an unserem Institut entwickelte Verzögerungsleitung für 1,25 GHz ist auf Figur 10 zu sehen. Arbeiten an einem entsprechenden Oszillator haben begonnen, Daten sind aber noch nicht verfügbar. Von guten



Figur 9 Funktionsweise eines SAW-Oszillators



Figur 10 Aufnahme einer SAW-Verzögerungsleitung

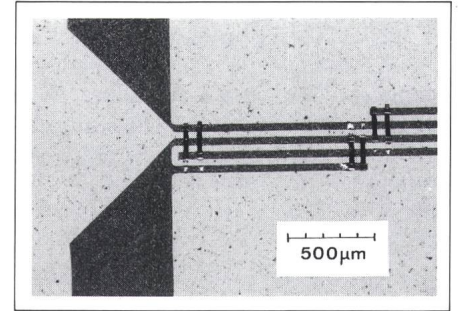
- dunkle, weiss umrahmte Flächen: Metallisierung
- diffuser grauer Untergrund: Quarzsubstrat
- dunkler Fleck am rechten Bildrand: Absorbermasse

Diese Verzögerungsleitung besteht aus zwei verschiedenen langen Interdigitalwandlern. Von den vier Anschluss pads (Sammelschienen) stellen Bonddrähte den Kontakt zur restlichen Schaltung her. Die Fläche zwischen beiden Wandlern ist in dieser Anwendung ebenfalls mit einem Metallgitter bedeckt.

SAW-Oszillatoren sind schon Werte, wie in Tabelle IV (aus Literatur [14; 15]) angegeben, erreicht worden.

2.4.3 Interdigitaler Koppler

In Verstärkern und Mischern werden häufig 3dB/90°-Koppler eingesetzt, um Signale in zwei gleich grosse, gegeneinander um 90° phasenverschobene Anteile aufzuspalten. Für breitbandige Schaltungen verwendet man oft die sog. Lange-Koppler [16], das sind Anordnungen von 4 oder 6 parallelen Streifenleitern (mit nur 2 parallelen Leitern müsste der Spalt für 3-dB-Kopplung kleiner als 10 µm sein). Die Aufnahme (Fig. 11) zeigt einen Ausschnitt eines Lange-Kopplers auf Aluminiumoxid-Keramik. Er funktioniert in einem Bereich von 9,5 bis 14,5 GHz. Die Breite der Leiter und Spalten liegt bei diesem Koppler zwischen 40 und 46 µm, was bei einer Schichtdicke von 5 µm etwa die Grenze unserer technologischen Möglichkeiten für Nass-Ätzen darstellt.



Figur 11 Detailaufnahme eines Lange-Kopplers

- Dunkel: Metallisierung
 - Hell: Keramiksubstrat
- Je zwei Goldbänder verbinden zwei Leiter miteinander (Induktivitätsverminderung). Gesamte Koppellänge: $\lambda/4$

3. Monolithische Integration

3.1 Monolithisch-integrierte Mikrowellenschaltungen (MMIC)

Bei MMIC-Schaltungen ist es erstmals in der Mikrowellentechnik möglich, die aktiven Komponenten zusammen mit passiven Bauteilen in einem Arbeitsgang herzustellen. Voraussetzung dafür ist ein Substratmaterial wie Galliumarsenid (GaAs), auf welchem einerseits gute Halbleiterelemente herstellbar sind und das sich andererseits als Träger für verlustarme HF-Leitungsstrukturen eignet. Im folgenden sollen einige für GaAs-MMIC typische Probleme und deren Lösung erörtert werden.

- Leitungen auf GaAs haben höhere Verluste als solche auf Aluminiumoxid-Keramik, weil sowohl das Substrat als auch die Metallisierung wesentlich dünner ist. Dies wird teilweise aufgewogen durch allgemein kürzere Leitungslängen. Die Leitungsverluste sind, neben dem reduzierten Flächenbedarf, ein wichtiger Grund dafür, dass in MMIC-Schaltungen konzentrierte Spulen und Kondensatoren den Leitungselementen vorgezogen werden.

