

5 Ergebnisse

In dem folgenden Kapitel sollen die weiteren an den gefertigten koplaren Wanderwellenmodulatoren gewonnenen experimentellen Ergebnisse vorgestellt werden. Als erstes werden die verschiedenen verwendeten experimentellen Meßmethoden und Aufbauten vorgestellt. Die Proben werden zuerst quasistatisch elektrisch und optisch charakterisiert und anschließend bis 40 GHz untersucht. Dabei werden sowohl kurze Leitungsstrukturen von einigen Mikrometern Länge (Quasi-diskrete Bauelemente) als auch Leitungen von einigen Millimetern Länge verwendet, bei denen es zu Ausbreitungseffekten der Mikrowelle auf der Leitung kommt.

5.1 Meßmethoden und experimenteller Aufbau

Für die experimentelle Untersuchung der Wanderwellenmodulatoren ist es wichtig, einen Meßaufbau zu verwenden, der es erlaubt, die Parameter: optische Wellenlänge λ_0 , Mikrowellenfrequenz $f_{\text{elektrisch}}$, elektrische Vorspannung U_0 der Probe (Bias), Einstrahlungsort, Größe d_F des optischen Fokus und Abschluß der Mikrowellenleitung zu variieren. Die Parameter, die experimentell bestimmt werden sollen, sind im wesentlichen der Strom I , der durch das Meßobjekt fließt, die reflektierte optische Leistung P_{refl} , räumlich aufgelöst und frequenzabhängig, sowie die reflektierte und transmittierte Mikrowellenleistung (S-Parameter der Leitung).

Der Meßaufbau, der zur Vermessung der optischen Spektren der Proben bei Mikrowellenanregung der Modulatoren dient, ist in Abb. 5.1 skizziert. Die optische Eingangsleistung P_{ein} wird von einem durchstimmbaren Titan-Saphir Laser (Spectra Physics, Wellenlängenbereich 800-1100 nm) erzeugt, der von einem breitbandig betriebenen Argon-Ionen Laser (Spectra Physics) optisch gepumpt wird. Über den Strahlteiler S1 wird ein Teil der optischen Eingangsleistung P_{ein} ausgekoppelt, und mit einem Monochromator kann die optische Wellenlänge λ_0 bestimmt werden.

Die CCD-Kamera 2 dient dazu, die Probenoberfläche optisch aufzunehmen und auf einem Monitor darzustellen. Die dafür nötige Beleuchtung der Probe wird mit einer Halogenlampe realisiert, deren Licht über den Strahlteiler S2 eingekoppelt wird. Ein weiterer Strahlteiler S3 wird dazu verwendet, einen Teil der optischen Eingangsleistung P_{ein} und einen Teil der reflektierten optischen Leistung P_{refl} auf die Photodioden D1 bzw. D2 auszukoppeln und zu bestimmen. Die reflektierte optische Leistung P_{refl} wird von einer Hochfrequenz-Photodiode D2 (InGaAs/GaAs-Photo-

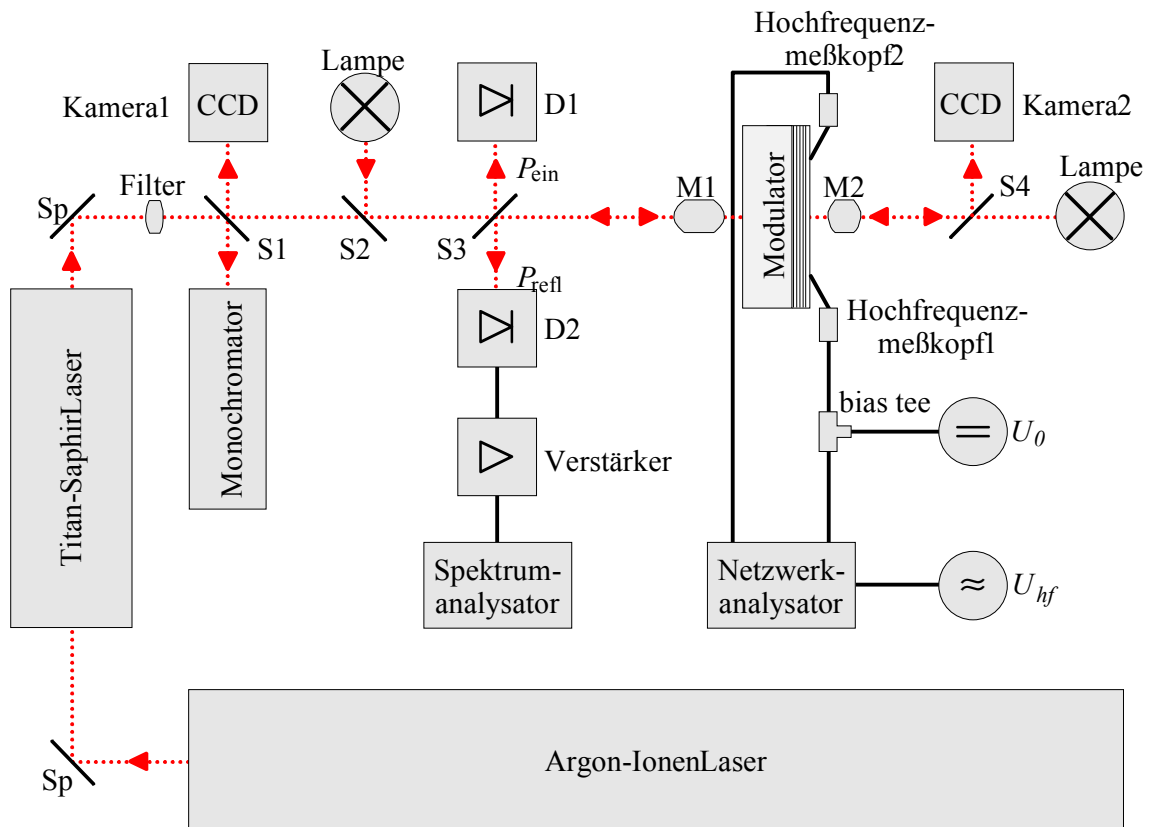


Abbildung 5.1: Skizze des experimentellen Aufbaus zur Charakterisierung der optischen Spektren der Wanderwellenmodulatoren unter hochfrequenter Ansteuerung. Sp: Umlenkspiegel; S1, S2, S3, S4: Strahlteiler; D1, D2: Photodioden; M1, M2: Mikroskopobjektive, U_{hf} : Mikrowellenamplitude, U_0 : Bias-Spannung.

diode, New Focus, Bandbreite bis 40 GHz) detektiert und über eine Verstärkerkette auf den Eingang eines elektrischen Spektrum-Analysators (Hewlett Packard, Bandbreite bis 26,5 GHz) geleitet, so daß das reflektierte Signal P_{refl} bis zu Frequenzen von 26,5 GHz aufgenommen werden kann. Mit einem Mikroskopobjektiv M1 wird das optische Signal P_{ein} auf das Meßobjekt fokussiert. Über dasselbe Mikroskopobjektiv wird die Oberfläche des Meßobjekts auf die CCD-Kamera 1 fokussiert. Die Bauelementhalterung ist so konzipiert, daß die Meßobjekte in der zum optischen Strahl senkrecht stehenden Ebene frei positioniert werden können.

Die Streifenleitungen werden mit Hochfrequenz-Meßköpfen (Pico Probe, Bandbreite bis 40 GHz) kontaktiert. Eine Beleuchtungsquelle und die CCD-Kamera 2 auf dieser Seite des Meßobjekts stellen sicher, daß die Mikrowellen-Meßköpfe beobachtet und positioniert werden können.

Ein an beide Tastköpfe angeschlossener Netzwerkanalysator (Wiltron, Bandbreite bis 40 GHz) sorgt für die Mikrowellenansteuerung der Streifenleitung. Über ein „Bias tee“ kann die Streifenleitung mit einer

statischen Gleichspannung U_0 vorgespannt werden. Mit dieser Meßanordnung können sowohl die statischen Probencharakteristiken (Strom /Spannungskennlinie, Reflexionsspektrum $R_{opt}(\lambda_0, U_0)$ bei verschiedenen Vorspannungen des Modulators), als auch die Hochfrequenzeigenschaften der Streifenleitung (Bestimmung der S-Parameter der Leitungen bis 40 GHz) sowie die Hochfrequenzeigenschaften des Modulators (Frequenzabhängigkeit der optischen Modulation M_{opt} (siehe Gl. 5.4-4.) bis 26,5 GHz) bestimmt werden.

Für die Untersuchungen der Hochfrequenzeigenschaften des Modulators bis 40 GHz wird die Meßapparatur variiert. In diesem Fall wird das reflektierte optische Signal nicht mit dem Spektrumanalysator gemessen, sondern auf einen Eingang des Netzwerkanalysators gegeben (Netzwerkanalyse für optische Signale). In dieser Anordnung kann die Frequenzabhängigkeit des Reflexionsspektrums bis 40 GHz gemessen werden, allerdings können dann während der Messung die Leitungseigenschaften (S-Parameter) nicht erfaßt werden, dafür könnte ein zweiter Netzwerkanalysator verwendet werden.

