

Kapitel 5 Realisierung der Meßverfahren und Meßergebnisse

Die bisherigen Kapitel haben die Grundlagen behandelt, die sowohl physikalisch als auch technisch hinter einer optischen Meßtechnik stecken, mit deren Hilfe monolithisch integrierte Hoch- und Höchsthfrequenz-Bauelemente und -Schaltungen im Mikro- und Millimeterwellenbereich charakterisiert werden sollen. Dieses Kapitel nun stellt die vorhandenen und realisierten Meßaufbauten vor und zeigt die mit ihnen erzielten Meßergebnisse. Begonnen werden soll mit dem vorhandenen und etablierten Meßaufbau, der den Pockels-Effekt anwendet und sich eines gepulsten Nd:YAG-Lasers bedient. Der zweite und dritte Unterabschnitt dieses Kapitels widmet sich dann der Realisierung glasfaserbasierter Meßsysteme unter Anwendung der Heterodyn-Meßtechnik und erläutert deren Ergebnisse. Im zweiten Unterabschnitt wird außerdem ein Photodetektor vorgestellt, der speziell für die heterodyne Mischung zweier Lichtwellen konzipiert ist.

Nach meiner Kenntnis existiert bis heute nur ein Meßaufbau, der für Messungen von Millimeterwellensignalen in Hochfrequenz-Bauelementen konsequent den Einsatz der Glasfasertechnik verfolgt [20]. In jener Arbeit dient nur ein kontinuierlich emittierender DFB-Laser (*DFB; distributed feedback*) mit einer Wellenlänge von 1550 nm und einer mittleren optischen Leistung von 2 mW als Lichtquelle, was die bereits erwähnte Einschränkung der Meßbandbreite durch die Grenzfrequenz der benutzten Photodiode zur Folge hat. Folglich wird mit der vorliegenden Dissertation zum ersten Mal ein Meßaufbau veröffentlicht, der die Vorzüge der Glasfasertechnik mit denen der Heterodyn-Meßtechnik verbindet.

5.1 Der Meßaufbau für die elektrooptische Meßtechnik mit einem gepulsten Lasersystem

5.1.1 Meßaufbau

Bild 5-1 zeigt den Aufbau des HF-Meßplatzes für Messungen im Frequenzbereich, wie er im Fachgebiet Optoelektronik vorhanden ist. Er wird ausschließlich in der Konfiguration der direkten elektrooptischen Meßtechnik in Reflexion verwendet (siehe Bild 4-1a) zur Untersuchung GaAs- und InP-basierter Bauelemente und MMICs. Eine genaue Beschreibung des Meßaufbaus findet sich in [16].

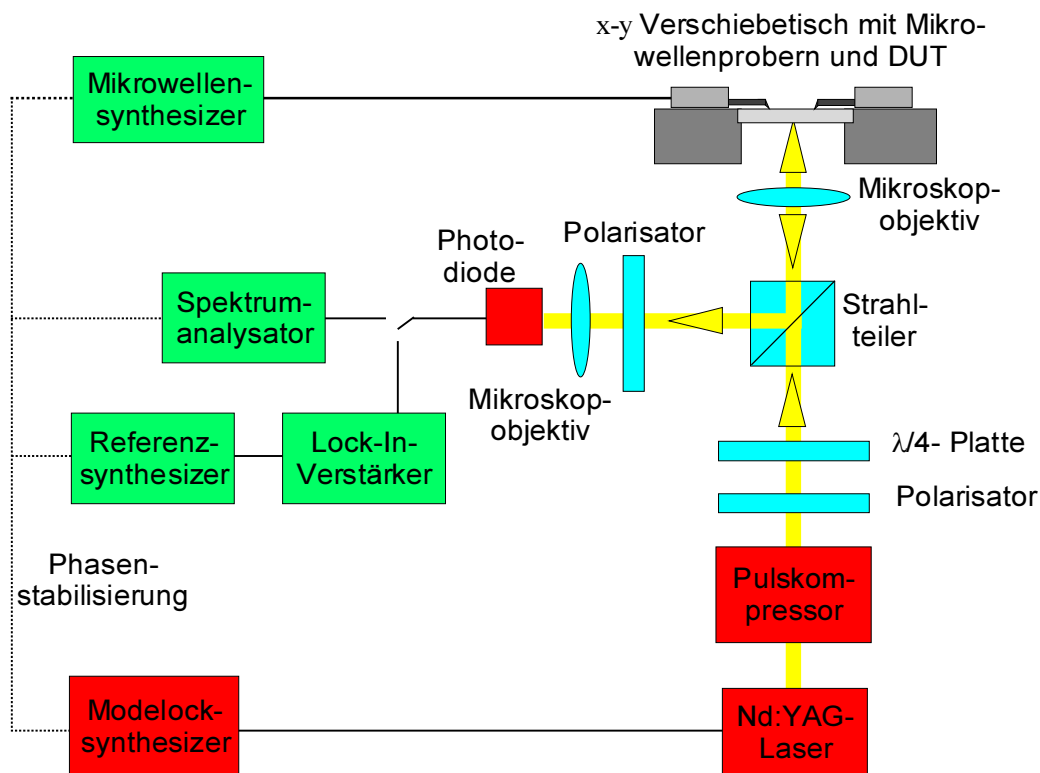


Bild 5-1 Meßaufbau für Frequenzbereichsmessungen mit der elektrooptischen Meßtechnik mit einem aktiv modengekoppelten Nd:YAG-Laser und nachfolgendem Puls-kompressor

Das Herz dieses Aufbaus bildet ein aktiv modengekoppelter Nd:YAG-Laser in Verbindung mit einem Faser-Gitter-Pulskompressor, nach dessen Durchtritt die

Laserpulse eine mittlere Leistung von bis zu 2 W und eine Halbwertsbreite von etwa 5 ps haben. Damit ist die Bandbreite dieses Meßplatzes auf etwa 90 GHz begrenzt.

Ein Glan-Thomson-Polarisator bildet den Eingangspolarisator der Pockels-Zelle, die anschließende $\lambda/4$ - Verzögerungsplatte dient der statischen Einstellung des Arbeitspunktes. Durch einen Strahlteiler und ein Mikroskopobjektiv trifft das Licht von der Rückseite her auf die Probe, wechselwirkt dort entlang des Integrationsweges h (vgl. Gl. 3.6) mit dem elektrischen Feld des Mikrowellensignals und wird an der Oberseite des DUT reflektiert. Über den Strahlteiler gelangt es dann zum zweiten Polarisator und wird von einem weiteren Objektiv auf eine Lawinenphotodiode (Siemens, *BPW 28*) fokussiert. Diese konfokale Anordnung hat den Vorteil, daß nur das Licht vom Meßort, also vom Fokus des Mikroskopobjektivs, in den Photodetektor gelangt, wodurch der Signal-Rausch-Abstand (*SNR*; signal to noise ratio) verbessert wird [103]. Da die verwendete Photodiode bei 18 MHz ihre maximale Empfindlichkeit hat, wird die Meßfrequenz f_{if} gemäß Gl. 4.4 auf diesen Wert gelegt.

Die Auswertung des Photostroms $I_{aus}(t)$ erfolgt mit einem elektrischen Spektrumanalysator für die Messung der Amplitude des Mikrowellensignals oder mit einem Lock-In-Verstärker zur Detektion der Phase. Wegen der schon angesprochenen notwendigen phasenstarrten Kopplung zwischen dem Mikrowellensynthesizer, der das DUT mit dem elektrischen HF-Signal versorgt, und den optischen Abtastpulsen sind der Modellocksynthesizer des Lasers, der Mikrowellensynthesizer sowie die Auslesegeräte, also Spektrumanalysator oder Referenzsynthesizer des Lock-In-Verstärkers, über eine externe Referenzleitung synchronisiert.

Um mit diesem Meßsystem Zeitbereichsmessungen durchzuführen, wird – wie in Kapitel 4.2 beschrieben – ein zweiter Strahlteiler hinter dem Pulskompressor aufgestellt. Der so erzeugte weitere Teilstrahl trifft auf eine weitere Photodiode. Deren Photostrom wird verstärkt und als elektrisches Signal auf das DUT gegeben. Dabei kann ein Phasenschieber zwischen Verstärker und DUT integriert werden, so daß über dessen kontinuierliche Änderung die zeitliche Entwicklung des elektrischen Signals an einem Meßort verfolgt werden kann. Oder das DUT wird bei starrer Phasenlage zwischen elektrischem Signal und optischem Abtastpuls abgescannt und erzeugt somit eine zweidimensionale Momentaufnahme der elektrischen Feldverteilung auf dem DUT.

5.1.2 Meßergebnisse

Mit diesem apparativen Aufbau werden MMICs auf Basis von GaAs und InP im Frequenz- wie im Zeitbereich, eindimensional wie auch zweidimensional elektrooptisch getestet und die Ergebnisse mit denen von Netzwerkanalysator-messungen und numerischen Berechnungen quantitativ verglichen. Die minimal detektierbare Spannung beträgt 2,25 mV, was zu einer Spannungsempfindlichkeit von $72 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ führt [16]. Die Ortsauflösung ist besser als 0,5 μm [64], und mit Zeitbereichsmessungen können z.B. die Erzeugung von Schockwellen und Solitonen in nichtlinearen Transmissionsleitungen (*NLTL*; *nonlinear transmission line*) mit Fallzeiten bzw. Halbwertsbreiten bis hinab zu 6 ps nachgewiesen werden [140 - 142].

Einer solchen Generierung von Schockwellen im Zeitbereich entspricht im Frequenzbereich die Frequenzvervielfachung. Dazu sind in Bild 5-2 die Ergebnisse einer zweidimensionalen elektrooptischen Feldverteilungsmessung in einer NLTL mit 10 periodisch angeordneten Dioden gezeigt. Teilbild 5-2a) zeigt schematisch die Struktur dieser NLTL auf InP-Basis. Über Mikrowellenprober wird ein Mikrowellensignal mit einer Frequenz von 6 GHz auf die NLTL gegeben. Die Ortsverteilung des gemessenen elektrooptischen Signals ist in Teilbild 5-2b) dargestellt. Teilbild 5-2c) gibt die elektrooptisch gemessene Potentialverteilung der zweiten Harmonischen bei 12 GHz wieder. Man erkennt, daß im Gegensatz zur Grundwelle hier die Amplitude des elektrooptischen Signals ansteigt, während die Mikrowelle entlang der NLTL läuft. Das letzte Teilbild schließlich zeigt die gemessene Potentialverteilung der dritten Harmonischen. Auch hier steigt das elektrooptische Signal in Ausbreitungsrichtung der Mikrowelle an. Auffallend an allen 3 Ergebnissen ist die Asymmetrie in der elektrooptischen Feldverteilung auf den Massekontakten. Diese sind zwar als Äquipotentialflächen ausgearbeitet, doch zeigen diese Unsymmetrien, daß offensichtlich durch das nichtlineare Verhalten der NLTL eine Konversion der Anregungsmoden in parasitäre Moden stattfindet [16, 140 - 142].

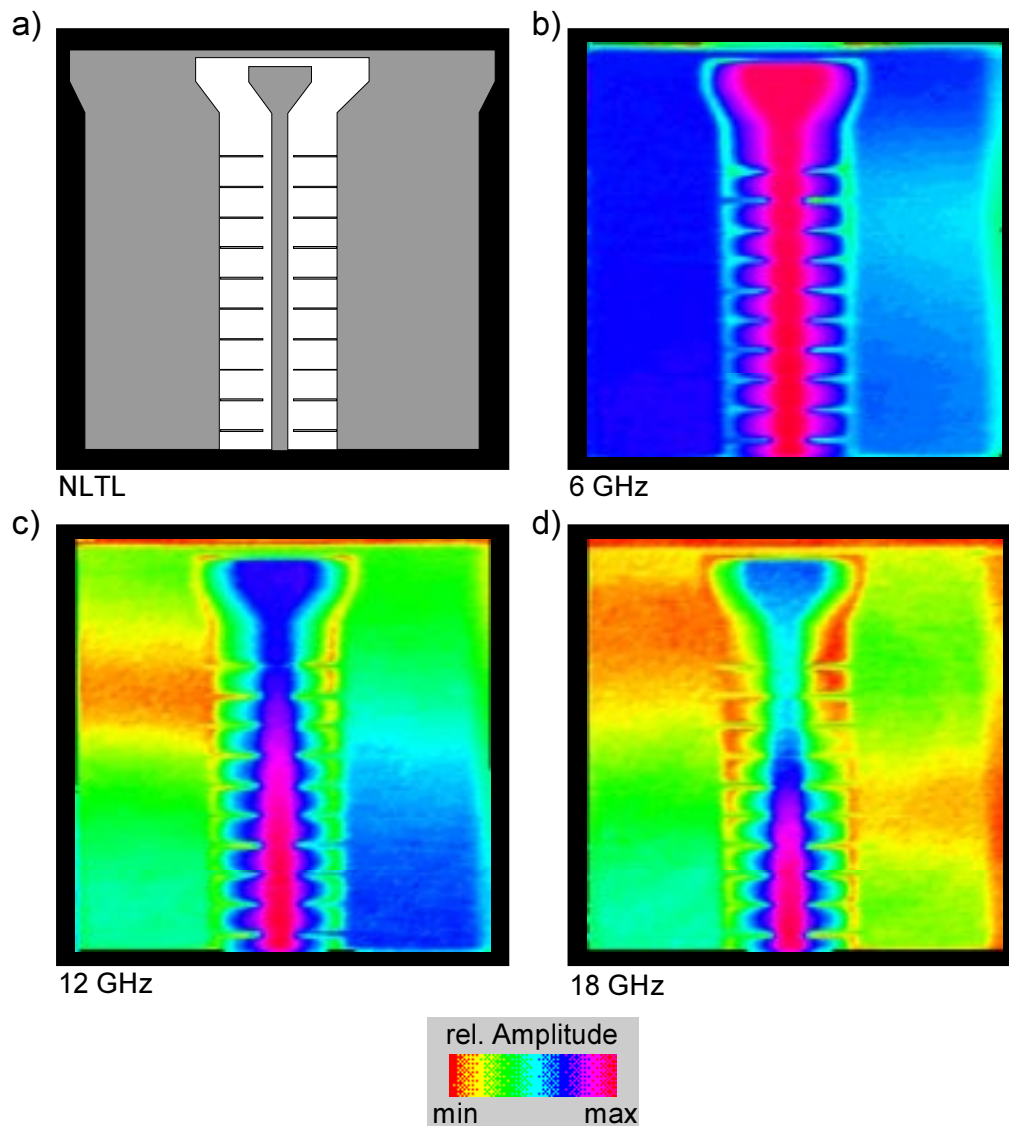


Bild 5-2 Erzeugung von Harmonischen in einer nichtlinearen Transmissionsleitung; a) Struktur der Metallisierung, b) Ortsverteilung des gemessenen elektrooptischen Signals der Grundwelle bei 6 GHz, c) der zweiten Harmonischen bei 12 GHz, d) der dritten Harmonischen bei 18 GHz

Dieses Ergebnis hätte nicht mit einem Netzwerkanalysator erzielt werden können. Man hätte zwar den Effekt der Frequenzvervielfachung an sich nachweisen können, doch wären alle bauelementinternen Details der Modenkonzersion, also die Asymmetrien der elektrooptischen Feldverteilung, verborgen geblieben. Dieses Ergebnis unterstreicht daher nochmal sehr eindrucksvoll die Bedeutung und Notwendigkeit einer schaltungsinternen Meßtechnik für die Charakterisierung moderner Mikrowellenbauelemente und

integrierter Schaltungen und untermauert das Potential der elektrooptischen Meßtechnik.

