

Kapitel 4 Technische Grundlagen der benutzten Meßtechnik

Im Kapitel 3 wurde der physikalische Hintergrund, der hinter der optoelektronischen^{*)} Meßtechnik steht, also in erster Linie der lineare elektrooptische sowie der elektroabsorptive Effekt, vorgestellt. Wie kann man diese Physik nun in einen anwendbaren Meßaufbau integrieren? Dies soll Gegenstand dieses Kapitels werden.

4.1 Direktes und indirektes Meßverfahren

Nicht alle Kristalle zeigen den Pockels-Effekt. In der elektrooptischen Meßtechnik gibt es daher zwei grundsätzliche Möglichkeiten, eine Pockels-Zelle zur Hochfrequenzuntersuchung von MMICs zu etablieren: die *indirekte* Methode, welche vonnöten ist, wenn das Bauelement oder die Schaltung auf einem zentralsymmetrischen Substrat wie z.B. Silizium aufgebracht ist, und die *direkte* Methode, die nur dann möglich ist, wenn sich die Schaltung z.B. auf GaAs oder InP befindet. In Bild 4-1 sind beide Varianten skizziert. Im Teilbild 4-1a), welches die indirekte elektrooptische Meßtechnik darstellt, befindet sich ein externer, nicht-zentralsymmetrischer Kristall im Nahfeld oberhalb des untersuchten Bauelements – hier angedeutet durch den Querschnitt einer Koplanarleitung (CPW; coplanar waveguide) auf einem zentralsymmetrischen Substrat und der Feldverteilung einer in die Papierebene laufenden elektromagnetischen Welle im even mode. Der Strahl eines Kurzpulslasers wird auf die dem Bauelement zugewandte Stirnfläche fokussiert und von dort reflektiert. Das Streufeld oberhalb des DUT dringt in die Sonde ein, ändert dort den Brechungsindex des Kristalls und somit über den Pockels-Effekt die Phase des Laserstrahls in Abhängigkeit der aktuellen Feldstärke. Über einen Strahlteiler wird das reflektierte und polarisationsmodulierte Licht auf eine Photodiode gelenkt. In dieser Konfiguration durchläuft es jedoch im Gegensatz zu Bild 3-1 zweimal den Kristall, so daß sich der Wert von U_{π} halbiert [37].

^{*)} siehe Fußnote Seite 3

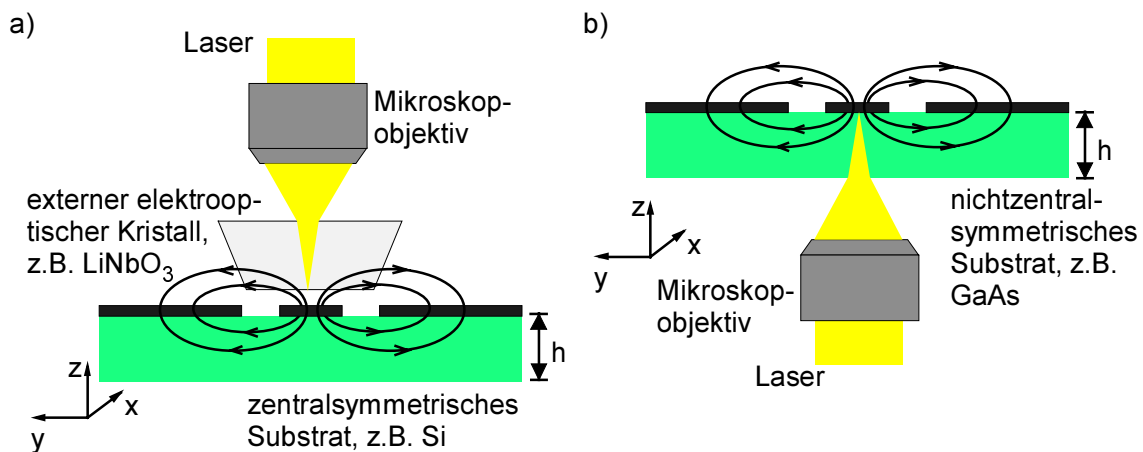


Bild 4-1 elektrooptische Meßtechnik; a) indirekte Meßmethode am Beispiel einer Koplanarleitung auf einem zentralsymmetrischen Substrat, b) direkte Meßmethode am Beispiel einer CPW auf einem nicht-zentralsymmetrischen Substrat

Teilbild 4-1b) zeigt die direkte Meßmethode, welche die feldinduzierte Doppelbrechung unmittelbar im Substratmaterial ausnutzt. Die Beleuchtung des DUT geschieht hier also von der Rückseite, und der Laserstrahl wird auf die Grenzfläche Halbleitermaterial-Metallisierung fokussiert. Auch hier halbiert sich der Wert von U_{π} .

Die ersten Veröffentlichungen über elektrooptische Testverfahren benutzten die indirekte Methode mit LiTaO₃-Kristallen [38, 39]. In jüngeren Publikationen findet man auch Wismuthsilikate (BSO), die eine Grundfläche von kleiner 100 x 100 μm^2 aufweisen [42]. Damit konnte eine Ortsauflösung im Bereich einiger μm erzielt werden.