Ein weiterer Meßaufbau (Abb. 5.2) wird benutzt, um eine zweidimensionale Verteilung der Reflexionsänderung über die Probenoberfläche zu gewinnen. Mit diesem Aufbau kann beispielsweise die optische Modulation, die von einer stehenden Mikrowelle erzeugt wird, räumlich aufgelöst vermessen werden [15]. In diesem experimentellen Aufbau wird als Lichtquelle ein gepulster Neodym:YAG Laser (Modell 3800, Spectra Physics, Pulslänge: < 90 ps, Wiederholfrequenz $f_{optisch}$: 82 MHz) verwendet. Die Lichtpulse des Neodym:YAG Lasers werden in einem Pulskompressor weiter verkürzt (Pulslänge: < 5 ps). Durch diese geringen Pulslängen besitzen die optischen Pulse ein breitbandiges Frequenzspektrum \mathcal{F} , das für elektrooptische Messungen bis zu 100 GHz verwendet werden kann [14].

Die angewandte Meßtechnik wird als „harmonic mixing“ bezeichnet und basiert auf der Mischung eines elektrischen Meßsignals mit dem optischen Signal eines Pulslasers [5]. Das elektrische Signal U_{hf} wird von einem Mikrowellen-Synthesizers ($\hat{U}_{hf} < 1$ V, $f_{elektrisch}$ bis 40 GHz) erzeugt, dessen Ausgangsleistung auf die gefertigte Mikrowellenleitung eingekoppelt wird und sich auf der Leitung ausbreitet. Die Amplitude der Mikrowellenspannung Die Einkopplung erfolgt mit Mikrowellenmeßköpfen (Pico Probe, Bandbreite bis 40 GHz). Das andere Ende der Mikrowellenleitung wird entweder reflektierend abgeschlossen, so daß sich auf der Leitung eine stehende Welle ausbildet, oder es wird mit einem Hochfrequenzmeßkopf kontaktiert, so daß die Leitungsparameter bestimmt werden können.

Die optische Wellenlänge von $\lambda_0 = 1064$ nm des Neodym:YAG Lasers liegt nahe genug an der Wellenlänge der Exzitononenresonanz der verwendeten InGaAs/AlGaAs-Quantenfilme λ_{Ex} , um mit einer empfindlichen

Meßtechnik die Amplitudenmodulation der reflektierten optischen Leistung P_{refl} messen zu können.

Die im Wanderwellenmodulator durch das elektrische Feld der Mikrowelle erzeugte optische Reflexionsänderungen wird nun mit dem gepulsten Strahl des Neodym:YAG Lasers in zwei Dimensionen über die Oberfläche des Bauelementes abgetastet. Das reflektierte optische Signal wird mit einem Strahlteiler S ausgekoppelt und auf eine Photodiode D (BPW8, Avalanche Photodiode) geleitet. Das erzeugte elektrische Signal der Photodiode wird auf den Eingang eines Spektrum-Analysators gegeben und computergesteuert ausgelesen. Die Photodiode erzeugt ein elektrisches Signal der Frequenz

$$f_{mess} = f_{elektrisch} \pm m f_{optisch}, \text{ mit } m = 1, 2, 3 \dots, \quad (5.1-1)$$

das sich aus der harmonischen Mischung der Mikrowellenfrequenz $f_{elektrisch}$ mit den Harmonischen der Wiederholfrequenz des Neodym:YAG Lasers $f_{optisch}$ ergibt. Die Messung der Reflexionsänderung kann daher bei sehr viel geringeren Frequenzen als der anregenden Mikrowellenfrequenz erfolgen. Voraussetzung für diese Meßtechnik des „harmonic mi-

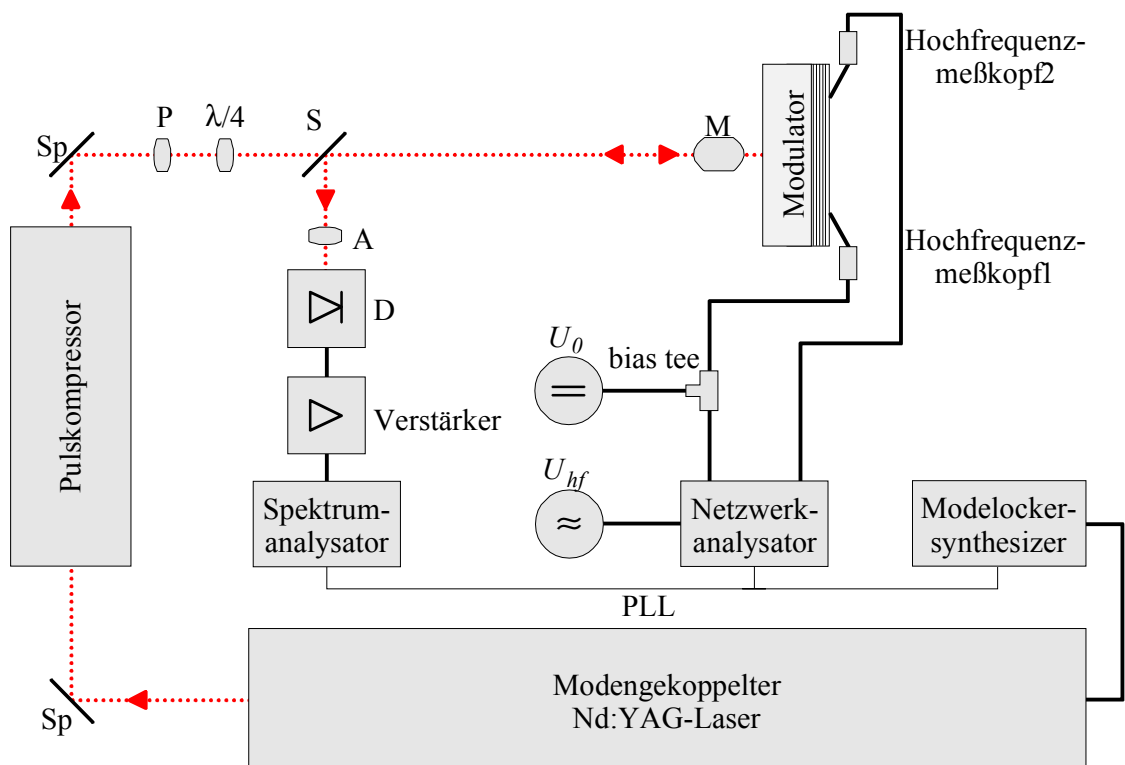


Abbildung 5.2: Skizze des experimentellen Meßaufbaus zur Charakterisierung der zweidimensionalen Verteilung der Reflexionsänderung $\Delta R_{FP}(x,y)$ über die Wanderwellenmodulatoren bei fester Laserwellenlänge von 1064 nm. Sp : Umlenkspiegel; P : Polarisator; $\lambda/4$: $\lambda/4$ -Platte; S : Strahlteiler; M : Mikroskopobjektiv; A : Analysator; D : Photodiode, PLL : Phasenstarre Kopplung (Phased Lock Loop), U_0 : Bias-Spannung, U_{hf} : Mikrowellen-spannung.

„xing“ ist allerdings, daß die beteiligten Geräte phasenstarr („Phased Locked Loop“, PLL) gekoppelt sind. Über eine solche phasenstarre Kopplung sind der „Modelock Synthesizer“ des Neodym:YAG Lasers, der über eine aktive Modenkopplung die Phasenlage der optischen Pulse bestimmt, der Synthesizer des Netzwerkanalysators und der Spektrumanalysator miteinander verbunden. Die Meßfrequenz f_{mess} liegt wegen des günstigsten Signal-Rausch-Verhältnisses im Frequenzbereich um 1 GHz. Die Größe der Reflexionsänderung ist proportional zum Reflexionsfaktor der Oberfläche. Zur Berücksichtigung der unterschiedlichen Reflexionsfaktoren R_{FP} der Oberfläche der Wanderwellenmodulatoren wird jede Messung jeweils mit und ohne Mikrowellenanregung durchgeführt. Die Amplitude \hat{U}_{hf} des gemessenen Signals P_{refl} bei der Mischfrequenz ist direkt proportional zur Größe der optischen Modulation M_{opt} (Gl 5.4-4).

Der computergesteuerte Meßplatz erlaubt die Vermessung der spannungsinduzierten Reflexionsänderung in einem zweidimensionalen Raster über die Probenoberfläche. Die minimale Ortsauflösung beträgt dabei etwa $0,5 \mu\text{m}$. Mit dieser Technik kann man beispielsweise die elektrische Feldverteilung der anregenden Mikrowelle auf der Mikrowellenleitung sichtbar machen. Insbesondere lassen sich stehende Wellen, Resonanzen und Dämpfung der Mikrowelle längs einer Mikrowellenleitung ausmessen.