5.2 Das heterodyn-elektrooptische Meßsystem

5.2.1 Meßaufbau

Ausgehend von Bild 4-3 ist das Konzept, wie ein heterodyn-elektrooptischer Meßplatz aufgebaut werden muß, klar vorgegeben: nur das Licht des ersten Lasers muß auf die Probe treffen und dort die Möglichkeit haben, über den Pockels-Effekt mit dem HF-Signal wechselwirken zu können, um so die Seitenbänder $f_1 \pm f_m$ im Spektrum des vom Bauelement reflektierten Lichts zu erzeugen (Bild 4-3c).

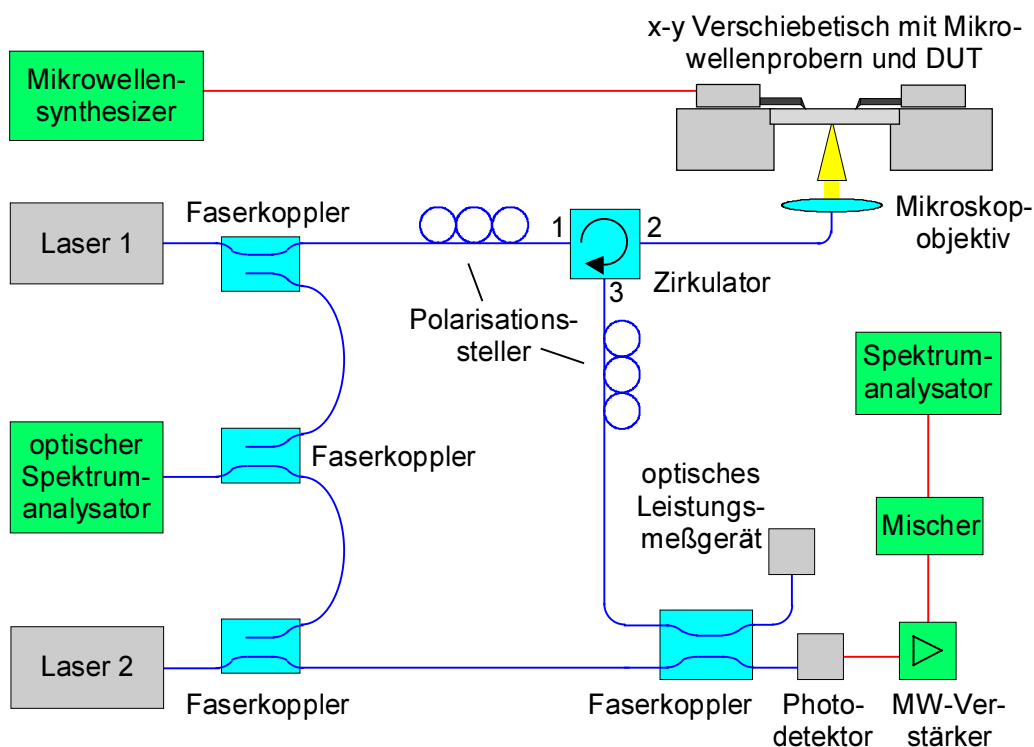


Bild 5-3 Meßaufbau für die heterodyn-elektrooptische Meßtechnik

Zu diesem Zweck muß folglich eine Pockels-Zelle vom Laser 1 durchlaufen werden. Da das direkte Meßverfahren angewendet werden soll, ist das Substrat des MMIC selbst das doppelbrechende Medium dieser Pockels-Zelle. Das Licht des Laser 2, welcher als lokaler Oszillator wirkt, muß erst im Photodetektor dem vom DUT reflektierten Licht überlagert werden. Außerdem ist die Kenntnis des Frequenzabstandes $\Delta f = f_1 - f_2$ der beiden Laser wichtig, um gemäß Gl. 4.7 die Frequenz f_m der Mikrowelle bestimmen zu können. Aus diesem Grund ist ein optischer Spektrumanalysator im Meßaufbau notwendig, der einen Teil des Lichts beider Laser empfängt und Δf anzeigt. Daraus ergibt sich der in Bild 5-3 dargestellte apparative Aufbau.

Alle optischen Komponenten, also beide Laser, die Glasfasern und optischen Elemente, der Probenstisch und der Photodetektor, befinden sich auf einem schwingungsgedämpften, optischen Tisch, um so den Aufbau weitestgehend gegen Vibrationen, die über den Fußboden übertragen werden und die Messungen empfindlich stören, zu isolieren. Das Labor ist klimatisiert, um so die Frequenzstabilität der Laser durch eine möglichst konstante Raumtemperatur zu erhöhen.

Da für die optische Nachrichtentechnik die Wellenlänge um $1,55 \mu\text{m}$ von sehr großer Bedeutung ist und zudem zum Zeitpunkt des Projektbeginns Erbium-dotierte Faserlaser die leistungsstärksten Lichtquellen in diesem Wellenlängenbereich darstellten, wurden zwei *EFL-R98-TS* Erbium-dotierte Ringlaser der Firma MPB Technologies, Kanada, gekauft. Ihre spezifizierten Leistungsdaten sind

optische Ausgangsleistung	> 20 mW
Wellenlängendurchstimmbarkeit	1528 nm - 1562 nm
Schrittweite der Durchstimmbarkeit	jeweils 50 pm - Schritte (entspricht $\pm 6,25$ GHz)
Linienbreite	< 60 kHz
Frequenzdrift	< 50 MHz / Tag.

In Erbium-dotierten Faserlasern (*EDFL; Erbium-doped fiber laser*) dient die mit Erbium dotierte Glasfaser als aktives Medium, welche in den gekauften Modellen einen 22 m langen Ringresonator bildet, der durch einen zweiten Glasfaserring von 25 cm Länge stabilisiert wird [104, 105]. Die Länge des Hauptringes ist verantwortlich für die hohe Ausgangsleistung des Lasers, da so

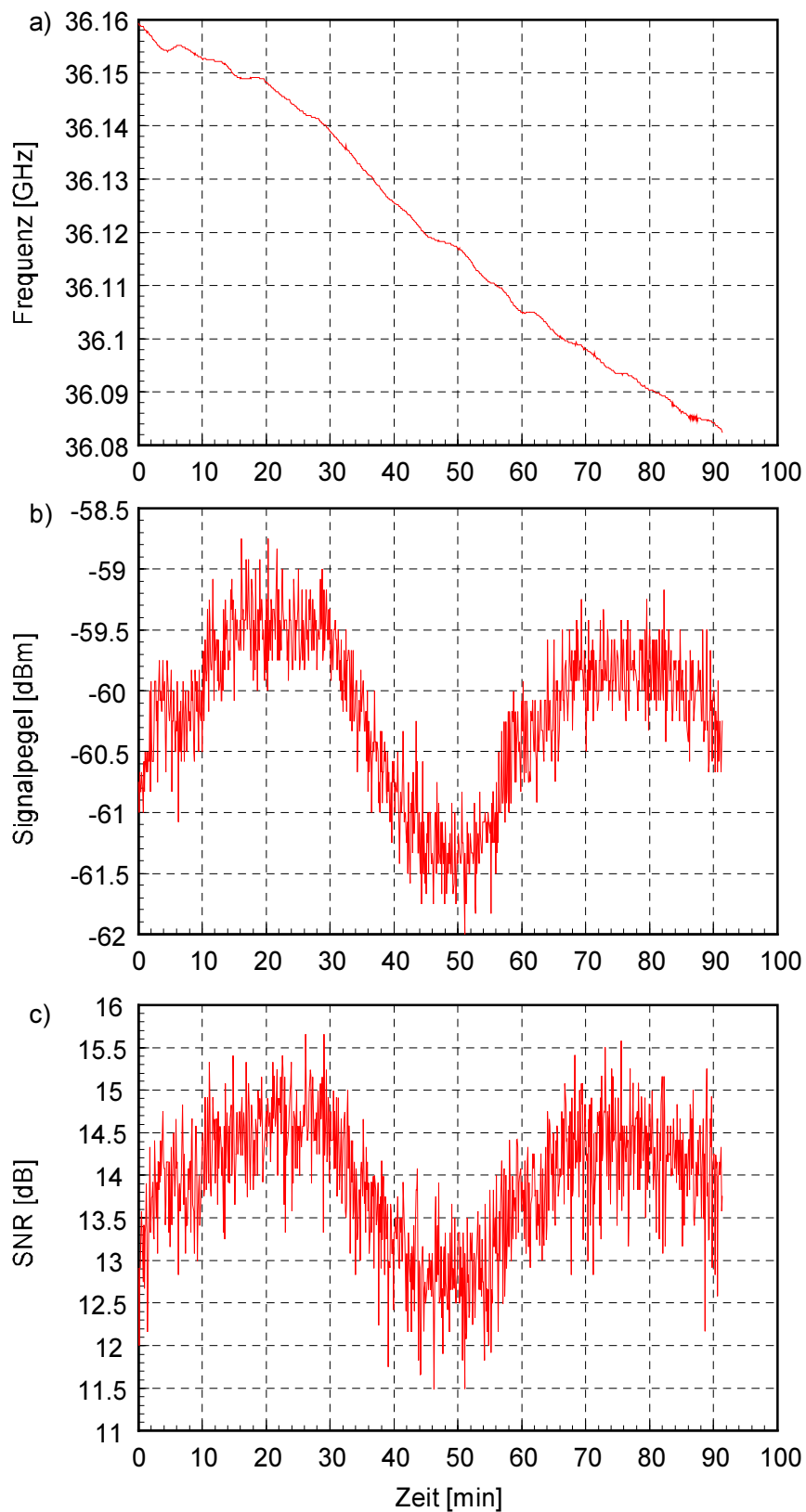


Bild 5-4 Stabilitätsmessung der verwendeten EDFLs über die Zeit; a) gemessene Differenzfrequenz, b) gemessener Signalpegel, c) gemessener Rauschabstand

viele Er-Atome in den angeregten Zustand angehoben werden und ihre Energie dann stimuliert abgeben können. Sie ist aber auch verantwortlich dafür, daß der Abstand zweier longitudinaler Moden in dieser langen Cavity nur etwa 9 MHz beträgt, weshalb eine Stabilisierung in Form des 25 cm langen Subresonators nötig ist. Über einen sog. *feedback loop* ist dieser Subresonator mit dem Hauptring gekoppelt und dient zur Unterdrückung eventueller Modensprünge im Hauptresonator. Das Licht tritt aus über Singlemode-Fasern – in dieser Arbeit wird ausnahmslos die Singlemodefaser *SMF-28* der Firma Siecor verwendet – an deren Enden sich FC/PC - Faserkupplungen befinden.

Die Stabilität der Differenzfrequenz der Laser ist ausschlaggebend für die Nutzbarkeit der Heterodyn-Technik als Charakterisierungsmethode von HF-Bauelementen. Da der benutzte Photodetektor nicht in der Lage ist, das Licht der Laser direkt zu detektieren (eine Wellenlänge von 1550 nm entspricht einer Frequenz von 193,4 THz), soll in Bild 5-4a) exemplarisch eine 1 ½ stündige Messung präsentiert werden, mit der die Drift der Differenzfrequenz zwischen beiden Lasern über 90 min erfaßt wird. Die Meßbandbreite des Spektrumanalysators beträgt bei dieser Messung 300 kHz, der verwendete Wanderwellen-Photodetektor wird mit 10 V vorgespannt.

Für diese Messung wird kein Mikrowellensignal an das DUT – es handelt sich um eine Gold-Koplanarleitung auf einem GaAs-Substrat – gelegt. Der Photodetektor mißt also das unmodulierte reflektierte Licht des Laser 1 und mischt es heterodyn mit dem Licht des Laser 2. Dieses Differenzsignal ist in Bild 5-4a) aufgetragen. Der Signalpegel über die Zeit ist in Bild 5-4b) dargestellt, der Abstand des Signals zum Rauschen (*SNR*), welcher abhängig von der eingestellten Auflösung, also der Meßbandbreite des Spektrumanalysators ist, in Bild 5-4c).

Da gleich mehrere Faserkoppler in den Meßaufbau integriert sind, sei hier auf ihre Funktionsweise etwas näher eingegangen. Die Faserkoppler wurden bereits in Bild 5-3 so skizziert, daß sich in ihrem Inneren zwei Glasfasern sehr nahe kommen. Der Grund für diese Anordnung der Fasern ist im folgenden zu suchen. Der Kern einer Glasfaser hat einen größeren Brechungsindex als die ihn umgebende Mantelschicht. Die Stetigkeitsbedingungen, die eine elektromagnetische Welle beim Übergang von einem Medium in ein anderes erfüllen muß, bewirken, daß sich das Licht innerhalb des optisch dichteren Mediums, also im Kern fortbewegt. Man spricht dann davon, daß das Licht im Kern der Glasfaser "geführt" wird (in der Sprache der Strahlenoptik bedeutet dies, daß das Licht an der Grenzfläche Kern-Mantel ständig totalreflektiert wird). Jene Stetigkeitsbedingungen besagen jedoch auch, daß immer ein Teil des Lichts

aus dem Faserkern austritt. Findet nun dieser exponentiell abklingende Teil der Lichtwelle, die am ersten Eingang in dieses faseroptische Element trifft, in unmittelbarer Nähe eine zweite Glasfaser vor, in der er weiterpropagieren kann, so kann man auf diese Weise das Licht in eine zweite Faser überkoppeln (vgl. [77]). Auch hier gilt nun, daß der größte Teil dieses übergetretenen Lichts in Faser 2 geführt, sprich an deren Rändern "totalreflektiert" wird, daß aber auch hier wieder ein Teil des Lichts außerhalb der Faser exponentiell abklingt, folglich zu Faser 1 "zurückwandern" kann. Je nach der Länge der Koppelstrecke zwischen beiden Fasern kann man daher das Verhältnis der Lichtintensitäten variieren, welche den Faserkoppler auf dessen Ausgangsseite verlassen.