Der Vorteil der indirekten Methode liegt in der besseren Zeitauflösung und der universelleren Anwendbarkeit: durch die freie Wahl der benutzten Laserwellenlänge – man nutzt bei dieser Variante ja den Pockels-Effekt im externen Kristall aus und braucht von daher keine Rücksicht zu nehmen, ob die benutzte Wellenlänge evtl. im Substratmaterial absorbiert wird oder nicht – können fs-Farbstofflaser eingesetzt werden, womit bereits Messungen mit einer Zeitauflösung von 300 fs durchgeführt wurden, was einer Meßbandbreite > 1 THz entspricht [41, 63]. Wegen dieser externen Sonde, die zur Intensitätsmodulation in das Streufeld der über die Schaltung laufenden Mikrowelle gehalten wird, können mit diesem Verfahren auch Schaltungen auf Substrat-

materialien ohne elektrooptische Eigenschaften vermessen werden bzw. Feldverteilungen oberhalb von Antennen. Beides ist für die direkte elektrooptische Meßtechnik unzugänglich.

Hieran sieht man jedoch auch ihren Nachteil: für aussagefähige Messungen muß der externe Kristall äquidistant über dem DUT positioniert werden (typischerweise beträgt der Abstand Kristall-DUT einige wenige μm). Zu nah darf dies jedoch auch nicht geschehen, da sonst eine zu große und das Meßergebnis verfälschende Störung des DUT auftritt aufgrund der hohen elektrischen Permittivität der externen Probe (z.B. ist $\epsilon_r = 43$ für einen KDP-Kristall) [85]. Eine weitere Verfälschung ergibt sich durch den relativ langen Integrationsweg des Signals durch den externen Kristall [86]. Außerdem ist dieses Verfahren wegen der Größe des Kristalls von einigen 10 μm Kantenlänge nicht in der Lage, Ortsauflösungen $< 1 \mu\text{m}$ zu erreichen.

Dieses ist möglich mit dem direkten Verfahren. Durch die Verwendung sehr stark verkleinernder Mikroskopobjektive liegt die Ortsauflösung bei diesem Testverfahren unter 500 nm [64]. Ebenso entfällt der Positionieraufwand der Meßsonde und dadurch auch die Störung des MMIC durch den externen Kristall. In Umkehrung allerdings zur indirekten Methode ist der Nachteil der direkten Meßtechnik folglich, daß sie auf schaltungsinterne Messungen in GaAs- oder InP-basierten Schaltungen beschränkt bleibt. Eine weitere Beschränkung besteht in der Wahl der Lichtquelle. Zur Vermeidung der Absorption des Laserlichts im DUT, was durch die Erzeugung von Elektronen-Loch-Paaren im zu untersuchenden Schaltkreis zu einer weiteren Stromquelle neben dem Mikrowellengenerator führen würde, ist man gezwungen, die Wellenlänge der Lichtquelle so zu wählen, daß die Photonenenergie hinreichend kleiner ist als die Bandkantenenergie der Halbleiterschichten bzw. des Substrates. Nur dann kann man von einer nahezu störungsfreien Meßtechnik sprechen.

Des weiteren sind bei diesem Verfahren jeweils zwei Messungen notwendig. Denn die Intensität des Ausgangssignals der Pockels-Zelle I_{aus} ist ja das Maß für die Stärke des zu messenden Mikrowellensignals. Bei dieser Methode hängt I_{aus} aber zusätzlich noch von der Beschaffenheit des DUT ab, sprich von der Reflektivität der jeweiligen Metall- bzw. Grenzschicht, auf die der Laserstrahl von unten her fokussiert ist. Von daher muß für eine quantitative Auswertung des elektrischen Potentials am aktuellen Meßort von diesem auch die reflektierte Lichtintensität ohne anliegendes elektrisches Signal, im folgenden mit I_0 bezeichnet, bekannt sein. In der Praxis bedeutet dies, daß der Bereich des Bauelements, der gemessen werden soll, zunächst ohne

eingepprägtes Mikrowellensignal mit dem Laser abgescannt und I_0 aufgenommen wird. Erst dann erfolgt die eigentliche elektrooptische Messung, bei der I_{aus} gemessen wird. Aus der Division beider Messungen, also beider Meßwerte für die jeweils äquivalenten Meßpunkte, ergibt sich dann die elektrische Potentialdifferenz U_{0h} zwischen der Probenvorder- und -rückseite gemäß [16]

$$U_{0h} \approx \frac{\Delta I}{I_0} \frac{U_\pi}{\pi}, \quad \text{Gl. 4.1}$$

wobei mit ΔI die Modulation der optischen Ausgangsintensität der Pockels-Zelle bezeichnet wird. Es gilt [16]

$$\frac{\Delta I}{I_0} = \frac{I_{\text{aus}} - \frac{I_{\text{ein}}}{2}}{\frac{I_{\text{ein}}}{2}}. \quad \text{Gl. 4.2}$$

Allgemein gesprochen ist also eine indirekte Meßtechnik vielseitiger einsetzbar und es bedarf nur einer Messung je DUT. Bei einer direkten Methode entfällt der Positionieraufwand der externen Meßsonde, und im Bereich der Freistrahl-optik ist die Ortsauflösung größer. Letzteres wird aber am Ende der vorliegenden Arbeit revidiert werden müssen, wenn ein fasergekoppeltes indirektes Meßsystem als Ergebnis dieser Dissertation präsentiert werden wird.