5.2 Elektrische und elektrooptische Charakterisierung

Im Verlauf der Herstellung der Wanderwellenmodulatoren werden nach einzelnen Prozeßschritten charakterisierende Messungen vorgenommen, die die Qualität der Prozessierung überprüfen und gegebenenfalls Parameter für die weiteren Fertigungsschritte liefern. Eine der ersten Charakterisierungen ist die optische Vermessung des Reflexionsspektrums $R_{opt}(\lambda_0, U_0)$ an verschiedenen Stellen der Probenoberfläche. Diese Messung ist schon in Kapitel 4.2 vorgestellt worden. Sie liefert wichtige Aussagen über die Genauigkeit, mit der die gewünschten Schichtdicken realisiert wurden, und die energetische Lage der Fabry-Perot-Resonanz bzw. der Exzitonresonanz als Funktion des Ortes auf der Probe. Wegen der Inhomogenität des Schichtwachstums in der MBE-Anlage über das Substrat erhält man im allgemeinen einen radialen Gradienten in der Dicke der einzelnen Schichten in der Substratebene (siehe Kapitel 4.1), so daß sich die Wellenlänge der Fabry-Perot Resonanz über die Probe verschiebt. Durch Auswahl eines günstigen Probenortes läßt sich dadurch ein optimaler Ort für die weitere Prozessierung der Wanderwellenmodulatoren bestimmen. Es muß dazu eine Position auf dem Substrat gefunden werden, an dem die Wellenlänge der Fabry-Perot-Re-

sonanz λ_{FP} bei der vorberechneten Wellenlänge auftritt. Die Wellenlänge der Exzitonenresonanz λ_{Ex} ist wesentlich weniger abhängig von der Schichtdicke als die der Fabry-Perot-Resonanz. Ist die Wellenlängendifferenz $\lambda_{\text{FP}} - \lambda_{\text{Ex}}$ zwischen den beiden Resonanzen zu groß (in der Praxis > 50 nm), so läßt sich die Exzitonenresonanz nicht bis in die Fabry-Perot-Resonanz verschieben, und man erzielt nur geringe Reflexionsänderungen. Ist die Wellenlängendifferenz zu klein (< 20 nm), so ist die Grundabsorption in der Fabry-Perot Resonanz zu groß [10].

Nach Aufbringen der Metallkontakte können dann auch elektrische und elektrooptische Charakteristiken bestimmt werden. Die gefertigten Wanderwellenbauelemente werden zunächst quasistatisch elektrisch und elektrooptisch untersucht.

Als erste Untersuchung soll hier eine typische Strom-Spannungskennlinie dargestellt werden. Dazu wird an einen Wanderwellenmodulator zwischen Innenleiter und Masseleiter eine elektrische Spannung angelegt. Die Abb. 5.3 zeigt ein typisches Meßergebnis an einem Wanderwellenmodulator mit einer Länge von $150 \mu\text{m}$ und einer Innenleiterbreite von $10 \mu\text{m}$. Man erhält eine Strom-Spannungskennlinie, die in Sperrichtung (negative Spannung am Innenleiter des Modulators) bis zu Spannungen von -28 V nur einen geringen Sperrstrom von einigen nA aufweist. Erhöht man den Betrag der negativen Spannung nur geringfügig, so wächst der Sperrstrom drastisch an und es kann zur thermischen Zerstörung des Bauelementes kommen. Der geringe Sperrstrom und die

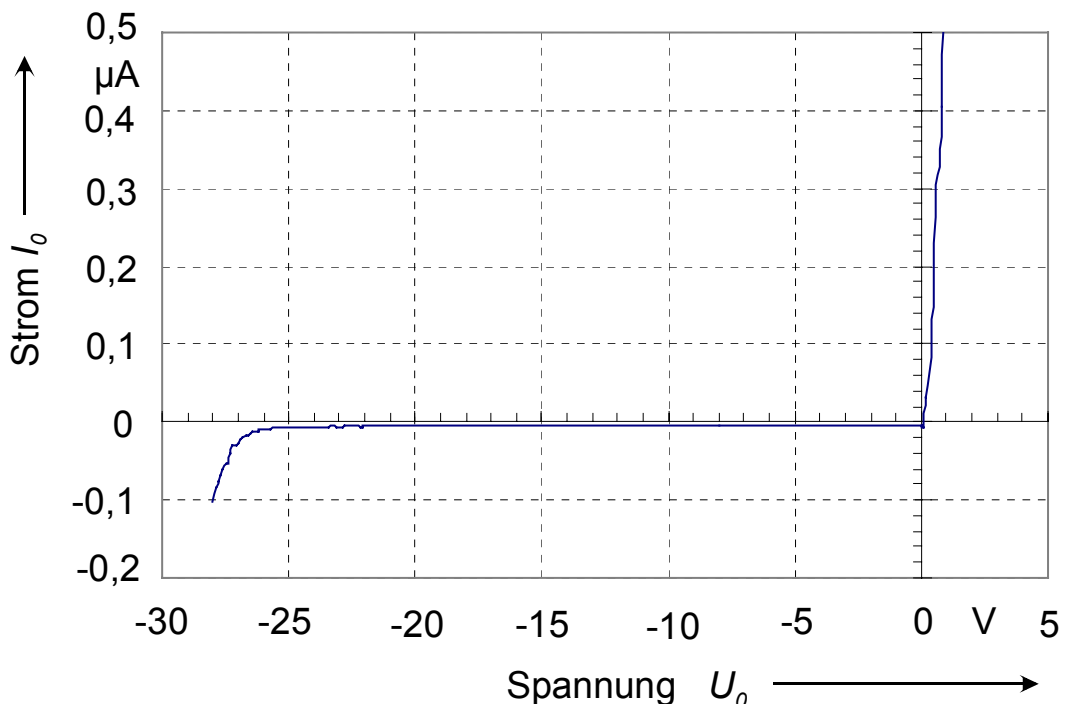


Abbildung 5.3: Strom-Spannungs-Charakteristik eines gefertigten Wanderwellenmodulators der Länge $l = 150 \mu\text{m}$ und einer Innenleiterbreite $w = 10 \mu\text{m}$ bei einer Spaltbreite von $s = 6 \mu\text{m}$.

hohe Durchbruchspannung werden durch die Passivierung der Mesakannten mit Siliziumoxyd erreicht. In Durchlaßrichtung (positive Spannung am Innenleiter) steigt der Strom wesentlich stärker mit der Spannung an als in Sperrichtung. Bereits bei einer Spannung von +1V ergibt sich ein Durchlaßstrom von $0,5 \mu\text{A}$. Dieses Verhalten entspricht dem eines sperrenden Metall-Halbleiterkontaktes (Schottky-Diode).

Die Messung zeigt, daß die Modulatoren mit Sperrspannungen von bis zu -28 V betrieben werden können. Die Schichtdicke des niedrig dotierten MQW-Gebiets beträgt etwa 950 nm (siehe Kapitel 2.1). Die Sperrschicht des Schottky-Kontaktes endet in der hoch n-dotierten GaAs-Kontaktschicht. Nimmt man an, daß die Spannung $U_0 = -28\text{V}$ gleichmäßig über der Sperrschicht abfällt, so erhält man eine statische elektrische Feldstärke in dem MQW-Gebiet von $E = 260 \text{ kV/cm}$.

Die Auswirkungen dieser elektrischen Feldstärken auf die optischen Eigenschaften der Wanderwellenmodulatoren werden in einer weiteren Messung untersucht. Dazu wird das Reflexionsspektrum $R_{FP}(U_0, \lambda_0)$ der Modulatoren bei optischer Einstrahlung unterhalb des Innenleiters bei verschiedenen angelegten Sperrspannungen $-|U_0|$ gemessen.