<i>BT-Z-Quarz-SSBW-Verzögerungsleitung</i>	
Arbeitsfrequenz: 2 GHz	
Phasenrauschen:	-120 dBc/Hz bei 20 kHz Abstand vom Träger
	-150 dBc/Hz Grundrauschen (Noise Floor)
	(Spitzenwerte: -176 dBc/Hz bei $f_0 = 300$ MHz [16])
Temperaturgang:	-25 ppm von -20 °C bis +70 °C
Alterungsrate:	3...5 ppm/Jahr

Tabelle IV Mögliche Werte für SAW-Oszillator

- Die höhere Packungsdichte führt zu starken Verkopplungen der einzelnen Schaltungsteile. Da die Chipfläche möglichst klein sein soll, müssen diese Kopplungen bei der Schaltungsbeurteilung berücksichtigt werden. An besseren CAD-Programmen für MMIC wird weltweit intensiv gearbeitet [17].

- Bei grösseren Schaltungen ergeben sich oft *Erdungsprobleme*, z.B. wenn mitten auf dem Chip ein guter HF-Nullpunkt gebraucht wird. Durchkontaktierungen, sog. Via Holes, sind eine häufig gewählte Lösung, die aber technologisch sehr anspruchsvoll ist.

- Galliumarsenid ist ein schlechter Wärmeleiter. Daher ergeben sich schon bei Verlustleistungen von einigen 100 mW *thermische Probleme*. Schaltungen mit grosser Verlustleistung baut man auf möglichst dünne GaAs-Plättchen, die in ein gut wärmeleitendes Gehäuse (z.B. aus Kupfer) oder auf einen Berylliumoxidträger montiert werden.

- Schliesslich stellen sich bei MMIC spezielle *Test- und Messprobleme*. Die seit etwa einem Jahr erhältlichen Wafer-Prober [18] für Messungen bis 26 GHz direkt auf dem Wafer haben, zusammen mit neuen Netzwerkanalytoren, zu einem eigentlichen Durchbruch auf diesem Gebiet geführt.

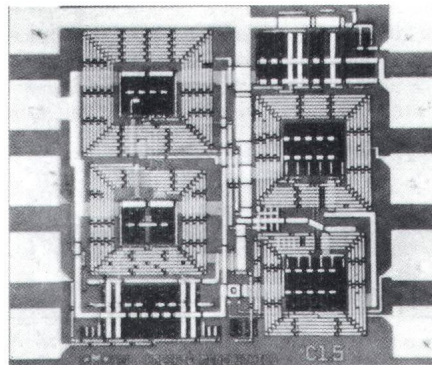
Was ist nun bei der *Anwendung* von monolithischen Mikrowellen-ICs zu beachten?

- Das Gesamtsystem ist so auszulegen, dass möglichst viele Standard-MMIC Verwendung finden.
- Die grösseren Toleranzen von MMIC gegenüber abstimmbaren MIC-Schaltungen müssen kompensiert werden können.
- Die einzusetzenden MMIC-Komponenten sind in einem Testaufbau auszumessen; meistens reichen die Datenblattangaben allein nicht aus.
- Beim Einbau sind Schutzmassnahmen gegen Zerstörung durch elektrostatische Aufladung vorzusehen.

Die applikationsspezifische Neuentwicklung eines MMIC lohnt sich heute nur für sehr grosse Stückzahlen oder wenn eine Funktion nicht als Hybridschaltung realisiert werden kann (z.B. grosse Phased-Array-Radarantennen).

3.2 Anwendungsbeispiel: MMIC-Konverter für C-Band

Die in Figur 12 abgebildete monolithische GaAs-Schaltung der Firma



Figur 12 Monolithischer Konverter für das C-Band

Pacific Monolithics ist ein komplettes Eingangsteil für das Satellitenband 3,7...4,2 GHz. Sie ist eine der ersten kommerziell erhältlichen MMIC, die mehrere verschiedene Funktionsgruppen enthält, nämlich den Oszillator, einen HF- und einen ZF-Verstärker sowie einen Gegentakt-Diodenmischer. Der Anwender braucht nur noch einen dielektrischen Resonator zur Frequenzstabilisierung, ein paar Abblockkondensatoren und Widerstände zur Arbeitspunkteinstellung anzuschliessen. Der Hersteller gibt die in Tabelle V reproduzierten technischen Daten an.