Zur Messung der inherenten Polarisierung der Laser wird die Ausgangsfaser eines Lasers vor das in Bild 5-3 gezeichnete Powermeter montiert. Ein Polarisator befindet sich zwischen dem Faserende und dem Powermeter, wird kontinuierlich in 10° -Schritten gedreht und die Leistungswerte des Powermeters ausgelesen. Bild 5-5 zeigt dieses Ergebnis, was eine leicht elliptische Polarisierung offenlegt. Das Verhältnis der beiden Halbachsen ist etwa 11:2.

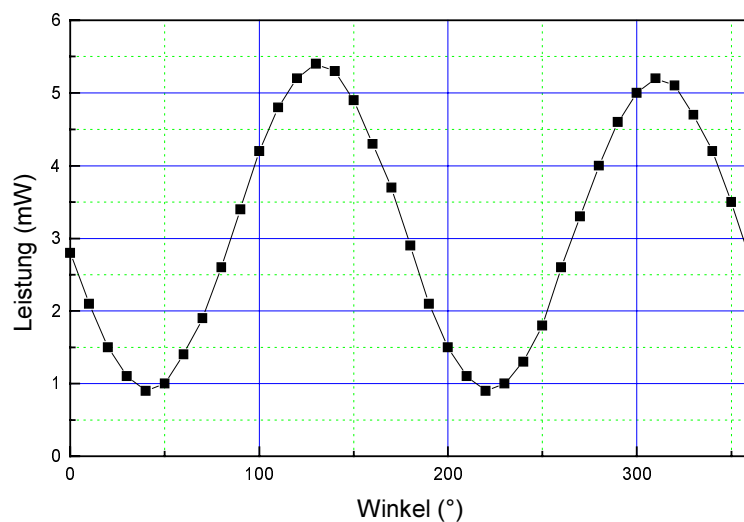


Bild 5-5 Messung der Polarisierung der verwendeten EDFLs

Geht man vom "normalen", in Bild 5-3 gezeigten elektrooptischen Meßaufbau aus, so folgt als nächster Bestandteil des Aufbaus der optische Spektrumanalysator zur Bestimmung der Differenzfrequenz der beiden Laser. Je ein Faserkoppler ist in den optischen Weg integriert, von denen jeweils eine

Ausgangsfaser zum optischen Spektrumanalysator geführt wird. Beide Faserkoppler haben ein Teilungsverhältnis von 5% zu 95%, d.h. nur ein Zwanzigstel etwa der optischen Leistung wird den Laserstrahlen entnommen, um ihre Differenzfrequenz zu bestimmen.

Dies geschieht in einem optischen Fabry-Perot Spektrumanalysator (Modell *TL-Series™ TL-0300-FT*, Fa. Burleigh). Es zeichnet sich dadurch aus, daß seine Finesse > 150 ist und sein freier Spektralbereich (*FSR; free spectral range*) in den Stufen 15 GHz, 30 GHz, 75 GHz, 150 GHz, 300 GHz, 750 GHz und 1500 GHz durch entsprechend verschiedene Abstandshalter zwischen dem vorderen und dem hinteren Spiegel eingestellt werden kann [106]. Die Funktionsweise eines solchen Fabry-Perot Resonators ist die folgende. Über einen Glasfaseranschluß trifft das Licht in den Resonator, der von zwei Spiegeln mit einer Reflektivität $R > 99,9\%$ gebildet wird, von denen der eine fest montiert ist und der zweite periodisch über Piezoelemente vor und zurück bewegt wird. Durch Vielfachinterferenz der ständig hin- und zurückreflektierten Strahlen innerhalb dieser Cavity hat ein solcher Resonator eine Transmissionskurve gemäß der Airy-Funktion [80]

$$I_t \propto 1/(\kappa^2 + 4R \sin^2(2\pi nd/\lambda)) \quad \text{Gl. 5.1}$$

d.h. die transmittierte Intensität I_t ist nahezu immer null außer an den Stellen, an denen das Argument der \sin^2 -Funktion ein ganzzahliges Vielfaches von π ist. d ist dabei der Abstand der beiden Spiegel zueinander, der periodisch variiert wird, n bezeichnet den Brechungsindex des Mediums, welches den Resonator ausfüllt (in unserem Fall also Luft), und in $\kappa = 1 - R$ steckt die Reflektivität der Spiegel. Der Abstand zweier aufeinanderfolgender Intensitätspeaks, also zweier benachbarter Ordnungen, welche die Resonanzbedingung des Fabry-Perot Resonators erfüllen, ergibt den freien Spektralbereich des Fabry-Perot Spektrumanalysators, der Quotient aus dem FSR und der Halbwertsbreite eines solchen Peaks die Finesse. Mit der mitgelieferten Software *TrueView™* des optischen Spektrumanalysators lassen sich diese Werte wie auch der Abstand der beiden Laserfrequenzen sehr einfach bestimmen.

Als Pendant zu den herkömmlichen $\lambda/4$ - bzw. $\lambda/2$ -Verzögerungsplatten für die Freistrahloptik, welche für die Einstellung des linearen Bereichs der Pockels-Zelle notwendig sind, existieren für die Glasfasertechnik Polarisationssteller, metallene "Schlaufen" von etwa 4 cm Durchmesser, um welche die Glasfaser gewickelt wird, und die je nach Kippwinkel zueinander den Polarisationsgrad des Lichts in der Glasfaser einstellen [20, 107]. Das Einstellen der Polarisation

wird dabei über die mechanische Torsion, welche die Faser in den verkippten Schlaufen erfährt, bewerkstelligt.

Der in Bild 5-3 eingezeichnete Zirkulator ist das faseroptische Pendant zu einem Strahlteiler in der Freistrahloptik. Verwendet wird der Zirkulator *M-CN* der Firma FOCI für den Wellenlängenbereich $1550 \text{ nm} \pm 20 \text{ nm}$. Die an Port 1 ankommende Faser (hier beginnt der eingezeichnete, kreisförmige Pfeil im Zirkulator) endet innerhalb seines Gehäuses und das Licht durchläuft eine Anordnung aus polarisierenden Strahlteilern, Umlenkprismen, einem Faraday- und einem "Reciprocal"-Rotator [108]. Es gelangt zu den Ausgängen 2 und 4, wobei der letztgenannte Ausgang nicht genutzt wird (und deshalb auch nicht in Bild 5-3 eingezeichnet ist). An Port 2 wird das Licht wieder in eine Glasfaser eingekoppelt und zum DUT geführt. Das von dort reflektierte Licht durchläuft erneut die Strahlteiler und Rotatoren, welche jedoch so angeordnet sind, daß die Polarisationsrichtung, in der das Licht zum Eingang 1 gelenkt würde, unterdrückt wird und somit nahezu die gesamte optische Leistung den Weg zu Port 3 und von dort wieder in eine Glasfaser nimmt. Auf diese Weise wird eine Isolation $> 50 \text{ dB}$ für den Lichtpfad Port 2 \rightarrow Port 1 erreicht [109]. Entscheidender ist jedoch, daß durch diese Konfiguration Einfügeverluste $< 1 \text{ dB}$ erreicht werden können, wohingegen die Substitution des Zirkulators durch einen faseroptischen Isolator in Verbindung mit einem Faserkoppler immer zu Verlusten $\geq 6 \text{ dB}$ führen würde.

Zunächst aber muß das Licht zum MMIC, welcher elektrooptisch charakterisiert werden soll. Bei allen Untersuchungen befindet sich dieser auf einem Probenstisch, der horizontal in *x*- und *y*-Richtung von Hand bzw. computergesteuert von einem elektrischen Positionierer (Modell *MCL-3* der Firma Märzhäuser) bewegt werden kann. Dieser Positionierer erlaubt das "Anfahren" der gewünschten Position auf 50 nm genau. Für ein- und zweidimensionale Messungen kann somit der Tisch mit dieser mechanischen Genauigkeit über dem Lichtstrahl verfahren werden. Die Tischplatte des Probenstichs ist groß genug, daß sich auf ihm bis zu zwei Mikropositionierer mit den Mikrowellenmeßspitzen für die elektrische Kontaktierung des HF-Bauelements befinden können. Als Mikrowellenprober stehen zur Verfügung: *Picoprobe 40A-GSG-150-DP* der Firma G.G.B. Industries Inc. sowie *ACP40-GSG-150* der Firma Cascade Microtech. Beide Meßspitzen sind bis 40 GHz spezifiziert und haben einen Abstand der Finger zueinander von $150 \mu\text{m}$. Die Kontaktierung des DUT durch die Prober wie auch später die Definition des Bereichs des DUT, der vermessen werden soll, wird durch ein Mikroskop – verwendet wird ein Lichtmikroskop der Firma euromex – über dem Probenstisch mit aufgesetzter Infrarot-Kamera (*Microviewer Model 7290* der Firma

Electrophysics) kontrolliert. Die Glasfaser befindet sich unter dem Proben­tisch, strahlt von unten her senkrecht auf das Bauelement und ist in der vertikalen z-Achse justierbar, um den Fokus optimal auf die Grenzfläche Substrat-Metallisierung einstellen zu können.

Für die Auskopplung des Lichts aus der Glasfaser und seine Fokussierung auf das DUT sind 4 verschiedene Konfigurationen denkbar, die in [20] näher untersucht sind:

- a) Das Licht, welches aus einer Faser mit Spiegelbruch austritt, wird von einer Bikonvexlinse im Abstand ihrer Brennweite gesammelt und auf das DUT, welches sich im Abstand der rückseitigen Brennweite der Linse befindet, fokussiert. Der Rückweg des Lichts erfolgt auf die gleiche Weise in umgekehrter Richtung.
- b) Es werden stattdessen zwei Linsen benutzt, die eine Kollimatoroptik darstellen. Man erzielt so einen größeren Freiheitsgrad für den Abstand der Glasfaser zur untersuchten Schaltung. Auch hier läuft das reflektierte Licht in der gleichen Faser wieder zum Zirkulator zurück.
- c) Das vom DUT reflektierte Licht wird in eine zweite Faser gekoppelt, die ebenfalls im Abstand der Brennweite des Mikroskopobjektivs unter diesem angebracht wird. Dadurch wird der faseroptische Zirkulator hin­fällig. Außerdem werden Probleme mit eventuellen Vielfachreflexionen zwischen DUT und Spiegelbruch der Faser vermieden. Dafür ist die räumliche Auflösung bei diesem Vorgehen reduziert, und es werden neue Probleme beim Einstellen des Fokusabstandes beider Fasern aufgeworfen.
- d) Eine "lensed fiber", also eine Glasfaser, deren Ende getapert, d.h. unter Wärmeeinwirkung gestreckt wurde, wird ohne weitere optische Elemente unmittelbar unter das Bauelement gebracht. Die Streckung und Verjüngung der Faser wirkt wie eine integrierte, fokussierende Linse und erfordert die geringste Justierarbeit, doch kann so der Fokus nicht auf die gewünschte Grenzfläche Substrat-Metallisierung getrimmt werden und reflektiertes Licht geht verloren.

Man sieht an dieser Auflistung, daß nur mit den Konfigurationen a) bis c) ein konfokaler Aufbau möglich ist. Dieser ist jedoch wichtig, da nur bei ihm das Licht, welches von der Fokusebene reflektiert wird, im weiteren optischen Strahlengang berücksichtigt wird. Licht außerhalb dieser Ebene, welches entsprechend auch kein elektrooptisches Signal enthält und somit nur zum

Rauschniveau des Meßsystems beitragen würde, wird auf diese Weise unterdrückt.

Für den elektrooptischen Aufbau der vorliegenden Arbeit wurden zwei Glasfasern beschafft: eine mit integrierter $\frac{1}{4}$ -pitch GRIN-Rod-Linse (*GRIN; graded index*), die zweite als "lensed fiber". Eine GRIN-Faser oder -Stab (englisch: *rod*) hat einen graduellen Verlauf des Brechungsindex, wodurch das Licht nicht durch permanente Totalreflexion am äußeren Glasfasermantel in der Faser geführt wird, sondern eher einen geschwungenen, sinusförmigen Weg durch die Faser oder den Stab beschreibt [110]. Wählt man die Länge dieses Stabes entsprechend so, daß der Strahlverlauf an seinem Ende parallel zum GRIN-Stab gerichtet ist, so wirkt er wie eine Kollimatorlinse, und das Licht tritt als paralleles Bündel vom Durchmesser dieses Stabes (etwa 3 mm) aus dieser GRIN-Rod-Linse. Dies ist der Fall in einer $\frac{1}{4}$ -pitch GRIN-Linse. Die Bezeichnung "0,25P" rührt genau daher, daß die Länge so gewählt wurde, daß das Licht ein Viertel einer Sinusperiode durchlaufen hat.

Durch einen speziell angefertigten Halter, der auf dem optischen Tisch fest montiert ist, ist die senkrecht stehende Glasfaser zusätzlich nochmal horizontal sowie in beiden Raumwinkeln θ und φ frei beweglich. Dies ist eine sehr wichtige Möglichkeit, da zum Wiedereinkoppeln möglichst viel optischer reflektierter Leistung in die Glasfaser eine sehr parallele Justierung der Faser, des Mikroskopobjektivs und des DUT – letzteres als "Spiegel" für das Licht natürlich senkrecht zum optischen Strahlengang – unabdingbar ist.

Als "lensed fiber" steht eine Singlemode-Faser der Firma TECOS zur Verfügung, deren Ende so gestreckt wurde, daß der Krümmungsradius dieses Endes 6 μm beträgt, wodurch sich eine Brennweite in etwa der gleichen Größenordnung ergibt. Man erkennt letzteres daran, daß die Einkoppel-effizienz in den Wanderwellen-Photodetektor dann am größten ist, wenn die Faser unmittelbar vor diesem endet, ihn fast berührt.