Abb. 5.4 zeigt die Reflexionscharakteristik eines Wanderwellenmodulators für den Wellenlängenbereich 960 bis 1040 nm für verschiedene angelegte Spannungen U_0 . Man erkennt die zentrale Wellenlänge des Fa-

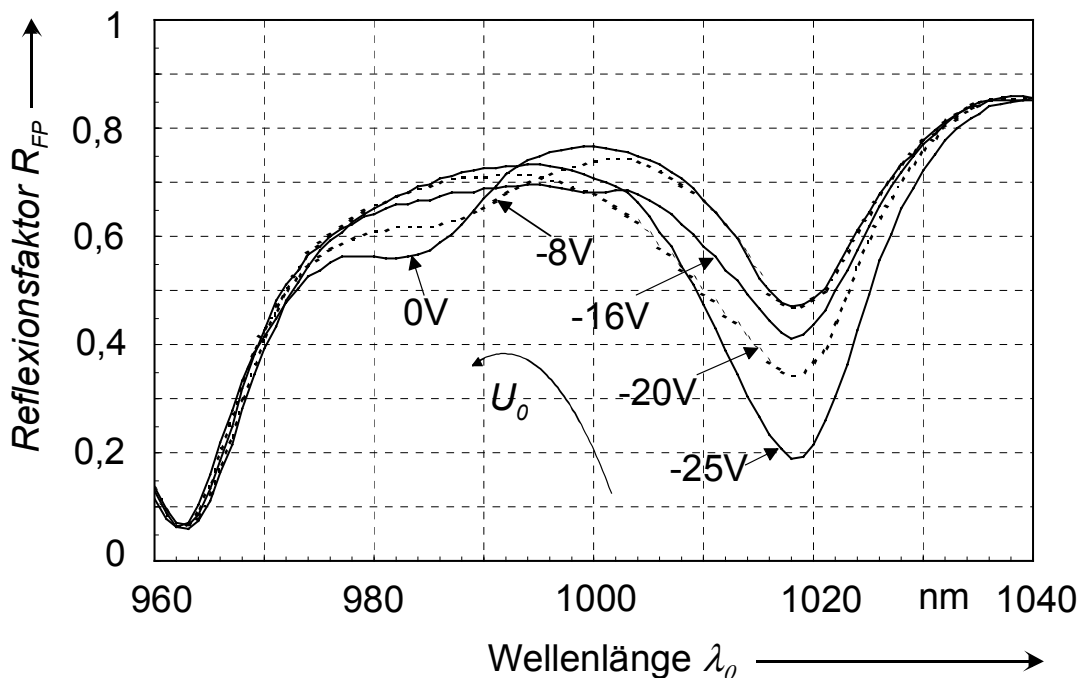


Abbildung 5.4: Reflexionsspektrum $R_{FP}(U_0, \lambda_0)$ der gefertigten Wanderwellenmodulatoren für verschiedene angelegte Biasspannungen: $U_0 = 0\text{V}$, -8V , -16V , -20V und -25V . Breite des Mesarückens $m = 50 \mu\text{m}$, Länge der Leitung $l = 400 \mu\text{m}$, Innenleiterbreite $w = 35 \mu\text{m}$, Spaltbreite $s = 12 \mu\text{m}$.

bry-Perot-Modulators bei etwa 1018 nm. Bei 963 nm liegt das erste kurzwellige Nebenminimum des Modulators. Die spektrale Lage beider Minima ist von der angelegten Sperrspannung praktisch unabhängig. Bei einer Wellenlänge von 984 nm erkennt man eine ausgeprägte Stufe (lokales Minimum) im 0V-Spektrum. Dieses Minimum wird durch den hohen Absorptionskoeffizienten bei der Wellenlänge der Exzitonenresonanz hervorgerufen. Legt man negative Spannungen am Innenleiter des Modulators an (Sperrichtung), so verschiebt sich dieses lokale Minimum im Reflexionsspektrum zu längeren Wellenlängen (0V: 984nm, 8V: 990nm, 16V: 1000nm, 20V: 1008 nm). Gleichzeitig verbreitert sich das Minimum und wird flacher. Dies ist eine Folge des quantenunterstützten Stark-Effekts (QCSE). Ein elektrisches Feld verschiebt die energetische Lage der Exzitonenresonanz zu geringeren Energien. Damit verschiebt sich also die spektrale Lage der Exzitonenresonanz in Richtung der spektralen Lage der Fabry-Perot-Resonanz. Im Resonanzminimum des Fabry-Perot-Resonators kommt es dadurch zu einer drastischen Änderung des Reflexionsfaktors von 0,19 bei 0V angelegter Spannung auf 0,47 bei -25 V Spannung.

In Abb. 5.5 ist die Reflexionsfaktoränderung

$$\Delta R_{\text{FP}}(\lambda_0, U_0) = R_{\text{FP}}(\lambda_0, U_0 = 0\text{V}) - R_{\text{FP}}(\lambda_0, U_0)$$

für die verschiedenen angelegten Spannungen aufgetragen.

Man erhält negative Reflexionsfaktoränderungen im Wellenlängenbe-

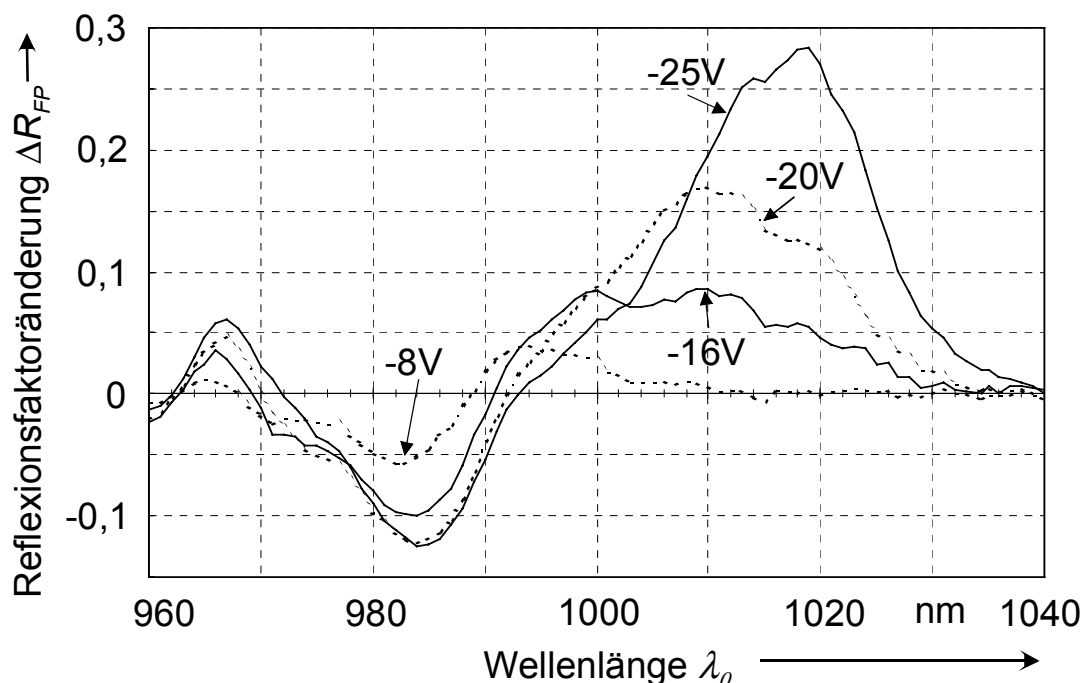


Abbildung 5.5: Reflexionsfaktoränderung $\Delta R_{\text{FP}}(\lambda_0, U_0) = R_{\text{FP}}(\lambda_0, U_0=0\text{V}) - R_{\text{FP}}(\lambda_0, U_0)$ als Funktion der Wellenlänge für den Wanderwellenmodulator aus Abb. 5.4. Der Wert der Sperrspannung ist in der Abbildung eingetragen: $U_0 = -8\text{V}, -16\text{V}, -20\text{V}$ und -25V .

reich von 980 nm bis 990 nm und positive Reflexionsfaktoränderungen im Wellenlängenbereich der Fabry-Perot-Resonanz von ca. 990 nm bis 1030 nm. Dieses Verhalten ist im Einklang mit der Tatsache, daß die hohe Absorption der Exzitonenresonanz im Stopband des FPR zu einer Verringerung des Reflexionsfaktors führt, während sie im Bereich des Reflexionsminimums um die zentrale Wellenlänge λ_{0z} des FPR zu einer Vergrößerung des Reflexionsfaktors führt. Bei einer Wellenlänge von 1019 nm wird die größte Reflexionsfaktoränderung von 0,29 bei Anlegen einer Sperrspannung von -25 V erreicht. Über einen spektralen Bereich von etwa 14 nm bleibt die Änderung des Reflexionsfaktors über 0,20 beim Anlegen einer Sperrspannung von -25 V.

In der Abb. 5.6 werden der Einfügeverlust L_r und der Kontrast K_r des Wanderwellenmodulators dargestellt.

Der Einfügeverlust L_r ist definiert als:

$$L_r(\lambda_0) = -10 \log R_{FP}(\lambda_0, U_0 = 0V) \quad (5.2-1)$$

und beschreibt die Verluste, die bei der Reflexion eines optischen Signals an dem Modulator ohne angelegter elektrischer Spannung auftreten.