C-Band-MMIC-Konverter	
Eingangsfrequenz	3,7...4,2 GHz
Zwischenfrequenz	50...2000 MHz
Oszillatorfrequenz	3,3...5,1 GHz
Verstärkung (HF-ZF)	>35 dB
Rauschzahl	<6 dB
Leistungsaufnahme	max. 860 mW

Tabelle V Monolithisch-integrierter Konverter für das C-Band

Gegenüber einer Hybridschaltung ist der Phasengleichlauf viel besser. Der Baustein ist in einem oberflächenmontierbaren Gehäuse mit 4,5 mm Kantenlänge eingebaut.

4. Ausblick

Die Technologie für die Herstellung von Hybridschaltungen ist heute etabliert. Die Entwurfssoftware für MIC-Schaltungen kann zumindest teilweise auf dem Markt gekauft werden.

Auf den technologisch anspruchsvolleren Gebieten der SAW- und der MMIC-Schaltungen sind dagegen weltweit nur etwa je ein Dutzend Fir-

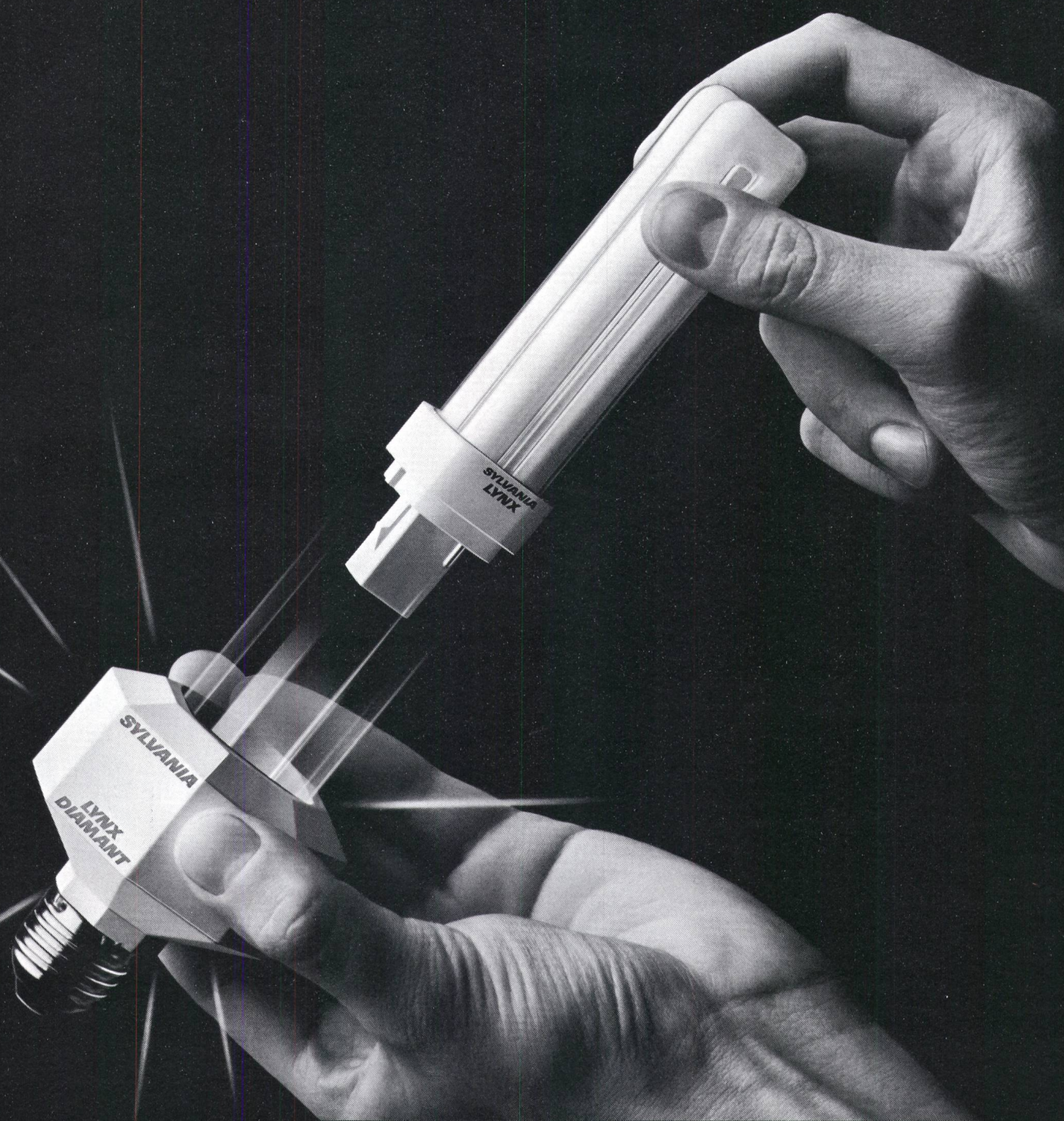
men tätig. Diese verkaufen ihre Produkte meist als Standardkomponenten oder ganze Subsysteme. Die weitere Entwicklung wird - abgesehen von den verfügbaren Mitteln - stark davon abhängen, wie gut es gelingt, auch SAW- und MMIC-Bauelemente nach Kundenspezifikation einzusetzen.