Als Mikroskopobjektiv für die Fokussierung des nun parallelen Strahlenbündels befindet sich eine Objektivlinse für Diodenlaser, Modell *F-L40B*, Fa. Newport Corp., auf einem in z-Richtung verschiebbaren Halter unmittelbar unter dem DUT. Es handelt sich hierbei um ein Objektiv mit einer numerischen Apertur NA von 0,47 und einem Arbeitsabstand von 2,3 mm. Die nominale Brennweite wird mit 4,5 mm angegeben [111]. Damit beträgt nach [16] der minimal erreichbare Fokusbereich d_0 an der Grenzfläche Substrat-Metallisierung etwa 5 μm , was ein Maß für das rein optische Auflösungsvermögen des Meßaufbaus ist:

$$d_0 = \sqrt{2} \frac{\lambda}{\tan\left(\arcsin\left(\frac{NA}{n}\right)\right) \cdot \pi} \quad \text{Gl. 5.2}$$

In Bild 5-6 sind die eben gemachten Erklärungen bzgl. des konzipierten Probenstisches für den glasfaserbasierten, elektrooptischen Meßaufbau nochmal graphisch dargestellt. Gezeigt ist die Variante, in der die Glasfaser mit integrierter GRIN-Linse verwendet wird, sich also auch noch die Objektivlinse im Strahlengang befindet. In den Fällen, in denen die "lensed fiber" benutzt wird, wird der Unterschied also sein, daß die Objektivlinse entfällt und die Glasfaser bis unmittelbar unter das DUT geführt wird. Dadurch kann man dann auch nicht mehr von einem freioptischen Teilstück des optischen Weges sprechen, wie er im skizzierten Fall zwischen der Justier Vorrichtung für die Glasfaser und der untersuchten Schaltung existiert.

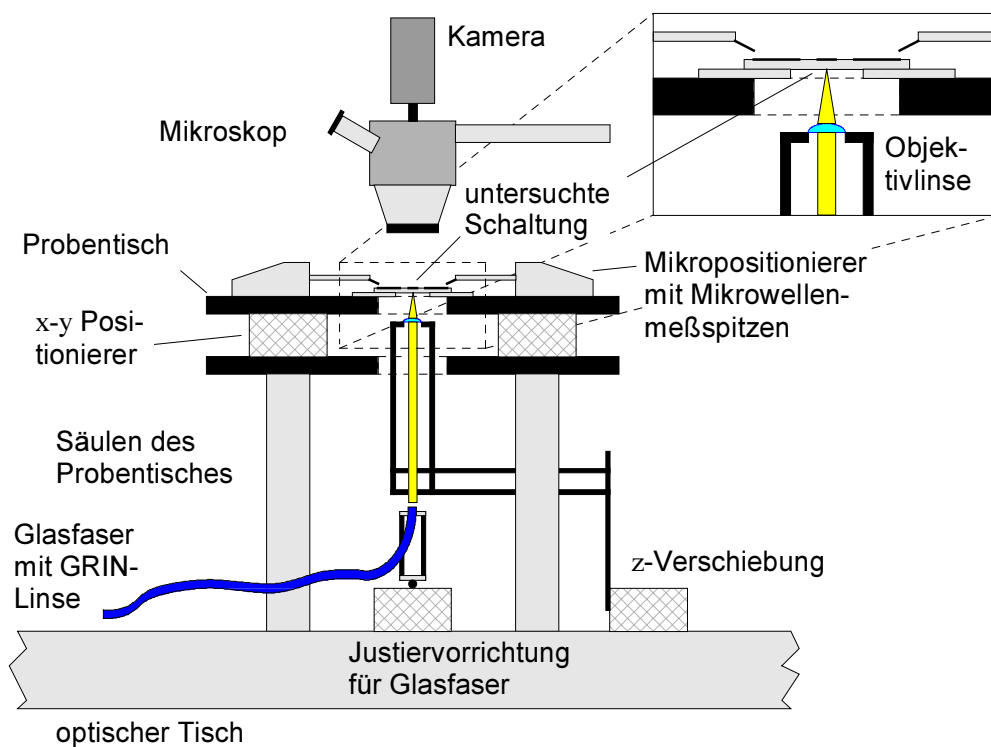


Bild 5-6 Skizze des konzipierten Probenstisches (im Einschub etwas detaillierter die Objektivlinse, DUT und HF-Meßspitzen)

Auf dem "Rückweg" des Lichts passiert es hinter dem Zirkulator den zweiten faseroptischen Polarisationssteller (s. Bild 5-3), womit die Pockels-Zelle abgeschlossen ist und im Frequenzspektrum die beiden Seitenbänder $f_1 \pm f_m$

vorhanden sein sollten (Bild 4-3c). Im folgenden Faserkoppler tritt nun das Licht des lokalen Oszillators hinzu, so daß in beiden Ausgangsarmlen dieses Kopplers alle 4 Frequenzen aus Bild 4-3d) enthalten sind. Das ermöglichte die Verwendung eines "balanced photodetectors", in dem die Differenz der Signale in beiden Detektoren gebildet würde. Denn beim Übergang des Lichts von der ersten zur zweiten Faser bzw. umgekehrt erleidet das Licht in einem solchen Koppler eine Phasenverschiebung einmal von $+\pi/2$, einmal von $-\pi/2$ [77], so daß bei der Differenzbildung eine Verdopplung des Signals, nicht jedoch des Rauschens eintritt. Durch diese sog. *differential detection* erzielt man folglich eine Vergrößerung des SNR um 3 dB, was bei sehr schwachen Signalen von entscheidender Bedeutung sein kann [61, 112]. Sie ist möglich, wenn man beide elektrischen Ausgangssignale der Photodetektoren in einen geeigneten Differenzverstärker speist, der dann vom Photostrom des ersten Detektors den des zweiten abzieht [113]. Voraussetzung für diese Methode ist jedoch, daß beide Photodetektoren identisch funktionieren, d.h. daß sie die gleiche Pulsantwort auf ein optisches Signal geben (idealerweise befinden sich beide Photodetektoren sogar noch auf ein und demselben Substrat, so daß auch ihre Umgebungstemperatur identisch ist). Solche identischen Photodetektoren liegen dem Fachgebiet Optoelektronik jedoch ebensowenig vor wie ein Differenzverstärker.

Da es zudem solche "balanced photodetectors" kommerziell nur für Bandbreiten bis 800 MHz und optische Leistungen bis 1 mW gibt [114], wird in diesem Meßaufbau nur ein Photodetektor eingesetzt. Bei diesem handelt es sich nicht um einen handelsüblichen Photodetektor, so daß ihm das gleich anschließende Unterkapitel gewidmet ist. Der zweite Ausgang des Faserkopplers wird zum Einstellen des Fokus verwendet. Das geschieht, indem die zweite Ausgangsfaser an ein optisches Leistungsmeßgerät (*Powermeter 818-F-IR* der Fa. Newport Corp.) angeschlossen wird. Dieses mißt über einen Germanium-Detektor die optische Intensität des eingekoppelten Lichts. Diese Auskunft ist wichtig, da sie bei diesem faseroptischen Aufbau den einzigen Hinweis darstellt, a) wieviel Licht, welches vom DUT reflektiert wurde, in die Glasfaser zurückgekoppelt wird – ohne diese Information wäre ein Justieren der Glasfaser schlechterdings nicht möglich – und b) wann die Faser ihre optimale Position in z -Richtung erreicht hat, sprich wann der Fokus auf die Grenzfläche Substrat-Metallisierung eingestellt ist.

Damit ist die Beschreibung des optischen Aufbaus abgeschlossen und es fehlen nur noch die benutzten elektronischen Komponenten. Als elektrische Leitungen werden ausnahmslos die Koax-Leitungen *Sucoflex 100* mit K-Norm-Steckern der Firma Suhner verwendet. Sie führen einmal das HF-Signal des

Mikrowellensynthesizers (Wiltron, *Model 6769 A*, welcher Frequenzen von 10 MHz bis 40 GHz erzeugt) über die Mikrowellenprober auf den Mikropositionierern zum untersuchten Bauelement sowie das detektierte elektrooptische Signal vom Photodetektor zum elektrischen Spektrumanalysator *HP 8563 A* der Firma Hewlett Packard. Bei dem zwischen Photodetektor und Spektrumanalysator befindlichen Mikrowellenverstärker handelt es sich entweder um einen Verstärker für den Frequenzbereich 2 - 18 GHz (Modell *CMA-18-2004*) oder um einen Verstärker für den Frequenzbereich 18 - 40 GHz (Modell *CSA-935928*). Beide Verstärker liefern einen Gewinn von 25 dB und sind von der Firma Transtech Elektronik. Der in Bild 5-3 eingezeichnete Mischer zwischen MW-Verstärker und Spektrumanalysator ist nur dann vonnöten, wenn das zu detektierende Signal $> 26,5$ GHz ist. Dies ist die Bandbreite des vorhandenen Spektrumanalysators. Sie kann jedoch durch einen solchen externen Mischer – falls erforderlich – erhöht werden. Zur Verfügung stehen die Mischer *HP 11970A* für den Bereich 26,5 GHz bis 40 GHz sowie *HP 11970U* für den Bereich 40 GHz bis 60 GHz.

Die Meßwerterfassung geschieht rechnergestützt. Über einen IEEE-Bus sind der Mikrowellensynthesizer, beide Er-Laser sowie der elektrische Spektrumanalysator mit dem Computer verbunden, welcher die Wellenlänge und die optische Ausgangsleistung der Laser einstellt sowie die Mikrowellenfrequenz des Synthesizers und ihre Leistung. Vom Spektrumanalysator empfängt der Rechner Stärke und Frequenz des detektierten Signals. Diese werden gespeichert und der jeweiligen Position der Messung zugeordnet, welche das für dieses Projekt geschriebene Programm über die RS 232 Schnittstelle vom x-y Positionierer der Tischplatte erfährt. Der Bereich, der zur Messung gescannt werden soll, sowie die Anzahl der Meßpunkte, die aufgenommen werden sollen, sind dem Programm vorher einzugeben.

Damit sind alle verwendeten Komponenten des realisierten, elektrooptischen Meßaufbaus aus Bild 5-3 beschrieben. Es folgen nun die Ergebnisse, die sich mit ihm erzielen lassen. Vorher erscheint jedoch noch eine eingehendere Beschreibung des verwendeten Photodetektors.

5.2.2 Photodetektoren für die Heterodyn-Meßtechnik

Der benutzte Photodetektor ist eine im Fachgebiet Optoelektronik in Zusammenarbeit mit dem Fachgebiet Halbleitertechnik/Halbleitertechnologie hergestellte Eigenentwicklung. Es handelt sich bei ihm um einen sog. Wander-

wellen-Photodetektor (*TWPD*; *travelling-wave photodetector*), dessen Bandbreite aufgrund des Wanderwellenprinzips nicht mehr durch die sonst übliche RC-Zeitkonstante begrenzt ist [115]. Das kommt daher, daß dieses Bauelement lang im Vergleich zur Wellenlänge des elektrischen Signals ist. Man spricht dann von einem *verteilten* Bauelement im Gegensatz zu einem *konzentrierten* Bauelement.

Diese TWPDs sind InP-basierte Bauelemente, auf die epitaktisch ternäre und quarternäre Halbleiterschichten bestehend aus In, As, Al und/oder Ga aufgebracht werden. Anschließend wird aus diesen Schichten ein Rippenwellenleiter mit einer Länge von etwa 1 mm und Breiten zwischen 5 und 20 μm herausgearbeitet und metallisiert [116 - 121, 143 - 146]. Dabei befindet sich auf dem Rippenwellenleiter der Innenleiter der gewählten koplanaren Wellenleiterstruktur (CPW), welcher einen Schottky-Kontakt zum Halbleitermaterial bildet. Auf den naßchemisch entfernten Flächen befinden sich die Masseleitungen der CPW in Form von Ohm-Kontakten. Zum Taperanschluß hin sind alle 3 Metallisierungen direkt auf das Substratmaterial geführt. Eine dreidimensionale Skizze des Bauelements zeigt Bild 5-7.

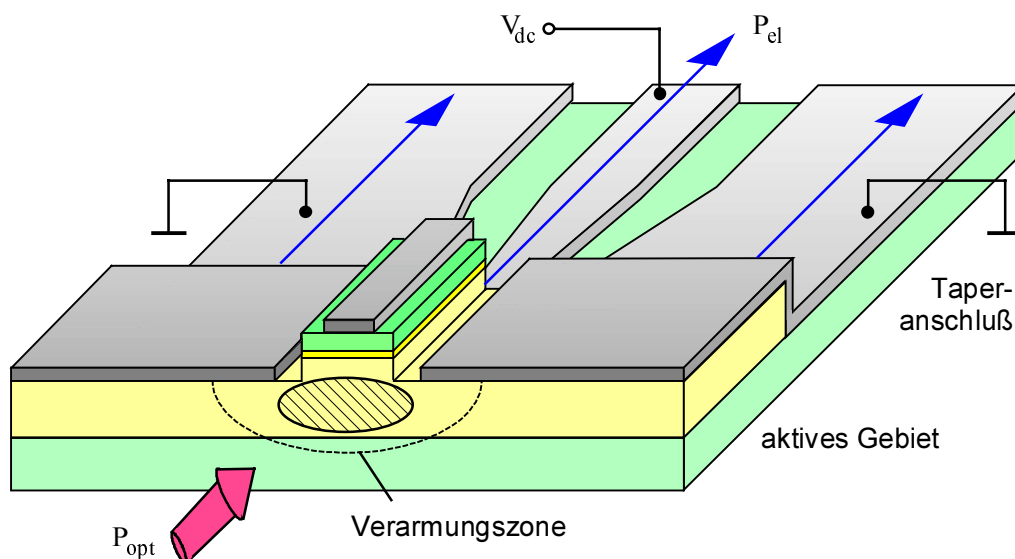


Bild 5-7 Skizze des Wanderwellen-Photodetektors

Konzipiert sind die TWPDs für Verkehrsleitsysteme, die bei 1,55 μm Wellenlänge arbeiten werden. Für diese Wellenlänge ist die Komposition der epitaktisch aufgetragenen Halbleiterschichten so gewählt, daß der Wellenleiter weitestgehend transparent ist, sich auf ihm aber eine dünne Schicht (30 bis 50 nm dick) befindet, in der das Licht kontinuierlich auf seinem Weg durch das

Bauelement absorbiert wird. Das Licht – hier mit P_{opt} bezeichnet – wird in Richtung des Wellenleiters an der Stirnfläche in diesen eingekoppelt und geführt. In dem Maße jedoch, in dem stetig die optische Intensität aufgrund dieser dünnen Absorptionsschicht nachläßt, wird ein elektrisches Signal P_{el} generiert, welches die gleiche Frequenz hat wie das Signal, welches optisch in den Photodetektor eingespeist wird. Es ist insofern korrekt, diesen Photodetektor auch als Mikrowellengenerator zu bezeichnen.