Der Kontrast K_r ist definiert als:

$$K_r(\lambda_0, U) = -10 \log \left(\frac{R_{FP}(\lambda_0, U)}{R_{FP}(\lambda_0, U_0 = 0V)} \right) \quad (5.2-2)$$

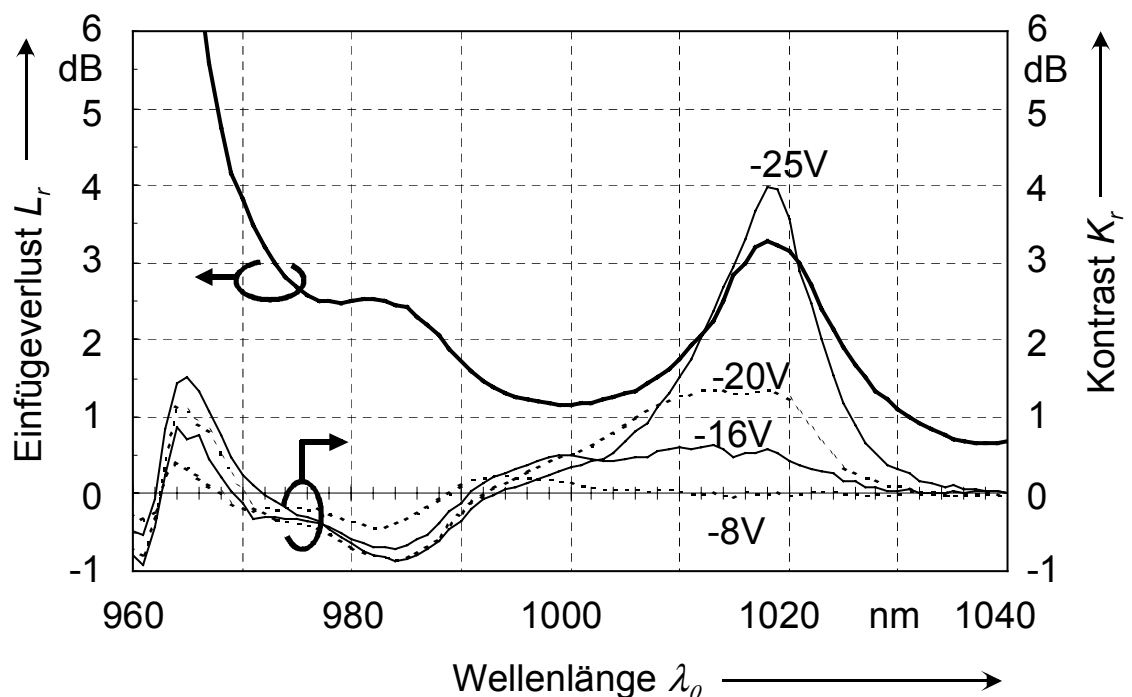


Abbildung 5.6: Einfügeverluste L_r und Kontrast K_r des Wanderwellenmodulators aus Abb. 5.4 im Wellenlängenbereich von 960 nm bis 1040 nm.

und beschreibt in einer logarithmischen Auftragung das Verhältnis der Reflexion eines optischen Signals mit angelegter elektrischer Spannung U_0 zu einem optischen Signal mit angelegter elektrischer Spannung $U_0 = 0\text{V}$.

Anhand dieser Parameter läßt sich die praktische Einsetzbarkeit und der zur Verfügung stehende nutzbare Wellenlängenbereich der Bauelemente leichter einschätzen, in dem man Wellenlängenbereiche sucht, die einen hohen Kontrast bei einem gleichzeitig niedrigen Einfügeverlust aufweisen.

Der maximale Kontrast von 4,0 dB wird bei der zentralen Wellenlänge von 1019 nm erreicht. Hier betragen die Einfügeverluste 3,2 dB. Auch bei Wellenlängen um 970 nm, die der Bandkanten-Energie von GaAs entsprechen, treten Kontrastwerte von 1,5 beim Anlegen einer Sperrspannung von -25 V auf. Allerdings ist hier die Einfügedämpfung mit 9 dB sehr groß, so daß dieser Bereich für optische Modulation nicht weiter interessant ist.

5.3 Netzwerkanalyse

Die hochfrequente elektrische Charakterisierung der Mikrowellenstreifenleitungen erfolgt mittels Netzwerkanalyse im Frequenzbereich zwischen 0,04 GHz und 40 GHz. Die Streifenleitung wird an beiden Enden mit einem Hochfrequenzmeßkopf kontaktiert und der komplexe Amplitudenreflexionsfaktor r_L und der Amplitudentransmissionsfaktor t_L der Leitung werden als Funktion der Frequenz bestimmt. Dazu werden die einfallende, die transmittierte und die reflektierte Mikrowelle mit dem Netzwerkanalysator aufgenommen. Abbildungen 5.7 bis 5.10 zeigen die ermittelten S-Parameter für Streifenleitungen verschiedener Geometrie. Die verwendeten Streifenleitungen haben die gleiche Länge aber unterschiedliche Innenleiterbreiten von 4, 6, 8 und 10 μm . In Abb. 5.7 wird der Streuparameter $|S_{11}|$ der Leitungen dargestellt. Bei hohen Frequenzen ist die Eingangsreflektivität ungefähr konstant. Verringert man die Frequenz, so sinkt die Eingangsreflektivität stark ab. Im Vergleich der verschiedenen Innenleiterbreiten ergibt sich, daß die Krümmungen der Kurven bei breiteren Innenleitern größer als bei

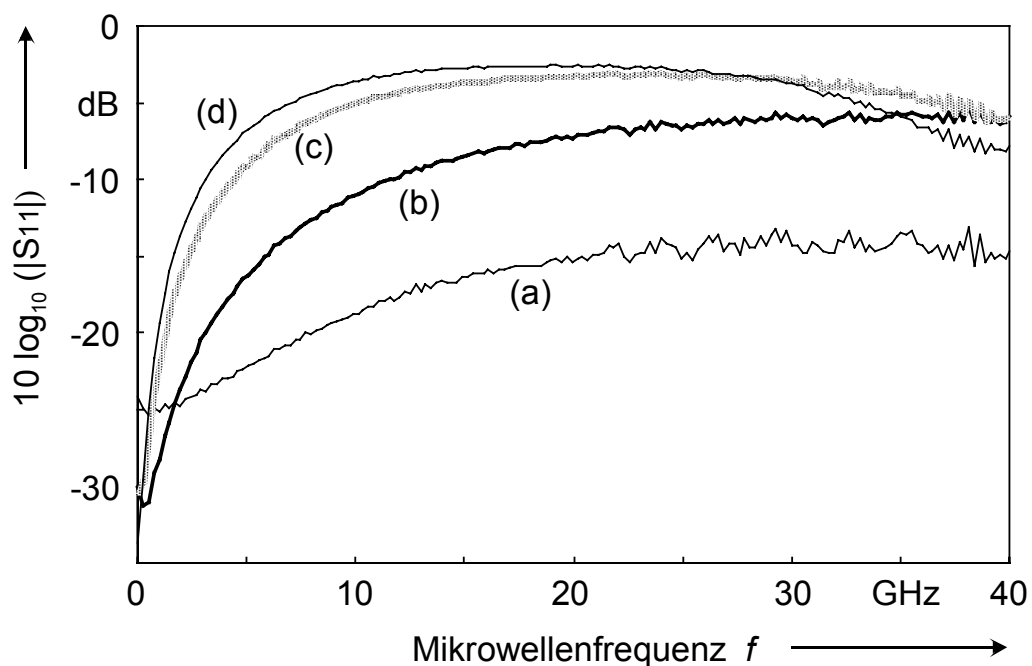


Abbildung 5.7: Streuparameter $|S_{11}|$ von Mikrowellenstreifenleitungen mit unterschiedlichen Innenleiterbreiten: (a) 4 μm , (b) 6 μm , (c) 8 μm und (d) 10 μm im Frequenzbereich 0,04-40 GHz. Leitungslänge $l = 350 \mu\text{m}$, Spaltbreite $s = 6 \mu\text{m}$, optische Eingangsleistung $P_{\text{ein}} = 0 \text{ mW}$, $U_0 = 0 \text{ V}$.

schmalere Innenleitern sind. So steigt bei niedrigen Frequenzen der Wert für $10 \cdot \log_{10}|S_{11}|$ mit steigender Frequenz um so stärker an, je breiter der Innenleiter der Leitung ist. Die Eingangsreflektivität zeigt fast über den gesamten Frequenzbereich eine Abnahme mit Abnahme der Innenleiterbreite. So beträgt die Eingangsreflektivität bei 20 GHz für die Leitung mit einer Innenleiterbreite von $4 \mu\text{m}$ etwa -15 dB , für die Leitung mit einer Innenleiterbreite von $6 \mu\text{m}$ beträgt die Eingangsreflektivität etwa -8 dB , für $8 \mu\text{m}$ beträgt die Eingangsreflektivität etwa $-4,5 \text{ dB}$ und für die Leitung mit einer Innenleiterbreite von $10 \mu\text{m}$ etwa -4 dB . Bei niedrigen Frequenzen bis etwa 1 GHz liegt die Eingangsreflektivität für alle Leitungen zwischen -20 dB und -35 dB . Im gesamten Frequenzbereich liegt die Eingangsreflektivität der Leitung mit $4 \mu\text{m}$ Innenleiterbreite unter -13 dB . Diese niedrigen Werte sprechen für eine gute Wellenwiderstandsanpassung zwischen der 50Ω -Koaxialleitung und der Mikrowellenleitung.