Dazu sind jedoch noch grosse Anstrengungen beim Design und bei der Herstellung nötig.

Literatur

- [1] E. Hammerstad and O. Jensen: Accurate models for microstrip computer aided design. 1980 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 407...409.
- [2] M. Kirschning and R.H. Jansen: Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimeter-wave frequencies. Electronics Letters 18(1982)6, p. 272...273.
- [3] R.H. Jansen: Probleme des Entwurfs und der Messtechnik von planaren Schaltungen. Teil 1/2/3. NTZ 34(1981)7, S. 412...417, Nr. 8, S. 524...530 und Nr. 9, S. 590...599.
- [4] H.A. Wheeler: Transmission-line properties of a strip on a dielectric sheet on a plane. IEEE Trans. MTT 25(1977)8, p. 631...647.
- [5] T.G. Bryant and J.A. Weiss: Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip lines. IEEE Trans. MTT 16(1968)12, p. 1021...1027.
- [6] R.K. Hoffmann: Integrierte Mikrowellenschaltungen. Elektrische Grundlagen, Dimensionierung, technische Ausführung, Technologien. Berlin u.a., Springer-Verlag, 1983.
- [7] Compact user manual. Paterson/N.J., Communications Consulting Corp.
- [8] Touchstone user manual. Westlake Village/CA, Eesof.
- [9] S. Datta: Surface acoustic wave devices. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1986.
- [10] J.H. McClellan, T.W. Parks and L.R. Rabiner: A computer program for designing optimum FIR linear phase digital filters. IEEE Trans. AU 21(1973)6, p. 506...526.
- [11] A.J. Slobodnik, E.D. Conway and R.T. Delmonico: Microwave acoustics handbook. Second edition. Bedford/Massachusetts, Air Force Cambridge Research Laboratories, 1973.
- [12] M.F. Lewis a.o.: Recent developments in SAW devices. IEE Proc, Part A 131(1984)4, p. 186...215.
- [13] U. Lott and R. Hügli: Integrated SAW/MIC downconverter. Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium, Williamsburg/VA, November 17...19, 1986.
- [14] T.J. Lukaszek and A. Ballato: Microwave frequency sources employing shallow bulk acoustic wave devices, Microwave Journal 28(1985)3, p. 77...99.
- [15] T.E. Parker: Precision surface acoustic wave (SAW) oscillators. Proceedings of the IEEE Ultrasonics Symposium 1982, p. 268...274.
- [16] J. Lange: Interdigitated stripline quadrature hybrid. IEEE Trans. MTT 17(1969)12, p. 1150...1151.
- [17] R.A. Pucel: MMICs, modelling and CAD - where do we go from here? Proceedings of the 16th European Microwave Conference, Dublin, 1986, p. 61...70.
- [18] Hersteller: Cascade Microtech, Beaverton/OR 97075/USA.

LYNX-DIAMANT



Mit Sylvania's brillantem Adapter passt jetzt das modernste Licht in jede herkömmliche Fassung.

Worauf viele gewartet haben: Eine Kompakt-Leuchtstofflampe, die auch ohne das teure Vorschaltgerät ersetzt werden kann. Lynx-Diamant – das neue und revolutionäre, 2teilige Lichtsystem.

Einerseits die energiesparende Lynx Kompakt-Leuchtstofflampe – andererseits der neue, diamantförmige Adapter von Sylvania, dessen Lebensdauer der von 10 Lampen entspricht und der ausserdem mit einer 5jährigen Garantie versehen ist.