Der Photodetektor benötigt zur Erhöhung seines Wirkungsgrades noch eine negative Gleichspannung V_{dc} . Dadurch wird die Raumladungszone unter dem Schottky-Kontakt des Mittelleiters von freien Ladungsträgern befreit, und die photoinduzierten Elektronen und Löcher wandern, beschleunigt durch das eingeprägte elektrische Feld, zu den Masseleitern bzw. zum Innenleiter. Diese Gleichspannung beträgt beim verwendeten TWPD zwischen -8 und -13 V. Sie wird von einer Spannungsquelle (*HP 6633A*) zur Verfügung gestellt und dem Photodetektor über ein bias-tee (*HP 33150A*) zugeführt. Durch dieses wird verhindert, daß die eingeprägte Gleichspannung auch auf den Spektrumanalysator trifft. Sowohl das bias-tee als auch die Spannungsquelle sind in Bild 5-3 nicht gezeigt.

Zur optimalen Einkopplung des Lichts geschieht dies über Piezoelemente, mit denen die Glasfaser in allen 3 Raumrichtungen mit einer Genauigkeit von 0,3 nm justiert werden kann [122].

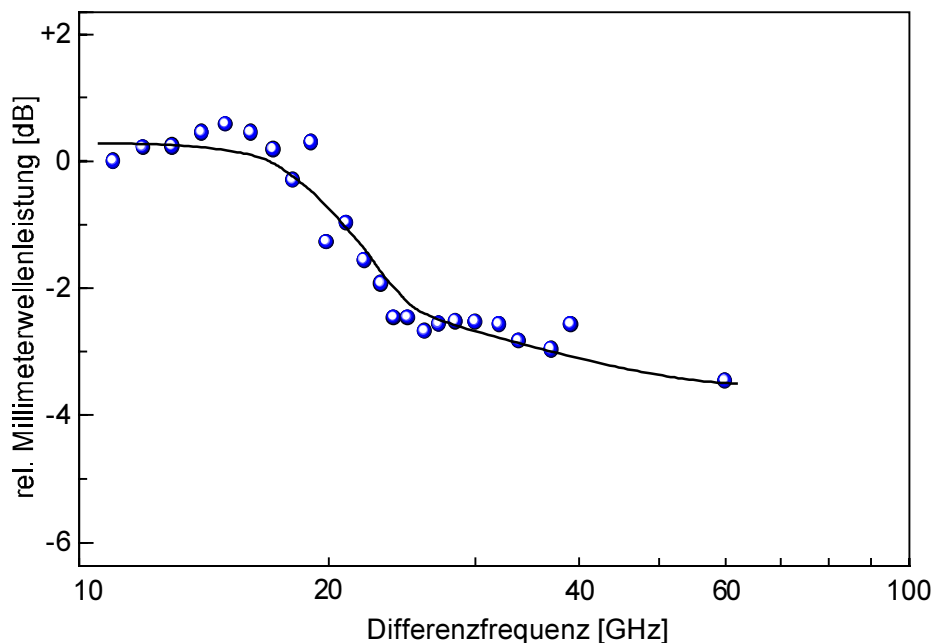


Bild 5-8 gemessene Frequenzantwort des TWPD

Eine Besonderheit dieses TWPD ist, daß er dahingehend optimiert ist, das elektrische Mikrowellensignal heterodyn zu erzeugen. Er empfängt also die optischen Wellen zweier cw Laser, die gegeneinander in ihrer Wellenlänge verschoben sind, mischt sie und erzeugt die damit einhergehende Differenzfrequenz als elektrisches Signal aufgrund der nichtlinearen Eigenschaften des Schottky-Kontaktes. Die realisierten Bauelemente zeichnen sich durch eine sehr hohe Konversionseffizienz optischer Leistung in elektrische Leistung aus und besitzen eine 3dB - Frequenz > 60 GHz [116 - 121, 143 - 146]. Dies ist in Bild 5-8 zu sehen. Aufgetragen ist die relative gemessene Amplitude des Millimeterwellensignals gegen die Differenzfrequenz der benutzten diodengepumpten cw Nd:YAG-Laser (Lightwave Electronics, *Series 124*). Das dargestellte Ergebnis bezieht sich auf eine Messung an einem Photodetektor von 1 mm Länge.

Der "Knick" bei etwa 25 GHz wird dem Übergang des Photodetektors von einem konzentrierten Bauelement in ein verteiltes zugeschrieben. Andererseits ist der TWPD so konzipiert, daß sein Wellenwiderstand nahezu keinen Frequenzgang aufweist. Dies ist das Ergebnis von Netzwerkanalysatoruntersuchungen, von denen eines in Bild 5-9 wiedergegeben ist (aufgrund des verwendeten Netzwerkanalysators erfolgt diese Messung nur bis 40 GHz) [123].

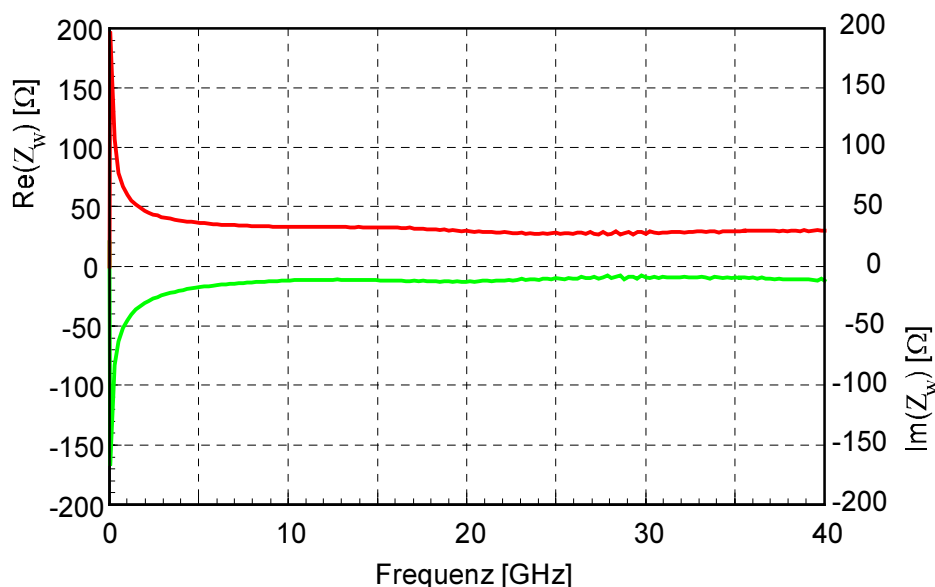


Bild 5-9 gemessener Frequenzgang des Real- (rot) und des Imaginärteiles (grün) des komplexen Wellenwiderstandes

Gezeigt sind hier der Real- und Imaginärteil des komplexen Wellenwiderstandes Z_w des Photodetektors. Man erkennt einen nahezu konstanten Verlauf des Wellenwiderstandes für Frequenzen oberhalb 5 GHz. Für das Meßsystem bedeutet dies, daß der Reflexionsfaktor am Übergang des Photodetektors zur Auswerteelektronik konstant ist und somit der Spannungsabfall über dem Eingangswiderstand des Meßgerätes nicht von der Frequenz abhängt [124]. Nähere Einzelheiten zu den hergestellten Wanderwellen-Photodetektoren und zu ihrem Einsatz in optischen Millimeterwellenverbindungen auf Basis der optischen Heterodyn-Technik finden sich in [125].

5.2.3 Meßergebnisse

Gl. 4.9 besagt, daß die Komponente des Photostroms bei der Differenzfrequenz $\Delta\omega = 2\pi \cdot \Delta f$ der beiden Laser proportional zu den elektrischen Feldstärken des optischen Lichtfeldes beider Laser ist. Das Quadrat der elektrischen Feldstärken ist aber die Intensität des Lichts, die mit einem optischen Leistungsmeßgerät bestimmt werden kann.

In Silizium-basierten Glasfasern beträgt die Dämpfung bei 1,55 μm Wellenlänge weniger als 1 dB/km, die zusätzlich auftretenden Verluste pro FC/PC-Faserkupplung typischerweise 0.3 dB [126]. In den Faserkopplern treten weitere Verluste auf, da das Licht von der ersten Faser kommend nominell zu 50% bzw. zu 95% in die zweite Faser übertritt. Wenn also in das gesamte Fasersystem zu Beginn nominell zweimal > 20 mW optische Leistung eingespeist wird, so trifft diese Leistung nicht mehr auf den Photodetektor, der seinerseits zusätzliche Verluste bereithält. Um folglich eine Abschätzung zu erhalten, wie groß die Lichtleistung im Meßaufbau, in der sich ja auch das zu messende elektrooptische Signal verbirgt, überhaupt ist, sollen zunächst die Werte angegeben werden, die an den jeweils zugänglichen Verbindungsstellen des faseroptischen Aufbaus mit dem optischen Leistungsmeßgerät ermittelt werden. Nur dieser faseroptische Teil des Meßaufbaus ist dazu in Bild 5-10 nochmal wiedergegeben, in dem nun die eingetragenen Nummern die zugänglichen Stellen markieren, auf die sich die anschließend angegebenen Leistungswerte beziehen.

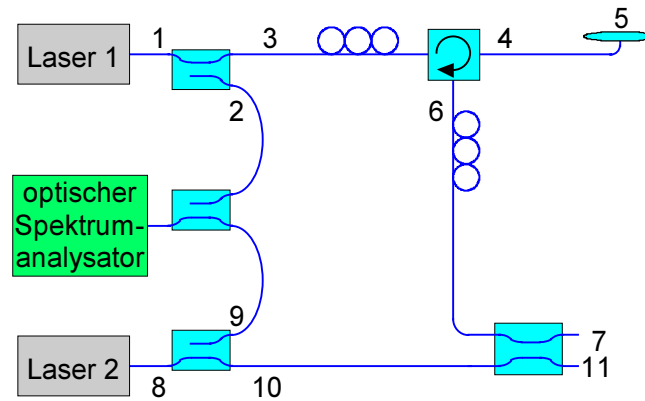


Bild 5-10 Faseroptischer Teil des heterodynen Meßaufbaus mit Markierung der Stellen der optischen Leistungsmessung

Die in Tabelle 3 genannten Werte beziehen sich auf den Aufbau mit der GRIN-Linsen-Abschlußglasfaser und der Objektivlinse unter dem DUT.

Position	Beschreibung	opt. Leistung [mW]
1	Ausgang Laser 1	14,02
2	Ausgang Faserkoppler Laser 1; 5%	0,642
3	Ausgang Faserkoppler Laser 1; 95%	12,62
4	Zirkulator Port 2	6,25
5	Auskopplung Objektivlinse ^(*)	5,76
6	Zirkulator Port 3 (nur refl. Licht)	0,051
7	Ausgang Faserkoppler (nur refl. Licht)	0,028
8	Ausgang Laser 2	14,09
9	Ausgang Faserkoppler Laser 2; 5%	0,638
10	Ausgang Faserkoppler Laser 2; 95%	12,89
11	Ausgang Faserkoppler, Laser 2 + refl. Licht	6,38

Tabelle 3: Optische Leistungswerte an den in Bild 5-10 markierten Stellen; ^() ohne FC/PC-Adapter*

Für das Powermeter existiert ein FC/PC-Adapter, der bis auf Position 5 jeweils benutzt wird. Für die Messung an Position 5 wird das Bauelement entfernt und das optische Leistungsmeßgerät auf den Proben­tisch gelegt, was zu einer

Verfälschung des gemessenen Wertes führt, da nun der Ge-Detektor des Powermeters anders beleuchtet wird als mit dem ansonsten benutzten FC/PC-Adapter. Mit "refl. Licht" ist in Tabelle 3 die optische Leistung gemeint, die vom DUT reflektiert und wieder in die Glasfaser eingekoppelt wird. Dazu befindet sich das Substrat wieder auf dem Probenstisch, und der Maximalwert wird über die z-Positionierung der Objektivlinse sowie über die x-y- θ - φ -Justiervorrichtung der Glasfaser eingestellt.

Beim Aufbau mit der "lensed fiber" sind die Werte bis einschließlich Position 5 identisch. Doch obwohl das verwendete optische Leistungsmeßgerät in der Lage ist, Leistungen bis hinab zu 0,1 nW zu messen [126], wird mit der "lensed fiber" kein Licht mehr an den Positionen 6 und 7 detektiert. Wie schon in Kapitel 5.2.1 erwähnt liegt dies daran, daß die Brennweite der "lensed fiber", bedingt durch deren Krümmungsradius, etwa bei 10 μm liegt und der Fokus somit nicht gezielt auf die Grenzfläche Substrat-Metallisierung eingestellt werden kann. Eine konfokale Anordnung des Glasfaser-DUT-Konfiguration ist mit diesen Komponenten also nicht möglich. Für eine elektrooptische Meßtechnik, die in Reflexion arbeitet, scheint eine "lensed fiber" folglich ungeeignet zu sein, weil sehr viel Licht verloren geht.

Mit der GRIN-Linsen-Glasfaser und der Objektivlinse werden am Ausgang des letzten Faserkopplers noch 28 μW vom Powermeter empfangen. Das bedeutet, daß der Photodetektor noch etwa 0,5% des Lichts erhält, welches ursprünglich auf das HF-Bauelement gestrahlt wurde. Die Einkoppeleffizienz der GRIN-Linsen-Glasfaser beträgt also etwa 2%. Dies ist ein sehr niedriger Wert. Er läßt sich dadurch erklären, daß die Länge der GRIN-Linse nicht exakt $0,25P$ beträgt und das Licht somit nicht exakt parallel aus ihr austritt, es sich also ggf. nicht exakt um einen konfokalen Meßaufbau handelt. Welches Ergebnis läßt sich daraus ableiten?

Dazu werden die optischen Intensitäten gemäß Tabelle 3 in die Gln. 3.12 sowie 4.1 und 4.2 eingesetzt. Mit $I_{\text{ein}} = 2 \cdot I_0 = 5,76 \text{ mW}$ an Position 5, einer Mikrowellenleistung von 13 dBm, was an 50 Ω einer Spannung U_{0h} von 1 V entspricht, sowie einer Halbwellenspannung U_{π} von GaAs bei 1550 nm Wellenlänge von 6,6 kV (wegen der Messung in Reflexion halbiert sich der Wert der Halbwellenspannung; vgl. Kapitel 4.1) erhält man für die optische Ausgangsleistung I_{aus} der Pockels-Zelle

$$\begin{aligned}
 I_{aus} &= \frac{I_{ein}}{2} \left(1 + \pi \frac{U_{0h}}{U_{\pi}} \right) && \text{Gl. 3.12} \\
 &= \frac{5,76 \text{ mW}}{2} \left(1 + \pi \frac{1 \text{ V}}{6,6 \text{ kV}} \right) \\
 &\approx 2,88 \text{ mW} \cdot 1,0005 \\
 &\approx 2,8814 \text{ mW}
 \end{aligned}$$

Mit Gl. 4.2 ergibt sich somit eine Modulation ΔI der optischen Ausgangsintensität von 0,05%.