4.2 Die Sampling-Methode

Das elektrooptische Testsystem, welches im Fachgebiet Optoelektronik der Gerhard-Mercator-Universität Gesamthochschule Duisburg zur Verfügung steht und den Ausgangspunkt der vorliegenden Arbeit bildet, dient der kohärenten Detektion sinusförmiger elektrischer Signale in Hochfrequenzbauelementen und -schaltungen im Frequenz- wie auch im Zeitbereich. Es basiert wie die Mehrzahl der existierenden Meßaufbauten anderer Forschungseinrichtungen auf einem gepulsten Laser. Meist werden dazu aktiv modengekoppelte Nd:YAG-Laser oder passiv modengekoppelte Ti:Saphir-Laser verwendet. Mit solchen Lasersystemen, die Lichtpulse mit

Halbwertsbreiten nur weniger Pikosekunden bis < 100 fs emittieren, lassen sich Zeitauflösungen im Sub-Pikosekundenbereich erreichen, die einer Meßbandbreite weit über 100 GHz bis zu wenigen THz entsprechen. Arbeitet man im Zeitbereich, so spricht man von synchronem Abtasten (englisch: *synchronous sampling*), im Frequenzbereich von harmonischem Mischen (englisch: *harmonic mixing*) [37, 63].

Das stroboskopische Abgreifen der Mikrowellenfrequenz dient dabei der Transformation dieser hochfrequenten elektromagnetischen Welle in niedrigere Frequenzbereiche für die Meßwerterfassung. Dies ist notwendig, da die elektronischen Auslesegeräte wie Spektrumanalysatoren, Lock-In-Verstärker oder Samplingoszilloskope nicht in der Lage sind, dem Mikrowellensignal direkt zu folgen. Bekannt ist dieses Verfahren auch von den alten Plattenspielern, in denen die stroboskopische Beleuchtung des Plattentellers ein stehendes Bild erzeugte, obwohl die Platte mit 33 oder 45 U/min abgespielt wurde.

Dies soll in Bild 4-2 verdeutlicht werden. Die Frequenz der periodischen Mikrowelle, die über das DUT läuft, sei mit f_m bezeichnet und die Wiederholfrequenz des Lasers, mit der die Lichtzüge emittiert werden, mit f_{rep} . Typischerweise liegt sie bei etwa 80 MHz. Über den Pockels-Effekt wird die Ausgangsintensität der Laserpulse nach Passieren der Pockels-Zelle stets in Abhängigkeit der gerade vorherrschenden elektrischen Feldstärke des elektrischen Signals $s_m(t)$, welches mit der Frequenz f_m variiert, moduliert. Ist dabei f_m als ein ganzzahliges Vielfaches $m \cdot f_{rep}$ der Pulswiederholfrequenz f_{rep} gewählt, so detektiert man mit einer Photodiode, auf die das reflektierte Licht fällt, einen konstanten Photostrom, da dann die optischen Pulse stets zu ein und demselben Zeitpunkt mit dem stets identischen Zeitausschnitt innerhalb der m -ten Periode der Mikrowelle wechselwirken. Wählt man folglich die Frequenz des Mikrowellensignals so, daß sie um einen kleinen Betrag f_{if} im Bereich einiger kHz oder MHz gegen die m -te Harmonische der Pulswiederholfrequenz verschoben ist, also

$$f_m = m \cdot f_{rep} + f_{if}, \quad \text{Gl. 4.3}$$

so kommt es zu einer kontinuierlichen Phasenverschiebung zwischen dem Abtaststrahl und der Mikrowelle. Denn bei jedem neuen Lichtpuls ist die Mikrowelle nun m -mal durchgelaufen plus jenem Zeitintervall $1/f_{if}$, so daß die optischen Pulse das elektrische Signal immer zu diesem verzögerten Zeitpunkt "sehen". Dadurch läßt sich die gesamte Wellenform der Mikrowelle detektieren.