In Abb. 5.8 wird der Streuparameter $|S_{12}|$ der Leitungen dargestellt. Bei niedrigen Frequenzen bis zwei GHz ist die Transmissionsdämpfung mit Werten von 0 bis $0,5 \text{ dB}$ für alle Mikrowellenleitungen sehr gering, zu höheren Frequenzen steigt sie an. Der Anstieg ist für die Streifenleitungen mit größerer Innenleiterbreite stärker als für die mit geringerer Innenleiterbreite. So erhält man bei 20 GHz für die Transmissionsdämpfung

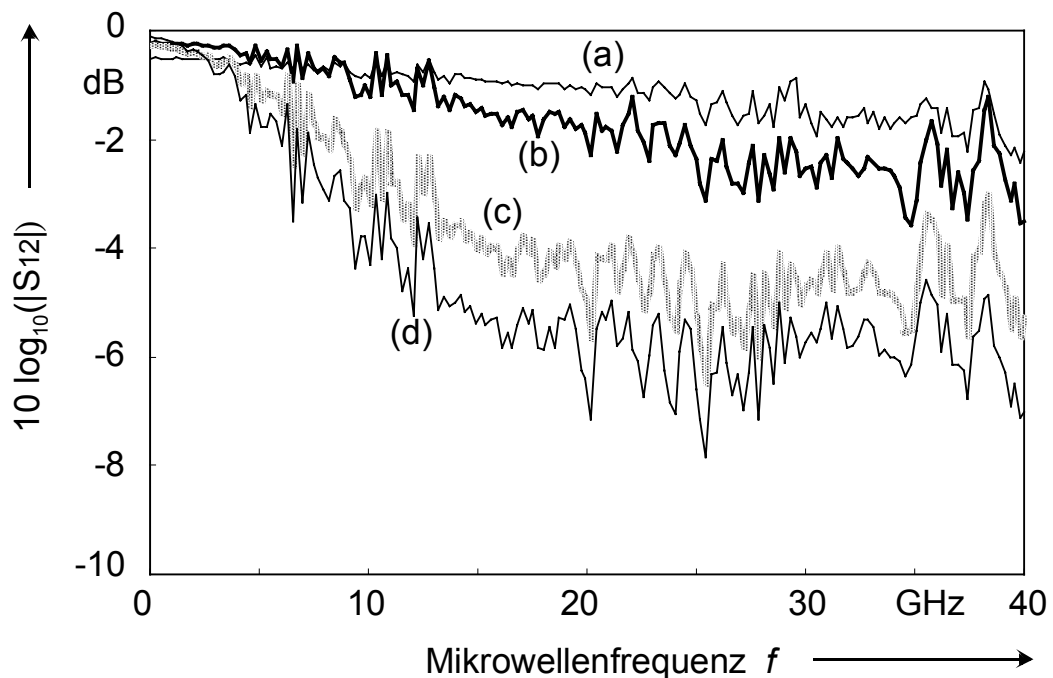


Abbildung 5.8: Streuparameter $|S_{12}|$ von Mikrowellenstreifenleitungen mit unterschiedlichen Innenleiterbreiten: (a) $4 \mu\text{m}$, (b) $6 \mu\text{m}$, (c) $8 \mu\text{m}$ und (d) $10 \mu\text{m}$ im Frequenzbereich $0,04\text{-}40 \text{ GHz}$.

Weitere Parameter siehe Abb. 5.7.

fung für die Leitung mit 4 μm Innenleiterbreite einen Wert von etwa 1 dB, für die Leitungen mit 6 μm , 8 μm und 10 μm Innenleiterbreite Werte von etwa 1,7 dB, 4 dB und 5,5 dB, entsprechend. Bei 40 GHz erhält man für die Transmissionsdämpfung für die verschiedenen Leitungen mit einer Innenleiterbreite von 4 μm , 6 μm , 8 μm und 10 μm die entsprechenden Werte 2 dB, 2,7 dB, 4,4 dB und 6 dB. Die Transmissionsdämpfung für die Mikrowellenleitung mit einer Innenleiterbreite von 4 μm ist praktisch im gesamten Frequenzbereich kleiner als -2 dB. Zusammen mit der geringen Eingangsreflektivität zeigen diese Werte, daß Leitungen mit kleiner Innenleiterbreite um 4 μm geringe Reflektivität und hohe Transmittivität im gesamten Frequenzbereich aufweisen. Aus den gemessenen komplexen Streufaktoren lassen sich nach [17, Kapitel 5] die Parameter elektrischer Absorptionskoeffizient α_M und Phasenkoeffizient β_M für die verschiedenen Mikrowellenleitungen errechnen. Die Ergebnisse sind in den nächsten beiden Abbildungen dargestellt. Die Abb. 5.9 zeigt die Frequenzabhängigkeit des Amplitudenabsorptionskoeffizienten α_M . Über den gesamten Frequenzbereich steigt der Absorptionskoeffizient für alle Streifenleitungen an. Bei niedrigen Frequenzen bis 1 GHz ist der Absorptionskoeffizient für Leitungen mit geringerer Innenleiterbreite höher als für Leitungen mit größerer Innenleiterbreite. Bei höheren Frequenzen kehrt sich diese Abhängigkeit

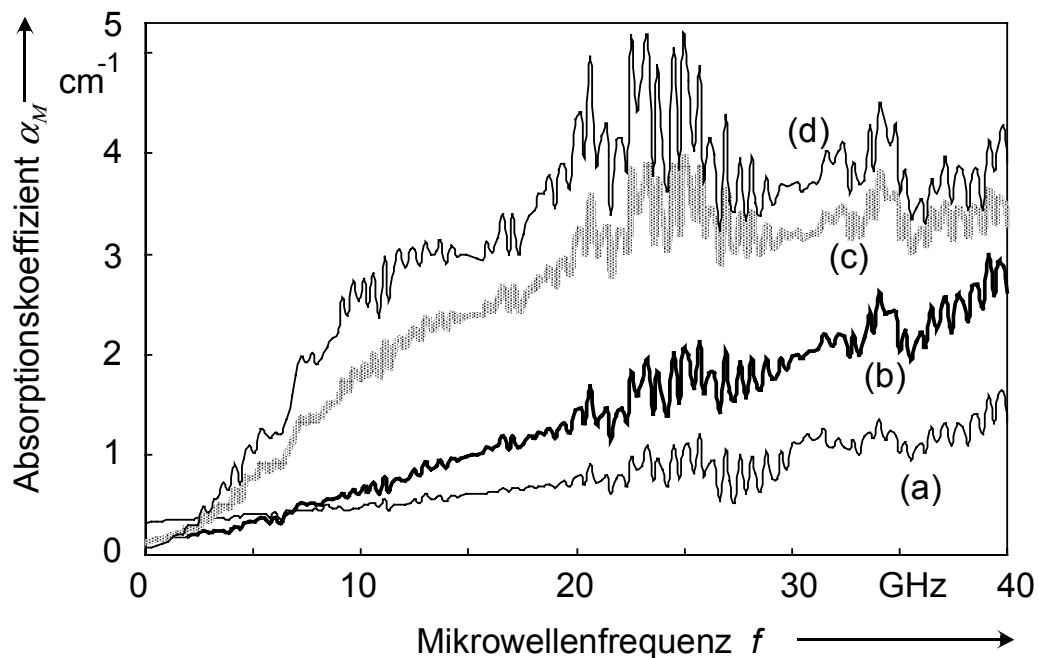


Abbildung 5.9: Absorptionskoeffizient α_M der Mikrowellenstreifenleitungen mit unterschiedlichen Innenleiterbreiten: (a) 4 μm , (b) 6 μm , (c) 8 μm und (d) 10 μm im Frequenzbereich 0,04-40 GHz. Weitere Parameter siehe Abb. 5.7.

um. Hier ist der Absorptionskoeffizient für Leitungen mit größerer Innenleiterbreite größer als für Leitungen mit kleinerer Innenleiterbreite. So hat der Absorptionskoeffizient für eine Frequenz von 20 GHz für die Leitungen mit einer Innenleiterbreite von 4 μm , 6 μm , 8 μm und 10 μm die Werte 0,75 cm^{-1} , 1,4 cm^{-1} , 3,0 cm^{-1} und 4,0 cm^{-1} . Für Leitungen mit einem geringen Absorptionskoeffizienten, speziell bei hohen Frequenzen, sollte also der Innenleiter möglichst schmal gehalten werden.