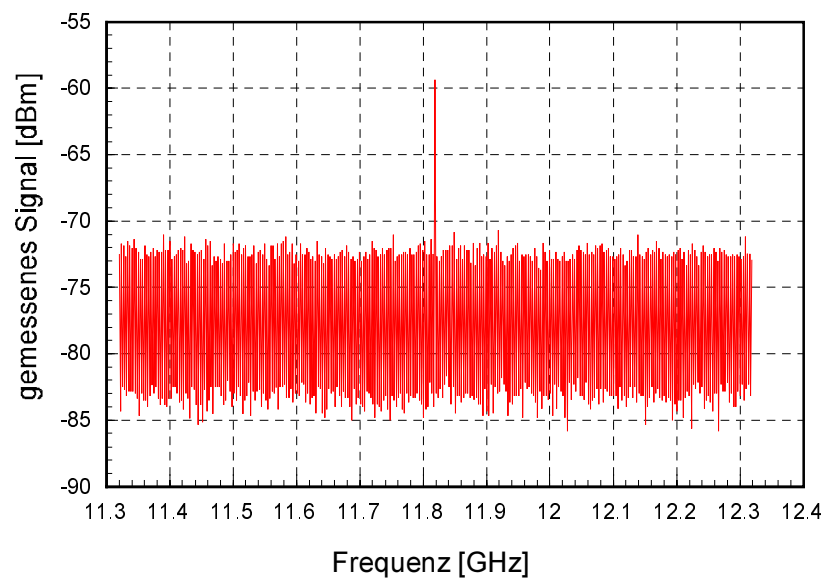


Bild 5-11 Frequenzspektrum des Heterodynsignals der beiden Er-Laser (Laser 1 an DUT reflektiert) ohne Mikrowellensignal

In Bild 5-11 ist das Frequenzspektrum des Heterodynsignals Δf der beiden Erbium-Laser, detektiert mit dem Wanderwellen-Photodetektor gemäß des Meßaufbaus aus Bild 5-3, aufgetragen. Wie bei der Messung zu Bild 5-4 wird keine Mikrowellenleistung an das Bauelement angelegt. Es handelt sich also um eine Messung der reflektierten Lichtleistung I_0 . Gemäß Kapitel 4.1 ist eine solche reine Reflexionsmessung bei der direkten Meßmethode notwendig, um durch die Kenntnis von I_0 zu Absolutwerten für U_{0h} zu gelangen. Daher ist in Bild 5-12 eine solche zweidimensionale Reflexionsmessung an einer Koplanarleitung auf GaAs gezeigt.

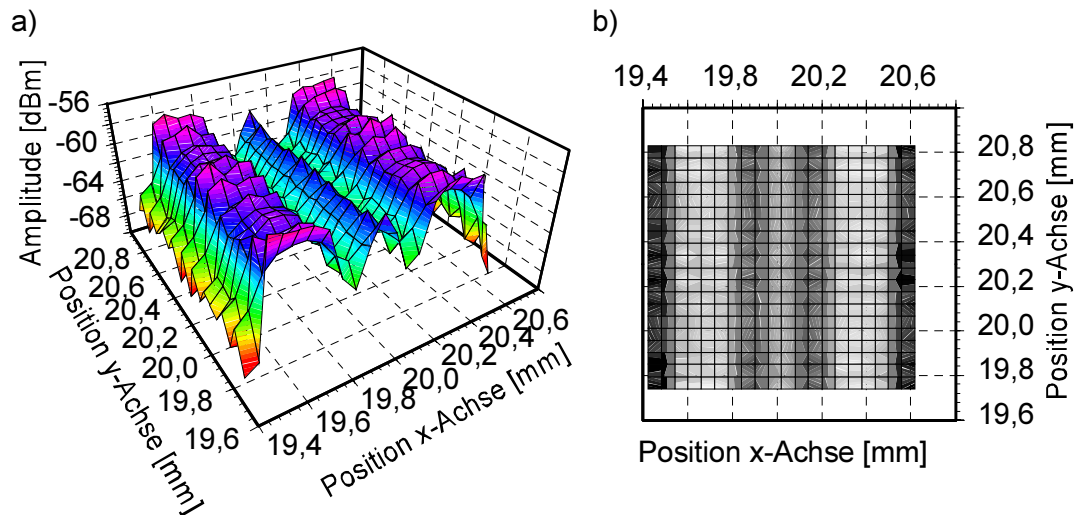


Bild 5-12 Ergebnis einer zweidimensionalen Reflexionsmessung an einer CPW auf GaAs, $\Delta f \approx 11,8$ GHz; a) dreidimensionale Darstellung mit Angabe der gemessenen Amplitude, b) zweidimensionale Darstellung

Bei dieser Messung wie bei der zu Bild 5-11 ist der TWPD mit -12 V vorgespannt und der 25dB-Verstärker für 2-18 GHz zur Verstärkung des Photostroms zwischen TWPD und elektrischen Spektrumanalysator geschaltet. Man erkennt, daß trotz der sehr subtilen Einkopplung des Lichts in den TWPD über Piezoelemente und trotz der Verstärkung des Mischsignals durch den Lokaloszillator (Gl. 4.9) nur ein Signalpegel von etwa -59 dBm erzielt wird. Dieser Signalpegel ist also das Resultat der Umwandlung optischer Leistung – zur Verfügung stehen maximal 28 μ W und 6,38 mW optische Leistung, welche an den Positionen 7 bzw. 11 von Bild 5-10 in den Photodetektor gelangen – in elektrische Leistung durch den Wanderwellen-Photodetektor. Wenn nun aber der elektrooptisch modulierte Anteil des vom DUT reflektierten Lichts nur 0,05% bezogen auf den gesamt reflektierten Teil beträgt, dann ist das elektrooptische Signal bei dem 0,0005-fachen Signalpegel, also bei

$$-59 \text{ dBm} - 33 \text{ dB} = -92 \text{ dBm}$$

zu erwarten. Dieser Wert liegt jedoch bereits im Rauschen des verwendeten elektrischen Spektrumanalysators. Selbst bei einem Span des Spektrumanalysators von nur 10 MHz, einer Auflösungsbandbreite (*RBW; resolution bandwidth*) von 3 kHz und einer Videobandbreite (*VBW; video bandwidth*) von 1 kHz liegt sein Rauschniveau immer noch bei etwa -90 dBm, also um etwa

2 dB über dem vermuteten elektrooptischen Signal. Bei diesen Einstellungen benötigt der Spektrumanalysator jedoch schon eine Sweepzeit, das ist die Zeit für den einmaligen Durchlauf des Spektrumanalysators über den Span, von 9 s, ein Wert, der für jede routinemäßige Meßtechnik viel zu hoch ist.

Bei den vorhandenen Er-Lasern kann der Span jedoch wegen der stets vorhandenen Frequenzdrift von teilweise einigen 10 MHz pro Stunde nicht so klein gewählt werden. Darüber hinaus würde eine Meßwerterfassung nur ca. alle 10 Sekunden bei einer zweidimensionalen Messung mit z.B. 50 x 80 Meßpunkten zu einer Meßzeit von über 11 Stunden führen. Selbst bei nur einem Meßpunkt ist die Detektion des elektrooptischen Signals nur alle 10 s zu ungenau, um instantane Änderungen feststellen oder auf Schwankungen in den Laser-Frequenzen reagieren zu können. Hierfür muß gefordert werden, daß die Sweepzeit < 1 s bleibt, was zur Folge hat, daß sowohl RBW als auch VBW größer gewählt werden müssen. Für RBW = VBW = 10 kHz und Span = 30 MHz ist zwar die Sweepzeit nur noch 800 ms, das Rauschniveau steigt jedoch auf ca. -83 dBm.

Das Ergebnis dieser Untersuchungen und Messungen lautet daher, daß mit den vorhandenen Lasern und Einkoppeloptiken, den Glasfaserkomponenten und dem Wanderwellen-Photodetektor sowie den Auswertegeräten kein elektrooptisches Signal in Reflexion detektiert werden kann.

Verbesserungen der installierten Meßanordnung werden z.T. von den Geräten selbst verhindert. Eine phasenstarre Kopplung (*PLL; phase-locked loop*) zwischen beiden Erbium-Lasern kann nicht hergestellt werden, da kein Zugriff auf die internen Piezostretcher der Laser existiert, mit denen die Längen des Haupt- und des Subresonators nachgeregelt werden. Dieser Zugriff wäre jedoch vonnöten, um mittels eines externen Phasendetektors und einer Referenzquelle den Phasenunterschied zwischen beiden Lasern detektieren und dann die Emission des einen Lasers auf die des anderen abstimmen zu können [127, 128]. Durch eine stabilere Differenzfrequenz Δf zwischen beiden Lasern könnte dann der Span des Spektrumanalysators verkleinert werden, was kleinere RBW und VBW bei immer noch moderater Sweepzeit ermöglichte.

Die Verwendung der Lock-In Technik, welche benutzt wird, um sehr kleine Signale zu detektieren, ist aus dem gleichen Grund nicht möglich. Das zu messende Signal wird hierbei mit einem Referenzsignal in einem phasensensitiven Detektor multipliziert. Stellt man ein anschließendes Bandpaßfilter sehr schmalbandig ein, so kann auch das Rauschen bei einer nur geringfügig anderen Frequenz als der Signalfrequenz ausgefiltert werden [129]. Voraus-

setzung für diese Technik ist jedoch, daß das zu messende Signal sehr stabil ist.

Nun zeigt aber das Kapitel 3, daß der Pockels-Effekt nicht der einzige optoelektronische Wechselwirkungsmechanismus ist, der zur HF-Charakterisierung von MMICs benutzt werden kann. Und gemäß Kapitel 4.1 bzw. 4.4 existieren auch indirekte Meßtechniken, welche die Problematik der Reflexionsverluste umgehen. Diese werden in den nun folgenden Unterabschnitten vorgestellt.

5.3 Das Heterodyn-Meßsystem für OBIC-Messungen

5.3.1 Meßaufbau

Der Vorteil einer OBIC-Meßtechnik in MMICs ist die Möglichkeit, das in irgendeiner Form optoelektronisch durch die Mikrowelle modulierte Lichts des Abtaststrahls ohne Rücksichtnahme auf Reflexionsverluste des Lichts messen zu können. Das DUT wirkt gleichzeitig als Meßsonde, und das OBIC-Signal wird direkt an diesem abgegriffen. Daraus ergeben sich die in Bild 5-13 skizzierten Meßaufbauten für OBIC-Messungen in MMICs.

Im Fall a) wird nur ein Laser eingesetzt, der unter bestimmten Bedingungen zwei Wellenlängen emittiert (englisch: *dual-mode*). Hier wird ein diodengepumpter cw Nd:YAG-Laser mit 50 mW Ausgangsleistung und einer zentralen Emissionswellenlänge von 1319 nm (Lightwave Electronics, *Series 124*) verwendet, der bei einer bestimmten Arbeitstemperatur zwei Wellenlängen mit einer Differenzfrequenz von 14,45 GHz emittiert. Die Stabilität dieser Frequenz ist sehr gut (Frequenzschwankungen < 10 kHz/min). Auf den optischen Fabry-Perot Spektrumanalysator kann daher bei dieser Konfiguration verzichtet werden. Das Licht dieses diodengepumpten Lasers wird über ein Mikroskopobjektiv in eine Singlemode-Faser mit Spiegelbruch eingekoppelt, wonach noch 9 mW optischer Leistung (gemessen mit dem optischen Leistungsmeßgerät) zur Verfügung stehen. Im Fall b) werden beide Erbium-Laser bereits vor dem Bauelement über den Faserkoppler, der sich zunächst vor dem TWPD und dem Powermeter befand, vereint.

Durch die Verwendung sehr stark getaperter Glasfasern unmittelbar unter dem DUT ist es möglich, die Ortsauflösung dieser Konfiguration in die Größen-

ordnung der eines optischen Nahfeldmikroskops (*SNOM; scanning near field optical microscope*) zu bringen. Hierin lag bisher ein Nachteil einer indirekten Meßmethode gegenüber einer direkten.

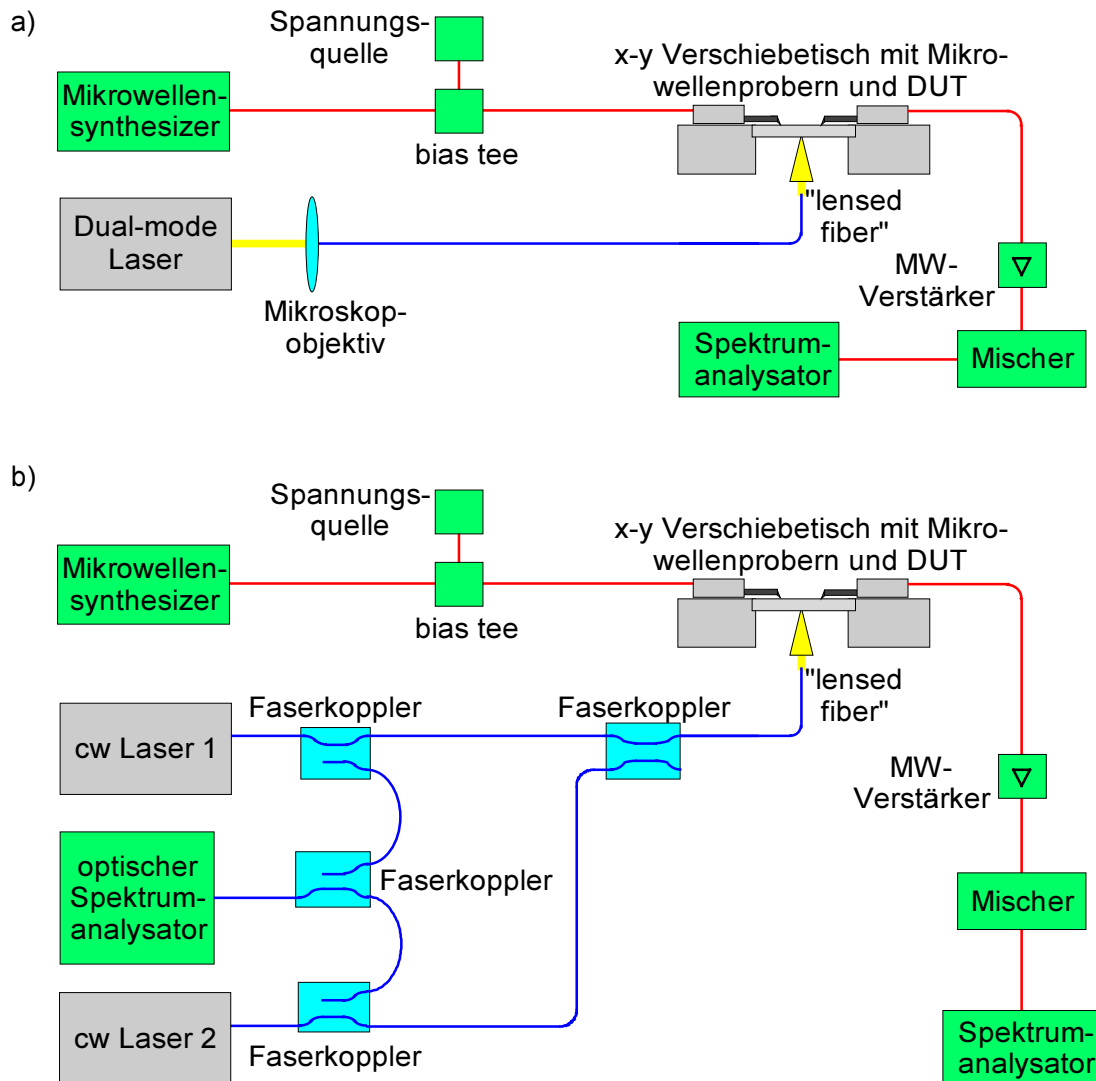


Bild 5-13 Heterodyn-Meßsystem für OBIC-Messungen; a) unter Verwendung eines cw Dual-Mode-Lasers, b) unter Verwendung zweier cw Laser