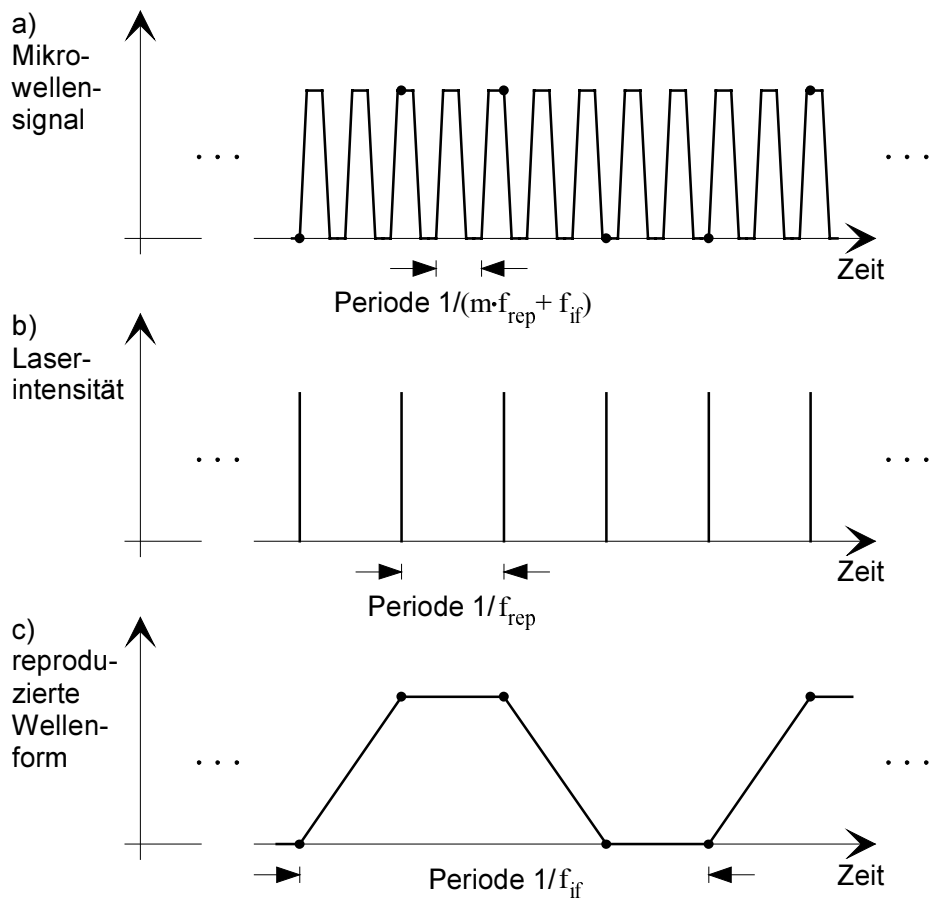


Bild 4-2 schematische Darstellung des elektrooptischen synchronen Abtastens; a) zeitlicher Verlauf einer periodischen Mikrowelle der Frequenz f_m , b) zeitlicher Verlauf optischer Pulse der Wiederholfrequenz f_{rep} , c) zeitlicher Verlauf der reproduzierten Wellenform mit der Frequenz f_{if} [37]

Das optische Ausgangssignal der Pockels-Zelle $I_{\text{aus}} = I_{\text{aus}}(t)$ variiert nun mit der Frequenz

$$f_{\text{if}} = f_m - m \cdot f_{\text{rep}}, \quad \text{Gl. 4.4}$$

welche sehr viel kleiner als die zu messende Frequenz f_m sein kann. Man erhält also eine auf die Frequenz f_{if} (englisch: *intermediate frequency*) heruntertransformierte Reproduktion des Mikrowellensignals $s_m(t)$ am Ort der Lasereinstrahlung. Dies ist in Bild 4-2 dargestellt: im Teilbild a) ist der zeitliche Verlauf des periodischen Mikrowellensignals dargestellt, welches periodisch mit den Laserpulsen beleuchtet wird (Teilbild b)). In Teilbild c) ist dann die auf

die Meßfrequenz f_{if} transformierte Wiedergabe des elektrischen Signals $s_m(t)$ zu sehen.

Zur Erläuterung des Begriffs des harmonischen Mischens verweise ich auf die Literatur [z.B. 16, 37, 76].

Allgemein gesprochen wendet man Zeitbereichsmessungen an, um den zeitlichen Verlauf eines elektrischen Signals auf einem Mikrowellenbauelement zu verfolgen, und Frequenzbereichsmessungen, um die Amplitude und Phase dieses Signals zu bestimmen. Frequenzbereichsmessungen ermitteln alle Frequenzanteile, die im Frequenzspektrum des Bauelements enthalten sind. Die Frequenzbandbreite bzw. das zeitliche Auflösungsvermögen eines solchen Meßprinzips ist im wesentlichen gegeben durch die Breite der optischen Pulse und die Wechselwirkungszeit zwischen dem DUT und den Abtaststrahlen [37].

An den voranstehenden Erklärungen erkennt man allerdings, daß für diese Meßtechnik eine Synchronisation zwischen dem Abtaststrahl des Lasers und dem Mikrowellensignal unabdingbar ist. Nur dann haben die Gln. 4.3 und 4.4 Relevanz.

Das entsprechende Meßsystem, welches bereits zu Beginn dieser Arbeit vorhanden ist und welches die Sampling-Methode und die direkte elektrooptische Meßtechnik anwendet, wird in Kapitel 5.1 vorgestellt. Hier sei darauf hingewiesen, daß auch dieser Meßaufbau wie alle anderen elektrooptischen Meßsysteme mit gepulsten Lasern eine bauartbedingte Grenze hat. Bereits in der Einleitung ist dieser Sachverhalt erwähnt und damit das Suchen nach alternativen meßtechnischen Konzepten motiviert worden: das Phaserauschen (oder auch *zeitlicher Jitter* genannt) eines Meßsystems mit gepulster Laserquelle wächst linear mit der Frequenz, die gemessen werden soll. Die vorhandene Meßapparatur wäre also dadurch zu verbessern, daß statt des Nd:YAG-Lasers in Verbindung mit dem Pulskompressor ein fs-Laser eingesetzt würde. Doch auch dann, wenn für Messungen elektrischer Signale mit Frequenzen $f_m > 100$ GHz immer höhere Harmonische der Pulswiederholfrequenz zum Heruntermischen der Mikrowellenfrequenz genutzt werden könnten, bleibt auch bei einem fs-Laser der zeitliche Jitter, das bedeutet die Abweichung des tatsächlichen Zeitpunkts der Emission eines Lichtzuges von dem Zeitpunkt, zu dem gemäß Pulswiederholfrequenz ein neuer Lichtzug emittiert werden müßte, der begrenzende Faktor für die Meßbandbreite [17, 18]. Nach [37] ist die mögliche Zeitauflösung eines gepulsten Meßsystems gegeben durch

$$\tau_{\min} = \sqrt{\tau^2 + \tau_{ji}^2 + \tau_{eo}^2 + \tau_{ww}^2}. \quad \text{Gl. 4.5}$$

τ bezeichnet dabei die Halbwertsbreite der Laserpulse, die bei fs-Lasern < 200 fs beträgt [87], mit τ_{ji} ist der zeitliche Jitter gemeint, der mit < 2 ps angenommen werden kann [88], τ_{eo} bedeutet die Ansprechzeit des Pockels-Effekts, die unter 100 fs liegt [37], und τ_{ww} die Wechselwirkungszeit zwischen dem optischen Puls und dem elektrischen Signal im GaAs-Substrat, für die sich in der Literatur ein Wert von 1 ps findet [89]. Setzt man diese Zahlen ein, so erhält man für die minimal auflösbare Zeitspanne $\tau_{\min} = 2,25$ ps. Das bedeutet für die maximale Bandbreite

$$f_{3dB} = \frac{2 \ln(2)}{\pi} \cdot \frac{1}{\tau_{\min}} \quad \text{GL. 4.6}$$

einen Wert von 196 GHz.