Wenig Energieverbrauch, warmes, angenehmes Licht, vereinfachter Unterhalt und lange Lebensdauer verleihen dieser Lichtquelle glänzende Anwendungseigenschaften im Innen- und Aussenbereich.

Sylvania Lynx-Diamant – die brillante Verbindung.

Coupon: Bitte senden Sie weitere Informationen über Sylvania Lynx-Diamant.

Name

Adresse

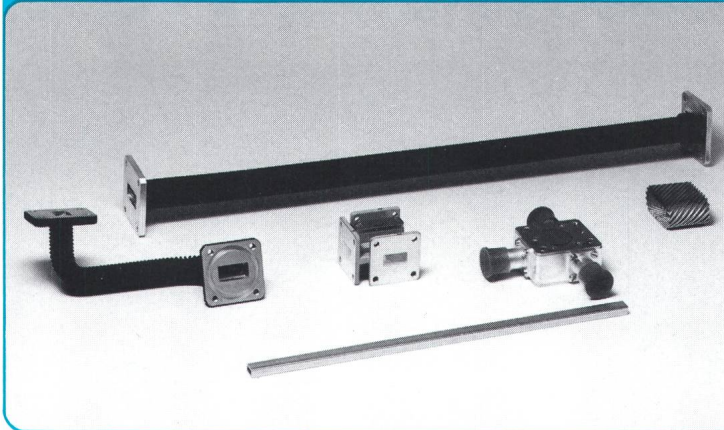
SEV

SYLVANIA

GTE

GTE SYLVANIA AG, 4, ch. des Léchères, 1217 Meyrin, Tel. 022/82 00 72, Tx 28 233

HF- / MW-Komponenten



Passive HF- und MW-Komponenten

- Hohlleiter (rigid, flex, twist)
- Transitions, Bends, Twists
- Abschlüsse, Adapter, Abschwächer
- Koppler
- Ferrite

INVERTAG AG, Bühlstrasse 1
8125 Zollikerberg, Tel. 01 391 56 30

Invertag

MIKROWELLENSYSTEME

Das sind die Mikrowellengeneratoren von **WAVETEK**. Extrem kompakt und leicht. Der YIG-Oszillator garantiert eine stabile Frequenz mit niedrigem Noise. Diese preiswerten Geräte sind dank den ausgezeichneten Spezifikationen universell einsetzbar. Verlangen Sie detaillierte Unterlagen. Denn vielseitig ist auch das Geräte-Programm.

Mikrowellen-Signal-Generatoren

- Modell 952 1 bis 4 GHz
- Modell 954 3,7 bis 7,6 GHz
- Modell 955 7,5 bis 12,4 GHz
- Modell 957 12 bis 18 GHz

- +10 dBm Ausgangsleistung
- CW, AM, FM und interner Sweep
- Ext. Leveling
- sehr kleine Abmessungen



Mikrowellen-Sweep-Generatoren

- Modell 962 1 bis 4 GHz
- Modell 964 3,7 bis 8,4 GHz
- Modell 965 7 bis 12,4 GHz
- Modell 967 12 bis 18 GHz

- +10 dBm Ausgangsleistung
- 3 unabhängige Marker
- Start/Stop und Δ Sweep
- nur 5 kg

Vielseitig.



KONTRON ELECTRONIC

Kontron Electronic AG
Electronics
Bernerstrasse Süd 169
8010 Zürich
Telefon 01/435 4111

Kontron Electronic SA
Electronics
10, ch. des Croisettes
1066 Epalinges
Téléphone 021/33 15 35

DEMELECTRIC

Wandstromverteiler aus Vollgummi



DEMELECTRIC Wand-Stromverteiler aus Vollgummi

- Ideal für Industrie, Bau und Gewerbe als feste oder provisorische Verteileranlagen.
- Robuste und Widerstandsfähige Ausführung (Kautschuk).
- Grösse 375 x 240 x 130 mm.
- Anzahl Steckdosen und deren Typen sind wählbar.
- Auf Wunsch mit Fi-Schalter und Sicherungsautomaten.

DE-METALL Aktiengesellschaft
Elektrotechnische Industrieprodukte
Steinhaldenstr. 26, CH-8954 Geroldswil
Tel. 01/748 30 60, Telex 825 229

DEMETALL