Durch den Wegfall des Powermeters erfolgt nun die Beurteilung der Güte der Bestrahlung des Bauelements, die Begutachtung dessen also, wie genau der Fokus und die Glasfaser unter dem DUT positioniert ist, über ein Amperemeter, welches die Spannung über einem Serienwiderstand in der Zuleitung der Gleichspannungsversorgung abgreift und folglich den Photostrom der Probe mißt. Über den links eingezeichneten Mikrowellenprober gelangt jeweils das Mikrowellensignal sowie eine Versorgungsgleichspannung – falls

erforderlich – zum "device under test". Der rechte Mikrowellenprober greift direkt das heruntergemischte Signal ab, von wo aus es in einem Mikrowellenverstärker verstärkt und anschließend vom Spektrumanalysator ausgelesen wird. Es handelt sich bei all den in den Bildern 5-13a) und b) aufgeführten Geräten um dieselben, die auch schon in Bild 5-3 eingezeichnet waren und anschließend erklärt wurden. Der externe Mischer, der auch hier wieder zwischen dem MW-Verstärker und dem Spektrumanalysator abgebildet ist, muß nur eingesetzt werden, sollte das zu detektierende Signal > 26,5 GHz sein.

5.3.2 Meßergebnisse

Die ersten Ergebnisse, die präsentiert werden sollen, beziehen sich auf das Meßsystem aus Bild 5-13a). Als DUT, welches mit dieser geänderten Meßapparatur getestet werden soll, bieten sich Koplanarleitungen an, die im Wellenlängenbereich um 1319 nm bzw. um 1550 nm nicht mehr transparent sind. Eine solche CPW mit einer InGaAs-Absorptionsschicht wird mit den Mikrowellenprobern kontaktiert und mit einer Gleichspannung von -12 V versorgt. Die "lensed fiber" wird unter dem aktiven Gebiet der CPW so positioniert, daß der vom Amperemeter angezeigte Photostrom maximal wird. Mit diesen Parametern liest man am elektrischen Spektrumanalysator ein Heterodynsignal des Lasers mit -59 dBm Amplitude und einer Frequenz von 14,4548 GHz ab.

Gibt man nun mit dem Mikrowellensynthesizer über den zweiten Prober ein Signal auf die CPW, so sollte ebenfalls bei der durch Gl. 4.7 definierten Zwischenfrequenz f_{if} ein Mischsignal detektierbar sein, welches nach den Betrachtungen in Kapitel 3.2 eine Größenordnung über der des elektrooptischen Mischsignals liegen müßte. Dies ist in den Bildern 5-14a) und b) demonstriert. Im Bild 5-14a) beträgt die HF-Frequenz des Synthesizers $f_m = 17,5$ GHz, in Bild 5-14b) 18,5 GHz, weshalb der in Bild 5-13a) optional eingezeichnete externe Mischer entfällt. In beiden Messungen ist die Leistung der HF-Signale +13 dBm.

Auffallend an beiden Spektren ist das geringe Rauschniveau im Vergleich zu Bild 5-11. Dieses ergibt sich aus dem sehr klein gewählten Span des Spektrumanalysators von 100 kHz in Bild 5-14a) bzw. von 2 MHz in Bild 5-14b) im Gegensatz zu 1 GHz in Bild 5-11. Dadurch können auch RBW und VBW sehr klein gewählt werden, was zu einem sehr niedrigen Rauschniveau führt.

Dies ist nur möglich aufgrund der sehr großen Frequenzstabilität des Nd:YAG-Lasers, wenn er zwei Frequenzen emittiert und unterstreicht die Wichtigkeit, die beiden cw Laser phasenstarr koppeln zu können, wenn zwei Laser zum Einsatz kommen sollen. Bei einem Laser, der in zwei Moden schwingt, ist dies automatisch gegeben.

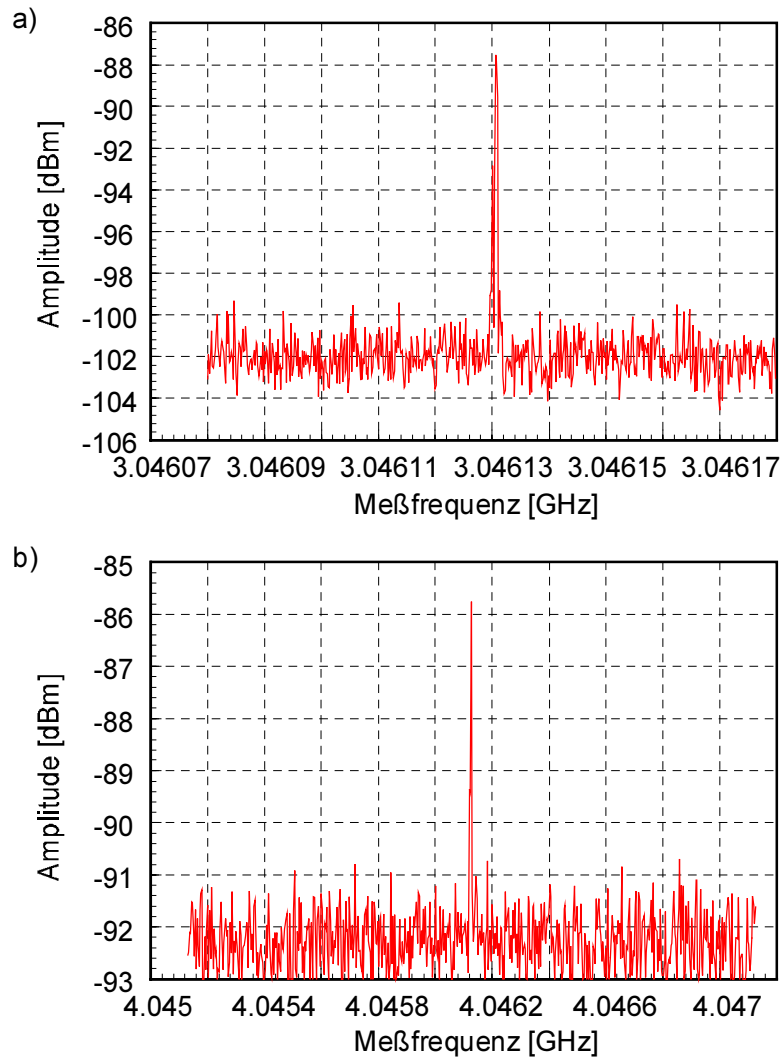


Bild 5-14 Frequenzspektren zweier OBIC-Messungen mit einem Dual-Mode-Laser; a) Mikrowellenfrequenz $f_m = 17,5$ GHz, Meßfrequenz $f_{if} = 3,046$ GHz, Mikrowellenleistung $P_{el} = +13$ dBm, b) $f_m = 18,5$ GHz, $f_{if} = 4,046$ GHz, $P_{el} = +13$ dBm

Diese beiden Spektren sind die ersten Mikrowellensignale, die heterodyn im Rahmen dieser Arbeit detektiert werden können. Trotz des Wegfalls der Reflexionsverluste, trotz der relativ moderaten Mikrowellenfrequenzen von 17,5

bzw. 18,5 GHz und trotz der Ausnutzung der Absorption mit ihrer intensiveren Wechselwirkung im Vergleich zum Pockels-Effekt liegen die Signalpegel bei -86 dBm, was an 50Ω einer Leistung von 2,5 pW entspricht. Dies dokumentiert die Schwierigkeiten, die einem in Reflexion betriebenen, elektrooptischen Meßprinzip innewohnen. Aufgrund dieser Leistungsverluste können mit den vorhandenen Gerätschaften nur Mischsignale f_{if} detektiert werden, die elektroabsorptiv generiert werden.

Das elektrooptische Meßsignal hängt linear von der elektrischen Feldstärke des Mikrowellensignals im untersuchten MMIC ab (siehe Gl. 2.1 bzw. Gl. 3.12). Daß auch das OBIC-Mischsignal (in dBm angegeben) linear von der Mikrowellenleistung abhängt, soll im folgenden demonstriert werden. Zu diesem Zweck wird jeweils ein 10 GHz-Signal vom Mikrowellensynthesizer auf die Probe gegeben und die Leistung zwischen -2 und +16 dBm variiert. Gemäß Gl. 4.7 ist die Meßfrequenz folglich stets 4,454 GHz. Die CPW ist mit -12 V vorgespannt, was bei 14,454 GHz (also ohne angelegtes Mikrowellensignal) zu einem Heterodynsignal von -55 dBm führt. Die Einstellungen des Spektrumanalysators bei diesen Messungen sind: Span = 100 kHz, RBW = 1 kHz, VBW = 100 Hz, Sweepzeit = 3 s. Die Ergebnisse dieser Messung sind in Bild 5-15 dargestellt.

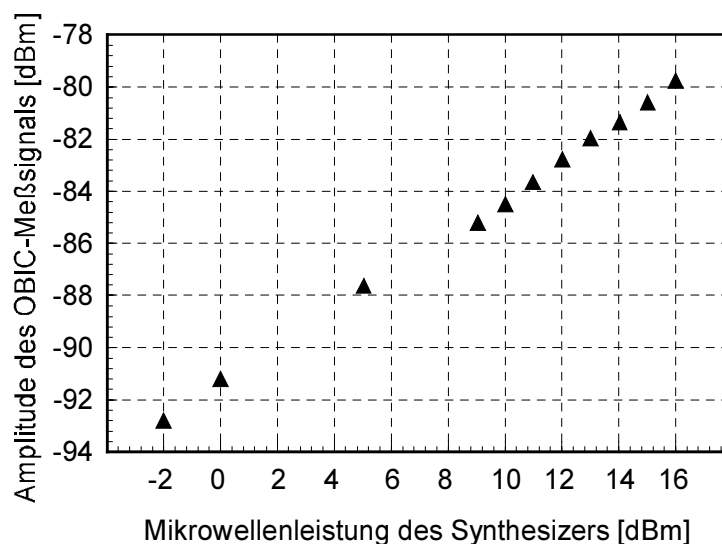


Bild 5-15 Abhängigkeit des OBIC-Signals von der Mikrowellenleistung; $f_m = 10 \text{ GHz}$, $\Delta f = 14,454 \text{ GHz}$, $f_{if} = 4,454 \text{ GHz}$

Im gesamten betrachteten Leistungsbereich des Synthesizers steigt das OBIC-Signal linear mit der Mikrowellenleistung (angegeben in dBm) an. Eine

Sättigung ist nicht zu erkennen. Kleinere Leistungen als -2 dBm werden nicht betrachtet, da das OBIC-Signal dann im Rauschen des Spektrumanalysators verschwindet. Und Leistungen größer +16 dBm können vom Synthesizer nicht generiert werden.

Der Frequenzgang des Bauelements ist in Bild 5-16 gezeigt. Erneut beträgt die Vorspannung der Kopplanarleitung -12 V und die Mikrowellenleistung $P_{el} = +13$ dBm. Da das HF-Signal stets mit der Differenzfrequenz des Nd:YAG-Lasers, also mit 14,454 GHz heruntergemischt wird, ändert sich die Meßfrequenz entsprechend Gl. 4.7, d.h. je größer die Mikrowellenfrequenz, desto kleiner die Meßfrequenz. Es muß daher berücksichtigt werden, daß in der folgenden Meßreihe auch ein Frequenzgang des Spektrumanalysators verborgen ist. Die Einstellungen des Spektrumanalysators sind identisch mit denen zu Bild 5-15.

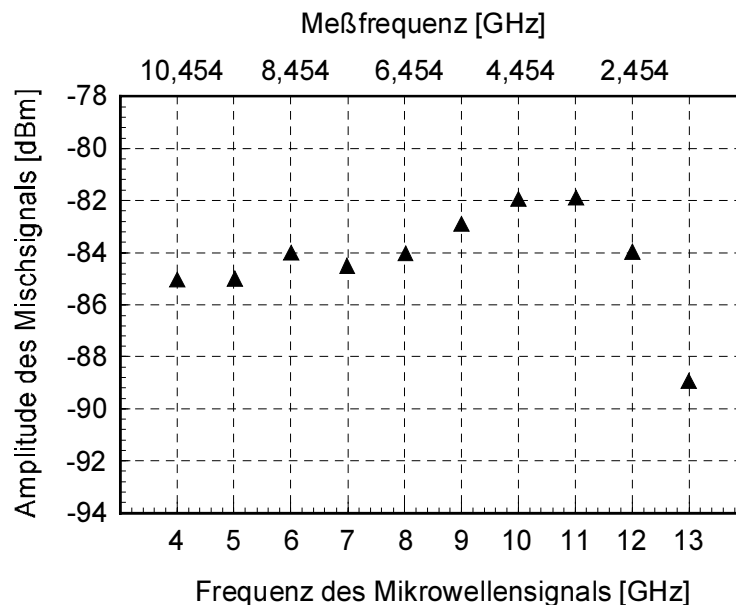


Bild 5-16 Abhängigkeit des elektroabsorptiven Signals von der Mikrowellenfrequenz; $P_{el} = +13$ dBm

Da auch der Spektrumanalysator intern mit Oberschwingungen einer Grundwelle arbeitet, um so den Frequenzbereich bis 26,5 GHz abdecken zu können, ändert sich über die Frequenz sein Eigenrauschen und seine Empfindlichkeit. Daß die größte Amplitude des elektroabsorptiven Signals bei 10 bzw. 11 GHz, also bei einer Meßfrequenz $f_{if} = 4,454$ bzw. $3,454$ GHz liegt, ist auf diese Eigenschaft des Spektrumanalysators zurückzuführen. Zum anderen kann der Mikrowellensynthesizer nicht in seinem gesamten Frequenzbereich Signale mit der gleichen Ausgangsleistung generieren. 13 GHz mit einer Leistung von +13

dBm zu erzeugen, ist bereits der Grenzbereich des eingesetzten Synthesizers. Ein Signal mit einer Frequenz von 14 GHz kann z.B. schon nur noch mit einer Leistung von maximal +12,4 dBm emittiert werden.