Dieser Wert ist so, wie er dort steht, richtig, jedoch ein wenig irreführend. Durch eine Phasenstabilisierung (*PLL; phase locked loop*) kann der Einfluß des Jitters deutlich herabgesetzt werden. Im Fall der Zeitbereichsmessungen entfällt der zeitliche Jitter sogar ganz, da dann die elektrischen Pulse, die über das MMIC laufen, durch die optischen Pulse selbst erzeugt werden. Dazu lenkt man einen Teil der optischen Leistung der Abtastpulse über einen Strahlteiler auf eine Photodiode, verstärkt den Photostrom mittels eines Mikrowellenverstärkers und gibt dieses elektrische Signal, welches aus dem optischen Abtastpuls entstanden ist, als Mikrowellensignal auf das DUT. Dieses ist natürlich mit den gleichen zeitlichen Schwankungen behaftet wie die optischen Pulse des Lasers [16, 132].

Wegen dieses limitierenden Einflusses des Jitters auf das zeitliche Auflösungsvermögen des experimentellen Aufbaus findet man in der Literatur etliche Veröffentlichungen, in denen Verfahren zur Reduzierung von τ_{ji} vorgeschlagen werden. Eine Absenkung des Jitters bis hinab zu 300 fs wird berichtet [90 - 93], wobei dies teils ebenso durch die Verwendung eines Referenzsignals zwischen dem Modelockersynthesizer des Lasers, dem Mikrowellensynthesizer sowie dem Samplingoszilloskop erreicht wurde, teils durch bauliche Maßnahmen am Laser selbst.

Daher soll ein anderer Weg, diese Einschränkung umgehen zu können, in dieser Arbeit besprochen werden. Denn als Alternative bietet sich an, den gepulsten Laser durch cw Laser zu ersetzen. Dabei erscheint die Nutzung eines cw Lasers ebenfalls als ungeeignet, da man auch hier sehr schnell an

eine Bandbreitengrenze stößt. Wird nur ein cw Laser verwendet, so findet keine Transformation des Mikrowellensignals in niedrigere Frequenzbereiche statt. Der Pockels-Effekt sorgt zwar auch hier für eine Modulation des Photostroms, Gl. 3.12 ist also auch hier gültig, doch da das zu untersuchende Bauelement permanent mit Licht bestrahlt wird, ändert sich auch der Photostrom mit der Frequenz der Mikrowelle. Dies bedeutet, daß die Bandbreite eines solchen Aufbaus von der Schnelligkeit des benutzten Photodetektors abhängt, wie weit dieser in der Lage ist, diesen Fluktuationen zu folgen. Kommerziell erhältlich sind Photodetektoren bis 60 GHz [94]. Aus diesem Grund existieren bisher auch nur Veröffentlichungen mit gemessenen Frequenzen bis 15 GHz [20, 69, 95].

Werden hingegen 2 wellenlängenabstimmbare cw Laser mit sehr schmaler Linienbreite eingesetzt, so ist das Phasenrauschen unabhängig von der zu messenden Frequenz und die Bandbreite des Meßsystems begrenzt durch die Verstimmbarkeit der Wellenlängen der beiden Laser. Der zweite Laser dient bei dieser Methode, die man als *Heterodyn-Meßtechnik* bezeichnet, als lokaler Oszillator, d.h. er ist für die Transformation des Mikrowellensignals in niedrige GHz- oder sogar MHz-Bereiche verantwortlich. Die vorliegende Arbeit fußt auf diesem Prinzip, weshalb ihr das folgende Kapitel gewidmet ist.

4.3 Die Heterodyn-Technik

Nach all diesen hinleitenden Worten und Hinweisen, wie wichtig die Möglichkeit ist, das zu messende HF-Signal in niedrigere Frequenzbereiche herunter zu mischen, soll zum besseren Verständnis dieses Kapitel mit einer Skizze begonnen werden, wie bei dieser Methode solch eine "*intermediate frequency*" f_{if} im MHz- oder niedrigen GHz-Bereich erzeugt werden kann. Bild 4-3 sagt folgendes: bei der heterodynen Detektion werden 2 cw Laser mit möglichst kleiner spektraler Linienbreite benutzt: Laser 1 emittiere kontinuierlich Licht mit der Frequenz f_1 , Laser 2 mit der Frequenz f_2 . Da die Linienbreiten sehr klein sind, bestehen ihre Frequenzspektren aus jeweils nur einer Linie bei der Frequenz, welche der Wellenlänge des von ihnen emittierten Lichts entspricht. In Teilbild 4-3a) ist das Spektrum des ersten Lasers dargestellt. Dieses Licht wechselwirkt über den jeweils ausgenutzten optoelektronischen

Effekt mit der Mikrowelle des MMIC (Bild 4-3b), so daß Seitenbänder um die Laserfrequenz