In Abb. 5.10 wird der Phasenkoeffizient β_M der Mikrowellenstreifenleitungen für die verschiedenen Innenleiterbreiten als Funktion der Frequenz dargestellt. Der Phasenkoeffizient steigt in etwa linear mit der Mikrowellenfrequenz für alle Streifenleitungen an. Er ist allerdings stark abhängig von der Streifenleitungsgeometrie, so hat der Phasenkoeffizient β_M bei einer Frequenz von 40 GHz für die Streifenleitungen mit den Innenleiterbreiten 4 μm , 6 μm , 8 μm und 10 μm die Werte 4,0 cm^{-1} , 4,7 cm^{-1} , 6,2 cm^{-1} und 7,3 cm^{-1} .

Man erhält also für die unterschiedlichen Innenleiterbreiten unterschiedliche Ausbreitungseigenschaften der Mikrowelle auf den Mikrowellenleitungen. Sowohl der Absorptionskoeffizient α_M als auch der Phasenkoeffizient β_M lassen sich damit über Geometriefaktoren in einem weiten Bereich variieren.

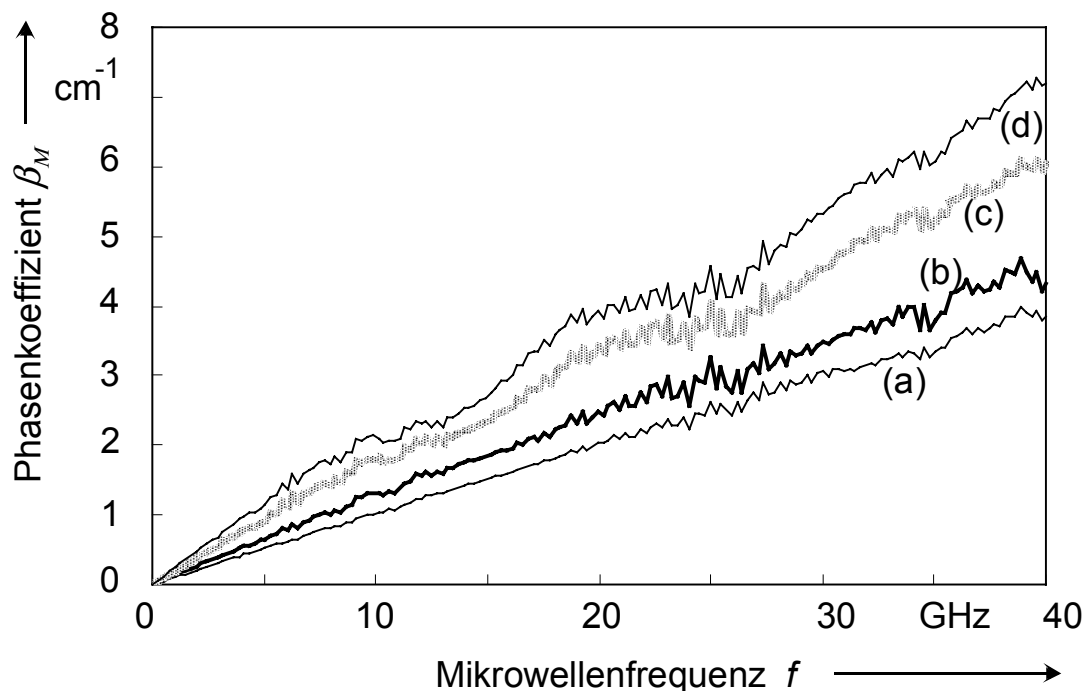


Abbildung 5.10: Phasenkoeffizient β_M der Mikrowellenstreifenleitungen mit unterschiedlichen Innenleiterbreiten: (a) 4 μm , (b) 6 μm , (c) 8 μm und (d) 10 μm im Frequenzbereich 0,04-40 GHz. Weitere Parameter siehe Abb. 5.7.

Aus den oben vorgestellten Meßergebnissen läßt sich der Verzögerungsfaktor V_M der Mikrostreifenleitungen berechnen. Dazu wird der Graph $\beta_M(f)$ aus Abb. 5.10 linear interpoliert und für eine feste Frequenz, hier 10 GHz, wird β_M bestimmt. Der Verzögerungsfaktor ergibt sich daraus nach der Gleichung:

$$V_M = \beta_M \lambda_0 / 2\pi. \quad (5.3-1)$$

Die so erhaltenen Verzögerungsfaktoren sind für die verschiedenen Streifenleitungsgeometrien aus der Abb. 5.10 in der Abb. 5.11 aufgetragen. In diesem Diagramm ist zum Vergleich auch ein Wert eingetragen, der aus einer direkten Hochfrequenzmessung (siehe Kapitel 5.4) stammt. Neben den Meßergebnissen sind auch die errechneten Werte nach der Theorie aus Kapitel 3.1 als durchgezogene Linie in das Diagramm eingetragen. Man erhält eine gute Übereinstimmung zwischen den experimentellen und den theoretischen Werten. Für die vermessenen Streifenleitungen mit Innenleiterbreiten s zwischen 1,5 μm und 12 μm erhält man Verzögerungsfaktoren zwischen 4,8 und 8,7.

Eine weitere Möglichkeit, den Verzögerungsfaktor einer Streifenleitung mittels Netzwerkanalyse zu bestimmen, besteht darin, auf der Mikro-

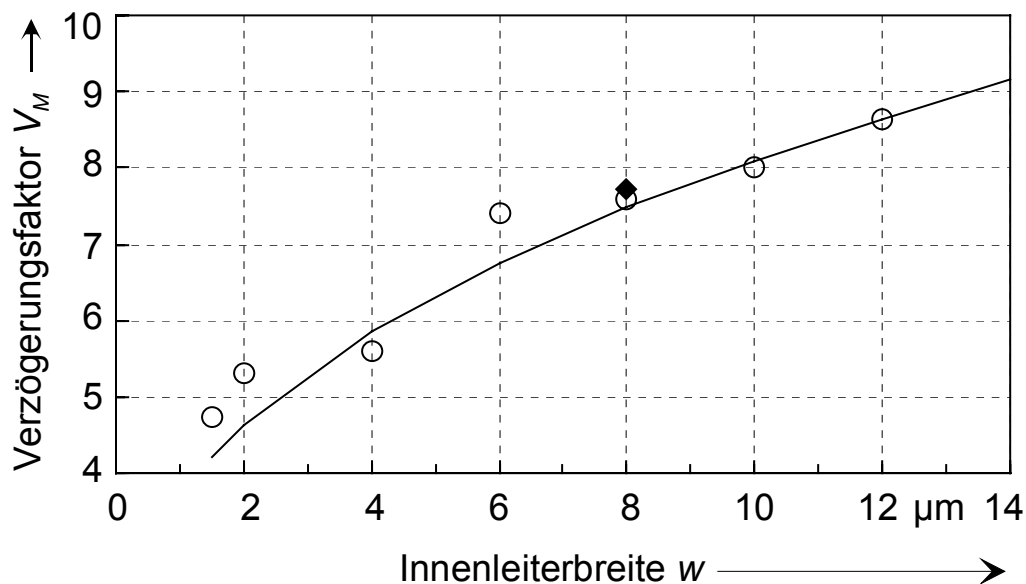


Abbildung 5.11: Verzögerungsfaktor V_M als Funktion der Innenleiterbreite der Mikrowellenstreifenleitungen. Die offenen Kreise geben die Messergebnisse der Netzwerkanalyse wieder, die ausgefüllte Raute gibt das Meßergebnis für eine direkte Hochfrequenzmessungen an einer Mikrowellenstreifenleitung (siehe Kapitel 5.4) wieder. Die durchgezogene Kurve gibt die theoretisch bestimmten Werte nach der in Kapitel 3.1 vorgestellten Theorie der Mikrowellenstreifenleitung (MWL) wieder.

wellenleitung eine Mikrowellenresonanz zu erzeugen, indem man die Leitungsenden nicht reflexionsfrei abschließt. Aus der Resonanzfrequenz f_K bzw. f_L (siehe z. B. Abb. 5.12) läßt sich bei bekannter Länge der Streifenleitung der Verzögerungsfaktor errechnen, wie im folgenden dargestellt.