Dieses Ergebnis muß so interpretiert werden, daß zwei Messungen ein und desselben Bauelements zu unterschiedlichen Ergebnissen führen können, wenn die Differenzfrequenzen Δf des oder der Laser nicht an die Mikrowellenfrequenz angepaßt werden und dadurch jeweils bei einer anderen Mischfrequenz f_{if} gemessen wird.

An diesen Resultaten erkennt man einen ganz eklatanten Nachteil eines Meßsystems mit einem Dual-mode Laser. Dieser arbeitet zwar mit einer sehr großen Frequenzstabilität, kann aber das Mikrowellensignal immer nur um denselben Betrag – im hiesigen Fall sind es stets 14,454 GHz – heruntermischen. Dieses Verfahren stößt also alsbald an die gleichen Grenzen wie die elektrooptische Meßtechnik mit nur einem cw Laser. Einziger Unterschied ist die Tatsache, daß die in diesem Fall limitierende Bandbreite der Photodiode nun um die Differenzfrequenz des Dual-mode Lasers erweitert wird.

Diese Beschränkung gilt nicht mehr bei der Verwendung von zwei cw Lasern. Ihre Differenzfrequenz kann kontinuierlich an die zu messende Mikrowellenfrequenz angepaßt werden. Daher werden im weiteren die Ergebnisse, die mit den beiden wellenlängenverstimmbaren Erbium-Lasern (Bild 5-13b) gewonnen werden, präsentiert. Das untersuchte Bauelement ist nach wie vor eine InP-basierte Koplanarleitung mit einer InGaAs-Absorptionsschicht.

In Bild 5-17 seien dazu die Ergebnisse zweier OBIC-Messungen gezeigt. In Teilbild a) wird eine Mikrowelle mit einer Frequenz von 24,5 GHz und einer Leistung von +6 dBm mit der Differenzfrequenz der beiden Erbium-Laser von etwa 18,4 GHz gemischt und bei der Mischfrequenz von etwa 6,09 GHz detektiert. Die Vorspannung der CPW beträgt -13 V, RBW = 10 kHz und VBW = 1 kHz. Für das Teilbild 5-17b) haben sich die Video-Bandbreite auf 3 kHz und das Mikrowellensignal auf 36 GHz erhöht. Allerdings ist seine Leistung auf +5 dBm gesenkt. Die Differenzfrequenz beider Laser beträgt ungefähr 34,03 GHz.

Diese Ergebnisse belegen, daß durch die Kombination von OBIC-Messungen mit der Heterodyn-Technik niederfrequente Abbilder von Mikrowellensignalen in MMICs erzeugt und Aussagen über die lokale Feldstärke des elektrischen Feldes im MMIC gemacht werden können. Mit zwei gegeneinander wellenlängenverstimmbaren cw Lasern ist es also möglich, die Mischfrequenz, bei der die Messung erfolgen soll, immer in einen Frequenzbereich zu legen, der innerhalb der Bandbreite handelsüblicher Photodioden liegt, unabhängig von der Mikrowellenfrequenz, die bestimmt werden soll. Diese kann theoretisch im

THz-Bereich liegen, wenn entsprechend die beiden cw Laser soweit gegeneinander verstimmt werden können. Da jedoch nun beide Lichtwellen f_1 und f_2 von zwei unabhängig voneinander arbeitenden Lasern stammen, muß hier der Span des Spektrumanalysators um das 100- bzw. 200-fache im Vergleich zu Bild 5-14a) vergrößert werden, was nachteilige Auswirkungen auf das Rauschniveau des Spektrumanalysators hat.

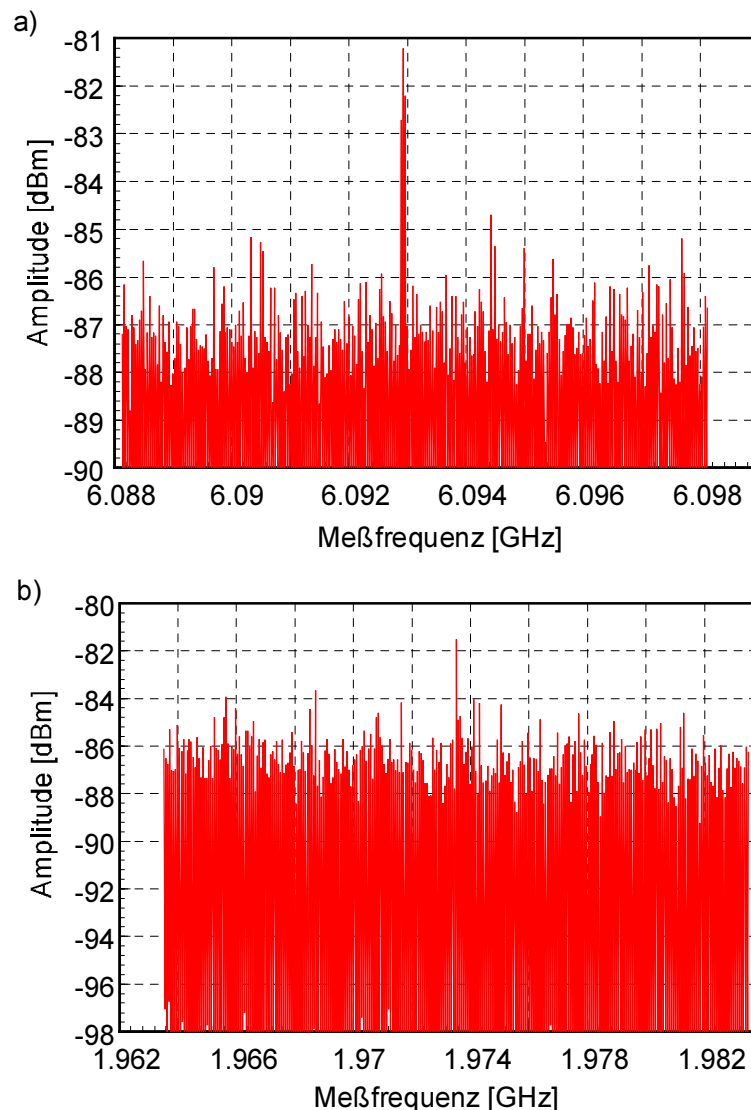


Bild 5-17 Frequenzspektren zweier OBIC-Messungen mit zwei cw Lasern; a) Mikrowellenfrequenz $f_m = 24,5$ GHz, Differenzfrequenz $\Delta f \approx 18,4$ GHz, b) $f_m = 36,0$ GHz, $\Delta f \approx 34,03$ GHz

Im unteren Teilbild von Bild 5-17 erkennt man, daß der Signal-Rausch-Abstand gerade noch etwa 4 dB beträgt im Gegensatz zu ungefähr 6 dB im oberen Bild.

Die Ausweitung dieser Meßtechnik hin zu größeren Mikrowellensignalen wird dadurch sehr beeinträchtigt. Hinzukommt, daß mit größer werdender Mikrowellenfrequenz die Leistungsabgabe des Synthesizers weiter abnimmt. So kann ein 40 GHz-Signal nur noch mit einer Leistung von 2,3 dBm generiert werden, was gemäß Bild 5-15 ein um etwa 2 dB kleineres Mischsignal erwarten läßt.

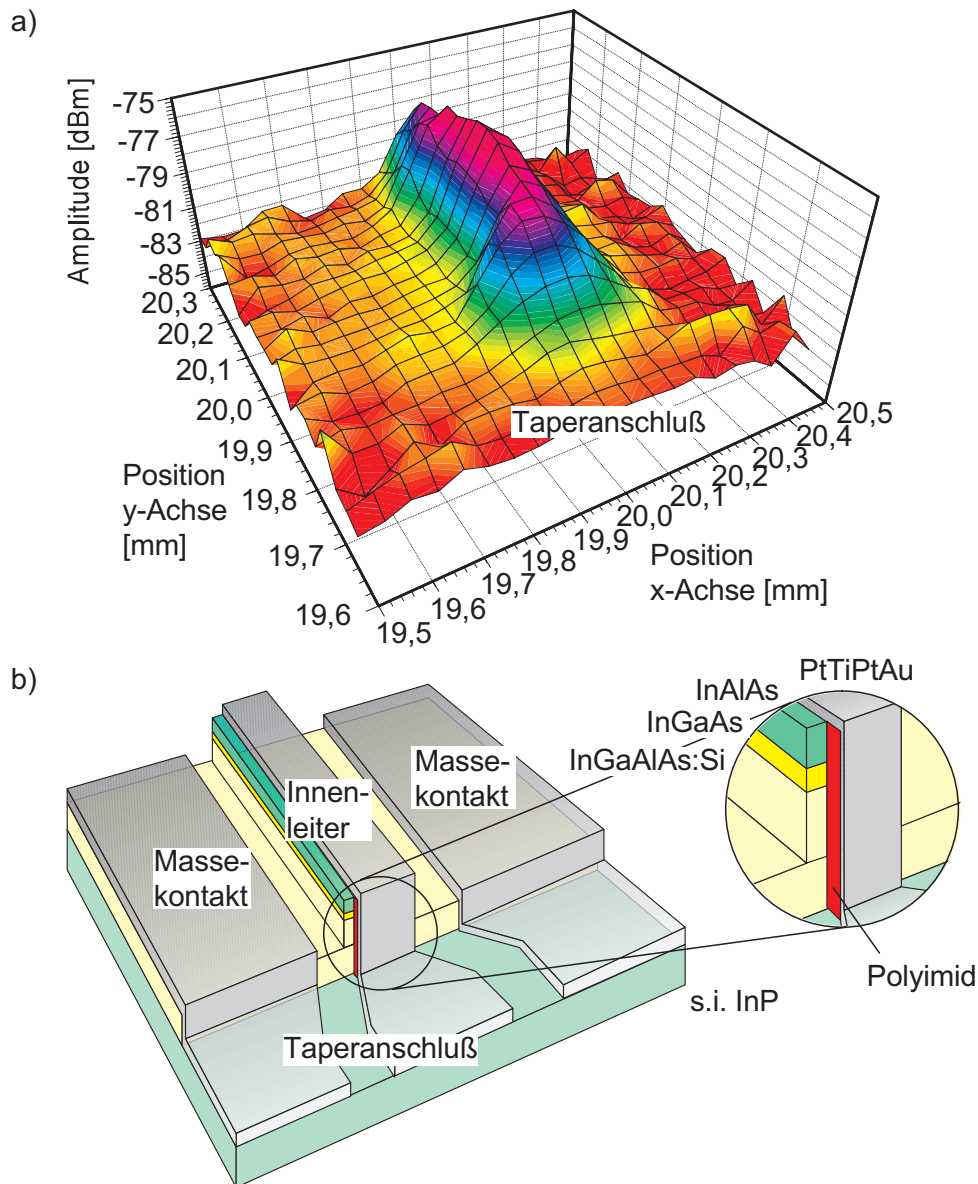


Bild 5-18 Ortsverteilung des OBIC-Signals; $f_m = 24,5$ GHz, $\Delta f = 20,8$ GHz, $f_{if} = 3,7$ GHz ; a) dreidimensionale Darstellung der elektrischen Feldverteilung, b) Skizze des gescannten Bereichs mit Angabe der Schichtstruktur

Aus diesem Grund wird die nun folgende zweidimensionale Detektion des OBIC-Signals in einer CPW mit InGaAs-Absorptionsschicht bei einer Mikrowellenfrequenz $f_m = 24,5$ GHz mit der maximal möglichen Signalleistung von +6,5 dBm durchgeführt. Die Heterodynfrequenz der Laser beträgt 20,8 GHz, was zu einer Meßfrequenz von 3,7 GHz führt. Bild 5-18a) zeigt die bei 3,7 GHz gemessene Verteilung der OBIC-Signale, wohingegen Teilbild b) eine Skizze der untersuchten CPW inkl. der verwendeten Schichtstruktur wiedergibt. Die CPW ist 400 μm lang, und sowohl die Spaltbreiten zwischen Außen- und Innenleiter als auch die Innenleiterbreite betragen 18 μm .

Man erkennt deutlich die Lage der InGaAs-Absorptionsschicht der untersuchten Leitungsstruktur. Nur dort ist ein Anstieg des OBIC-Signals zu messen. Außerhalb dieses Gebiets befindet sich die getaperte Koplanarleitung direkt auf dem InP-Substrat mit einer Bandkantenwellenlänge $\lambda_g = 917$ nm. Daher wird dort kein Licht der Wellenlänge 1550 nm absorbiert. Zur Sichtbarmachung der Mikrowelle auch in diesem Bereich mittels OBIC-Messungen unter Anwendung der Heterodyn-Technik müßte folglich die Wellenlänge der beiden cw Laser an das Substratmaterial angepaßt werden.

Diese Ergebnisse zeigen die prinzipielle Einsatzfähigkeit dieses Verfahrens bei der Bestimmung der Mikrowelleneigenschaften von Hochfrequenzbauelementen. OBIC-Messungen geben Auskunft über HF-Eigenschaften von MMICs wie beispielsweise die elektrische Dämpfung. Denn ein zu Beginn der untersuchten Leitung erzeugtes OBIC-Signal legt einen längeren Weg durch das DUT zurück, bis es schließlich im Spektrumanalysator detektiert wird, als ein OBIC-Signal, welches in der Mitte oder am Ende der Leitung erzeugt wird. Die Meßbedingungen sind also nicht für jeden Meßpunkt identisch. Werden diese Asymmetrien der Meßbedingungen jedoch herauskalibriert, so geben die OBIC-Signale auch Auskunft über die Stärke des elektrischen Feldes am Meßort, da bei Leistungsangabe in dBm ein linearer Zusammenhang zwischen dem OBIC-Signal und der Leistung des Mikrowellensignals besteht (siehe Bild 5-15).