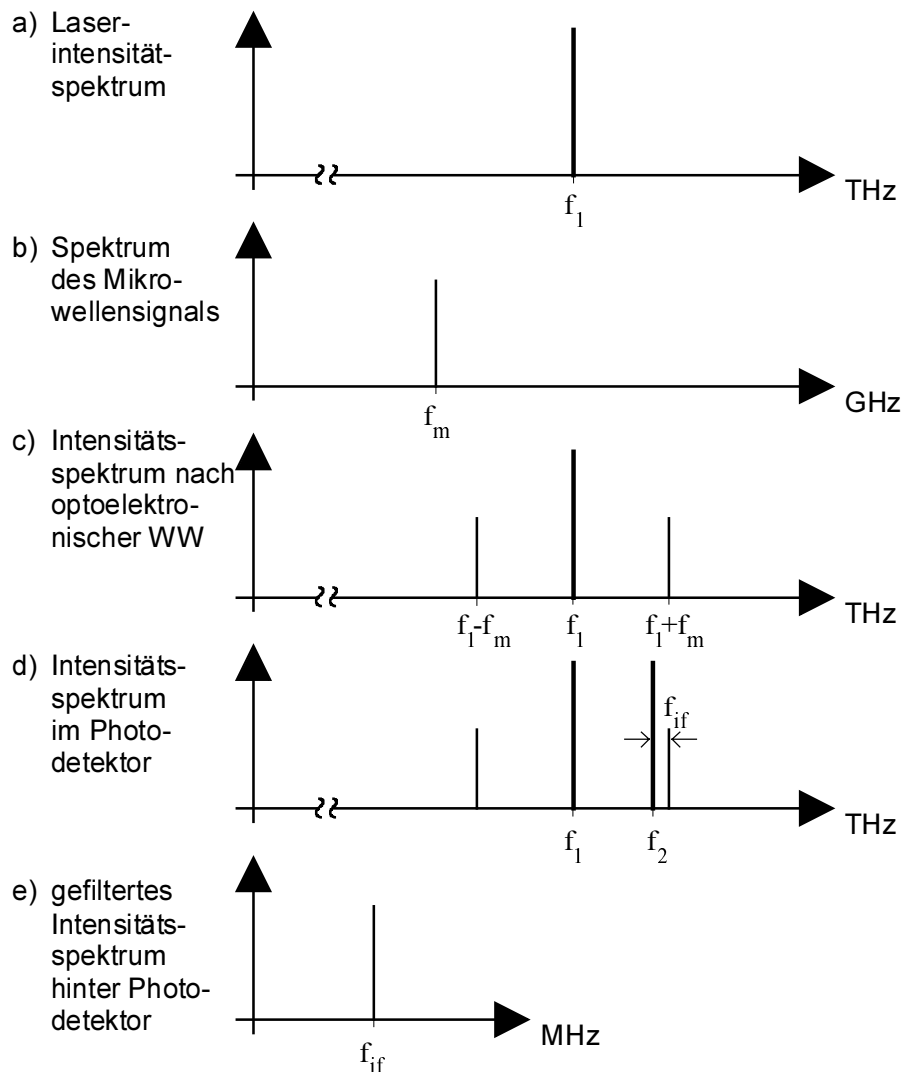


Bild 4-3 Prinzipskizze der Heterodyn-Meßtechnik; a) Frequenzspektrum des ersten cw Lasers, b) Frequenzspektrum des Mikrowellensignals, c) Frequenzspektrum nach der optoelektronischen Wechselwirkung, d) Frequenzspektrum im Photodetektor mit zweitem cw Laser, e) gefiltertes Frequenzspektrum des gemessenen Photostroms

entstehen (Bild 4-3c). Das Wesentliche der Heterodyn-Technik ist nun in Bild 4-3d) dargestellt. Der zweite Laser wird dem vom DUT kommenden Licht überlagert und wechselwirkt mit den 3 Frequenzanteilen, die in diesem Licht vorhanden sind. "Fährt" man seine Frequenz f_2 (durch Einstellen der

geeigneten Wellenlänge) sehr nah an eine der beiden Seitenbänder heran, so ist die Meßfrequenz f_{if}

$$f_{if} = |f_1 + f_m - f_2|, \quad \text{Gl. 4.7}$$

welche im MHz-Bereich liegen kann. Kennt man die Differenzfrequenz $f_1 - f_2$ der beiden Laser, so läßt sich die unbekannte Mikrowellenfrequenz f_m bestimmen. Damit wird klar, daß die Begrenzung dieser Meßtechnik nicht durch den verwendeten Photodetektor bestimmt ist wie bei der Variante mit nur einem cw Laser, sondern daß mit dieser Methode (theoretisch) THz-Frequenzen z.B. mit einem 1 GHz-Photodetektor gemessen werden können, wenn nur die Verstimmpbarkeit der beiden Laser gegeneinander groß genug ist und diese stabil genug arbeiten.

Wie ist dies möglich? Generell absorbiert ein Photodetektor die auf ihn fallenden Photonen und erzeugt dadurch Elektronen-Loch-Paare, sofern die Photonenenergie größer ist als die Bandlücke der absorbierenden Halbleiterschicht des Photodetektors (vgl. Kapitel 3.2). Die so ins Leitungsband angehobenen frei beweglichen Elektronen bilden den Photostrom $i_{ph}(t)$, welcher das Maß für die zeitlich veränderliche Intensität $I(t)$ des einfallenden Lichts ist, denn [77]

$$i_{ph}(t) \propto |E(t)|^2 = I(t). \quad \text{Gl. 4.8}$$

$E(t)$ ist die zeitlich veränderliche Stärke des elektrischen Feldes der elektromagnetischen Welle. Diese Gleichung besagt, daß ein nichtlinearer Zusammenhang zwischen dem Photostrom und der elektrischen Feldstärke des ihn erzeugenden Lichts besteht und bildet die Basis der heterodynen Meßtechnik. Denn werden zwei Lichtwellen $\tilde{E}_1(t)$ und $\tilde{E}_2(t)$ mit unterschiedlichen Kreisfrequenzen $\omega_1 = 2\pi f_1$ und $\omega_2 = 2\pi f_2$ in einem Photodetektor kohärent überlagert, so ist der Photostrom [77, 96]

$$\begin{aligned} i_{ph}(t) &\propto |\tilde{E}(t)|^2 \\ &= \left| \{ \tilde{E}_1(t) + \tilde{E}_2(t) \} \right|^2 \\ &= E_1^2 + E_2^2 + 2E_1E_2 \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi). \end{aligned} \quad \text{Gl. 4.9}$$

d.h. er enthält neben den Gleichstromanteilen E_1^2 und E_2^2 der beiden Laserintensitäten auch einen Interferenzterm, der mit der Differenzfrequenz $\Delta\omega = (\omega_2 - \omega_1)$ der beiden Laser variiert. $\Delta\varphi$ ist die Differenz der beiden Phasen der

Lichtwellen, welche das Heterodynsignal verzerrt, wenn sie unkontrolliert schwanken kann. Daher muß dafür Sorge getragen werden, daß $\Delta\varphi$ entweder aktiv gesteuert wird, oder aber, daß alle mechanischen Instabilitäten des Meßaufbaus, welche zu einer Drift der Phasenbeziehung führen können, eliminiert werden [97].

Man erkennt jedoch auch an Gl. 4.9, daß der Interferenzterm linear vom elektrischen Feld E_1 abhängt und um den Faktor $2 E_2/E_1$ gegenüber der direkten Detektion von E_1 verstärkt ist. Auf die HF-Meßtechnik angewandt bedeutet dies: hat man durch optoelektronische Effekte die in Bild 4-3c) eingezeichneten Seitenbänder um f_1 erzeugt, d.h. enthält E_1 Komponenten des interessierenden HF-Signals f_m des untersuchten MMIC, so sorgt die Nichtlinearität des Photodetektors (Gl. 4.8) für die weitere Mischung dieser Frequenzen mit f_2 , so daß die niederfrequente Meßfrequenz f_{if} gemäß Gl. 4.7 entsteht und $s_m(t)$ um den Faktor $2 E_2/E_1$ verstärkt bei der Frequenz f_{if} gemessen werden kann. Die spektrale Auflösbarkeit dieses Prinzips ist begrenzt durch die Linienbreite der benutzten Laser, die Empfindlichkeit durch ihre Frequenzdrift [19, 61]. Im Gegensatz zum Sampling-Prinzip wechselwirken hier also unabhängig von der Meßfrequenz stets die gleichen optischen Frequenzen der beiden Laser mit dem Mikrowellensignal, wohingegen bei einem gepulsten Laser eine entsprechende Harmonische $m \cdot f_{rep}$ mit der Mikrowellenfrequenz gemischt wird. Daraus genau resultiert die bereits erwähnte Unabhängigkeit des Phasenrauschens eines Heterodyn-Meßsystems.

Andererseits muß erwähnt werden, daß durch die kontinuierliche Bestrahlung des Meßobjekts mit Licht nun keine Messungen im Zeitbereich mehr möglich sind. Dieses war mit der Sampling-Methode möglich durch die stroboskopische Beleuchtung des DUT jeweils zu einem geringfügig veränderten Zeitpunkt innerhalb der m -ten Periode der Mikrowelle gegenüber der Meßwerterfassung beim vorherigen Abtastpuls. Diese Möglichkeit entfällt hier vollständig.

Dennoch ist es erstaunlich, daß diese Technik – nach meinem Wissen – bislang nur von Loualiche et al. für HF-Meßzwecke von MMICs eingesetzt wurde [19]. 2 Dioden-gepumpte Nd:YAG-Lasern wurden eingesetzt, um ein 25 GHz-Sinussignal auf einer GaAs-Mikrostreifenleitung bei 10,67 MHz zu detektieren. Die erreichte Meßempfindlichkeit wird mit $10 \mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ angegeben. Bedingt durch die verwendeten Laserquellen und die Auswerteelektronik lag hier die Meßbandbreite bei 40 GHz. In anderen Arbeiten wird die Heterodyn-Technik zur Messung der Pulsantwort von Photodetektoren oder Photoschaltern bis zu 130 GHz benutzt [61, 96, 98].

Somit wird mit dieser Arbeit Neuland betreten, wenn mittels der Heterodyn-Meßsysteme, die im nachfolgenden Kapitel vorgestellt werden, auch zweidimensionale Feldverteilungsmessungen in HF-Bauelementen vorgenommen werden. Zur besseren Handhabbarkeit und zur einfacheren Überlagerung der beiden optischen Wellen werden sie im Gegensatz zu Loualiche et al. [19] in Glasfasertechnik entwickelt.

Zuvor wird jedoch noch das Prinzip der OBIC-Meßtechnik erklärt, da es entscheidenden Anteil an den in Kapitel 5 vorgestellten Meßergebnissen hat.

4.4 Das Prinzip von OBIC-Messungen

In der Einleitung sowie im Kapitel 3.2 wurde bereits erwähnt, daß die Absorption von Licht in Materie und die damit einhergehende Erzeugung freier Ladungsträger genutzt werden kann, das DUT auch gleichzeitig als Meßsonde zu verwenden. Die bislang vorgestellten Meßverfahren beruhen alle auf dem Prinzip, den Laserstrahl am untersuchten Bauelement mit dem dort vorhandenen elektrischen Feld wechselwirken zu lassen und das Meßsignal in Reflexion an entfernter Stelle zu detektieren. Im nachfolgenden Kapitel wird sich herausstellen, daß mit dieser Reflexion des Lichts Probleme verbunden sind, die umgangen werden können, wenn die Wechselwirkung Abtaststrahl-Mikrowelle direkt am DUT abgegriffen wird: man mißt den optisch induzierten Photostrom (*OBIC; optical beam induced current*) auf dem Meßobjekt.

In Bild 4-4 ist das OBIC-Meßverfahren skizziert. An einem Halbleiter liegt die äußere Spannung U an, doch kann nur ein kleiner Strom durch diesen fließen, da sein Innenwiderstand im unbeleuchteten Zustand sehr groß ist. Beleuchtet man aber den Halbleiter mit Licht einer geeigneten Wellenlänge (hier dargestellt durch die Photonenenergie $h \cdot f$), so wird sein Innenwiderstand durch die Generierung freier Elektronen und Löcher drastisch herabgesetzt. Nach diesem Prinzip funktionieren z.B. auch die in Kapitel 2.1 erwähnten Photoschalter zur Erzeugung kurzer elektrischer Pulse. Über den kleinen Meßwiderstand R_m kann der induzierte Photostrom $i_{ph} = V_{ph}/R_m$ im Außenstromkreis gemessen werden. Er ist der anliegenden Spannung, also dem Mikrowellensignal, proportional [99].

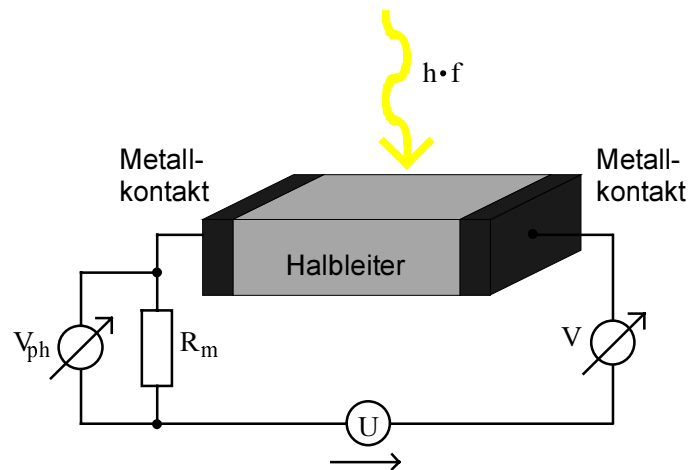


Bild 4-4: Skizze zum OBIC-Meßverfahren

Da dieser Photostrom auf dem Meßobjekt erzeugt wird, kann er direkt dort gemessen werden. Das Meßobjekt dient hier also gleichzeitig als Meßsonde ähnlich dem "modulated scattering". Dabei kann auch die Heterodyn-Technik angewendet werden. Beide optischen Frequenzen f_1 und f_2 erzeugen bereits auf dem DUT die Differenzfrequenz Δf , welche dann mit der Mikrowellenfrequenz f_m mischt, so daß die Meßfrequenz f_{if} gemäß Gl. 4.7 entsteht. Diese kann sodann mit einem elektrischen Spektrumanalysator direkt gemessen werden. Der Umweg zu einem Photodetektor und damit die Problematik mit Reflexionsverlusten entfällt.

Die Benutzung der Elektroabsorption als optoelektronische Wechselwirkung zwischen der Mikrowelle und dem Abtaststrahl schränkt die Wahl der Laserquelle dergestalt ein, daß nun die Laserwellenlänge so an das zu untersuchende DUT angepaßt werden muß, daß sie im Bereich der Absorption liegt. Daher ist die Beeinflussung des Mikrowellensignals auf dem MMIC eine andere als bei der elektrooptischen Meßtechnik. Denn zusätzlich zum Mikrowellensignal wirkt auf das Bauelement nun noch eine zweite, lokale Stromquelle in Form des generierten Photostroms am Ort der Lichteinstrahlung. Auf der anderen Seite bedeutet der hier gewählte Fall der Elektroabsorption eine größere Intensität des Wechselwirkungsmechanismus^{*)}. Zudem kann so auf eine Meßanordnung in Reflexion verzichtet werden.

^{*)}Gemäß Tabelle 2 in Kapitel 3.3 ist bei gleicher elektrischer Feldstärke die Änderung des Brechungsindex hier eine Größenordnung größer als beim Pockels-Effekt. De facto wird zwar bei dieser Meßmethode die Fundamentalabsorption im Substrat ausgenutzt, Δn ist somit hierbei nicht die entscheidende Größe. Aus Gründen der besseren Vergleichbarkeit wird jedoch die Änderung des Brechungsindex erwähnt, welche über die Kramers-Kronig-Relationen mit der Absorption α korreliert ist.

Eine weitere Einschränkung dieser Methode ist die Tatsache, daß mit diesem Verfahren nur dann schaltungsinterne Messungen möglich sind, wenn das Meßsignal am Ausgang der Schaltung abgegriffen werden kann, wenn also eine elektrische Zuleitung zum Meßort besteht.

Als Meßverfahren in integrierten Schaltungen findet man OBIC-Messungen bislang hauptsächlich zur Fehleranalyse und zur Lokalisierung mechanischer wie elektrischer Defekte in diesen Bauelementen [100 - 102]. Zur Bestimmung des Hochfrequenzverhaltens von MMICs ist es noch nicht eingesetzt worden. Auch existiert noch keine Literatur, in der die Heterodyn-Technik auf OBIC-Messungen angewendet wurde. Gleich in zweifacher Hinsicht ist also der im nun folgenden Kapitel vorgestellte Heterodyn-Meßaufbau für OBIC-Messungen eine Neuentwicklung.