Die Mikrowellenresonanz wird durch einen Leitungsabschluß mit einem offenen Ende oder einem Kurzschluß auf der Streifenleitung erzeugt. In Abb. 5.12 ist der Eingangsreflexionsfaktor $|S_{11}|$ für die Mikrowellenleitung mit offenem Ende (gestrichelte Kurve) und mit kurzgeschlossenem Ende (durchgezogene Kurve) dargestellt. Der Kurzschluß wird dadurch erzeugt, daß der Hochfrequenz-Tastkopf seitlich versetzt auf die Streifenleitung aufgesetzt wird, so daß der breite Massekontakt des Tastkopfs die Streifenleitung kurzschließt. Man erkennt ausgeprägte Resonanzerscheinungen, die sich in schmalbandigen lokalen Minima im Frequenzgang des Eingangsreflexionsfaktor ausdrücken. Bei kurzgeschlossenem Leitungsende erhält man die erste Resonanz bei einer Frequenz von 5,5 GHz mit einem Abfall in der Eingangsreflektivität $|S_{11}|$ von 22 dB und die zweite bei 16,5 GHz mit einem Abfall von etwa 3 dB in der Eingangsreflektivität. Die Leitung mit offenem Ende zeigt das erste Resonanzminimum bei 11,5 GHz mit etwa 10 dB Abfall und das zweite bei 23 GHz mit etwa 1 dB Abfall. Aus der Resonanzbedingung für Leitungen mit kurzgeschlossenem Ende (Phasenumkehr der Mikrowellenspannung bei der Reflexion am kurzgeschlossenen Ende, siehe Kapitel 3.2):

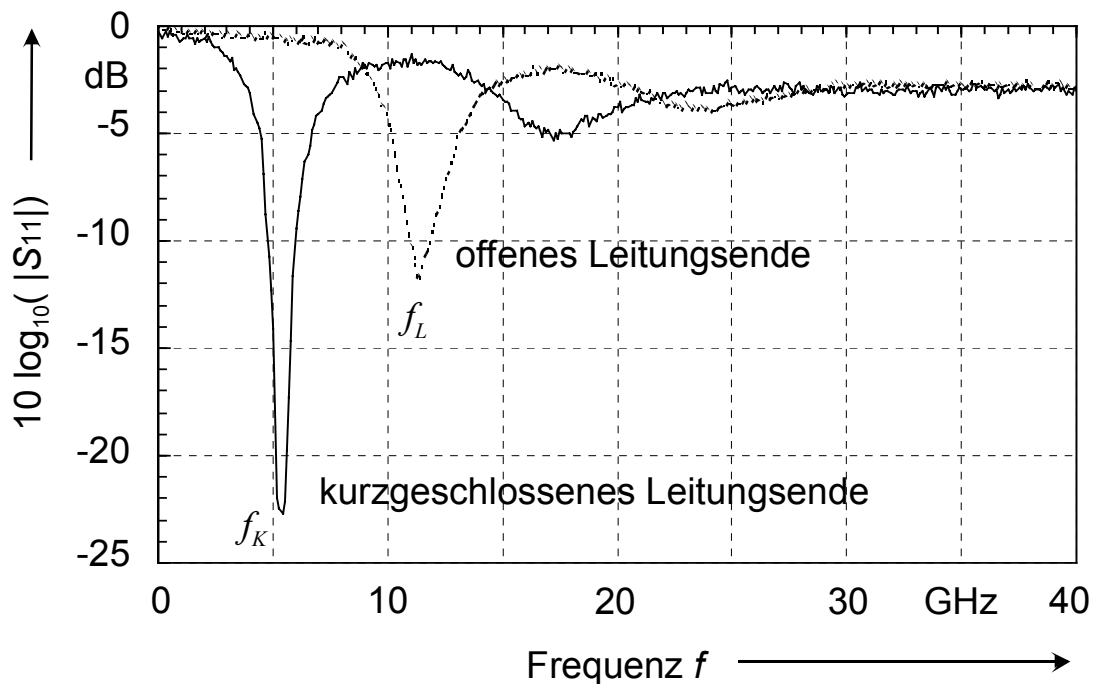


Abbildung 5.12: Frequenzabhängigkeit des Eingangsreflexionsfaktors $|S_{11}|$ für eine Streifenleitung mit offenem Abschluß (gestrichelte Linie) und Kurzschluß (durchgezogene Linie). $U_0 = 0V$, Innenleiterbreite $w = 6 \mu\text{m}$, Spaltweite $s = 6 \mu\text{m}$ und Leitungslänge $l = 1,87 \text{ mm}$.

$$l = (2n - 1) \frac{\lambda_{ML}}{4}, \quad \text{mit } n = 1, 2, 3 \dots, \quad (5.3-2)$$

kann man die Wellenlänge λ_{ML} der Mikrowelle auf der Leitung bestimmen und erhält damit den Verzögerungsfaktor V_M . Bei einer Leitungslänge l von 1,87 mm und einer Mikrowellenfrequenz von 5,5 GHz ergibt sich für den Fall eines idealen Kurzschlusses ein Verzögerungsfaktor von 7,30. Die Resonanzbedingung für die Leitung mit offenem Ende lautet:

$$l = n\lambda_{ML}/2, \quad \text{mit } n = 1, 2, 3 \dots, \quad (5.3-3)$$

so daß man bei einem idealen offenen Leitungsende bei der ersten Resonanzfrequenz von 11,5 GHz einen Verzögerungsfaktor von 7,0 erhält. Die auf diese Weise gemessenen Verzögerungsfaktoren an Leitungen verschiedener Streifenleitungsgeometrie bestätigen in hervorragender Weise die aus der Netzwerkanalyse stammenden Werte der Abb. 5.11.

In der Tabelle 5.1 werden die Werte aus der Netzwerkanalyse mit den Werten aus der in Kapitel 3.1 vorgestellten theoretischen Beschreibung (siehe auch Tabelle 3.1) gegenübergestellt.

Innenleiterbreite	Exp.: NWA	Theorie: MWL
1,5 μm	4,75	4,21
2 μm	5,30	4,63
4 μm	5,59	5,86
6 μm	7,30	6,76
8 μm	7,59	7,48
10 μm	8,02	8,10
12 μm	8,64	9,15

Tabelle 5.1: Verzögerungsfaktoren für Mikrowellenleitungen mit verschiedenen Innenleiterbreiten. Vergleich der aus der Netzwerkanalyse ermittelten Ergebnisse (NWA) mit numerisch gewonnenen Werten nach der in Kapitel 3.1 vorgestellten Theorie der Mikrowellenstreifenleitung (MWL).

Die Verzögerungsfaktoren lassen sich experimentell über die Breite des Innenleiters in einem Bereich zwischen 4,75 und 8,64 variieren. Die Wellenlänge der Mikrowelle auf der Streifenleitung bei einer Frequenz von 40 GHz läßt sich damit im Bereich zwischen 870 μm und 1600 μm einstellen. Der Vergleich zwischen den numerisch gewonnenen Werten und den Meßergebnissen zeigt, daß die Theorie den Verlauf qualitativ richtig beschreibt, die maximale Abweichung von den experimentellen Werten beträgt 12,6%.

Diese Ergebnisse helfen beim Design hochfrequenter Bauelemente. So kann anhand der obigen Tabelle die maximale Länge eines Modulators

bestimmt werden, der bei einer vorgegebenen Frequenz als diskretes Bauelement eingesetzt werden soll. Auch für die Berechnung strahlsteuernder Bauelemente, die darauf beruhen, bei einer vorgegebenen Mikrowellenfrequenz eine große Anzahl von Wellenzügen auf einer Leitung zu erzeugen, kann die Tabelle 5.1 herangezogen werden. Bei einer festen Mikrowellenfrequenz ist die Anzahl der Wellenzüge auf der Leitung direkt proportional zum Verzögerungsfaktor V_M der Leitung. Durch Wahl einer geeigneten Innenleiterbreite einer Mikrowellenleitung, wie sie in Kapitel 3.2 beschrieben wird, läßt sich also der Verzögerungsfaktor der Leitung und damit das Hochfrequenzverhalten des Modulators in einem weiten Bereich einstellen.

5.4 Direkte HF-Modulation

Unter direkter HF-Modulation soll hier verstanden werden, daß die Modulatoren mit kontinuierlichem Laserlicht beleuchtet und mit einem hochfrequenten Mikrowellensignal (HF-Signal bis 40 GHz) angesteuert werden. Die Änderung des Reflexionsfaktors des Modulators bei der Frequenz der ansteuernden Mikrowelle (optische Modulation) wird dann direkt mit einer Hochfrequenz-Photodiode detektiert.

Die elektrische Ansteuerung des Modulatorbauelements wird beschrieben durch:

$$U(t) = U_0 + U_{HF}(t) = U_0 + \hat{U} \sin(2\pi \cdot f \cdot t). \quad (5.4-1)$$

Das reflektierte optische Signal $P_{ref}(t)$ ist abhängig von der angelegten elektrischen Spannung $U(t)$. Für hinreichend kleine Spannungsamplituden \hat{U} der ansteuernden Mikrowelle (Kleinsignalbetrieb) läßt sich die Modulation des reflektierten optischen Signals beschreiben durch:

$$P_{ref}(U(t), t) = P_{ref0} + \frac{\partial P}{\partial U}(U_0, f) \cdot U_{HF}(t) \quad (5.4-2)$$

$$= P_{ref0} + \frac{\partial P}{\partial U}(U_0, f) \cdot \hat{U} \sin(2\pi \cdot f_{HF} t). \quad (5.4-3)$$

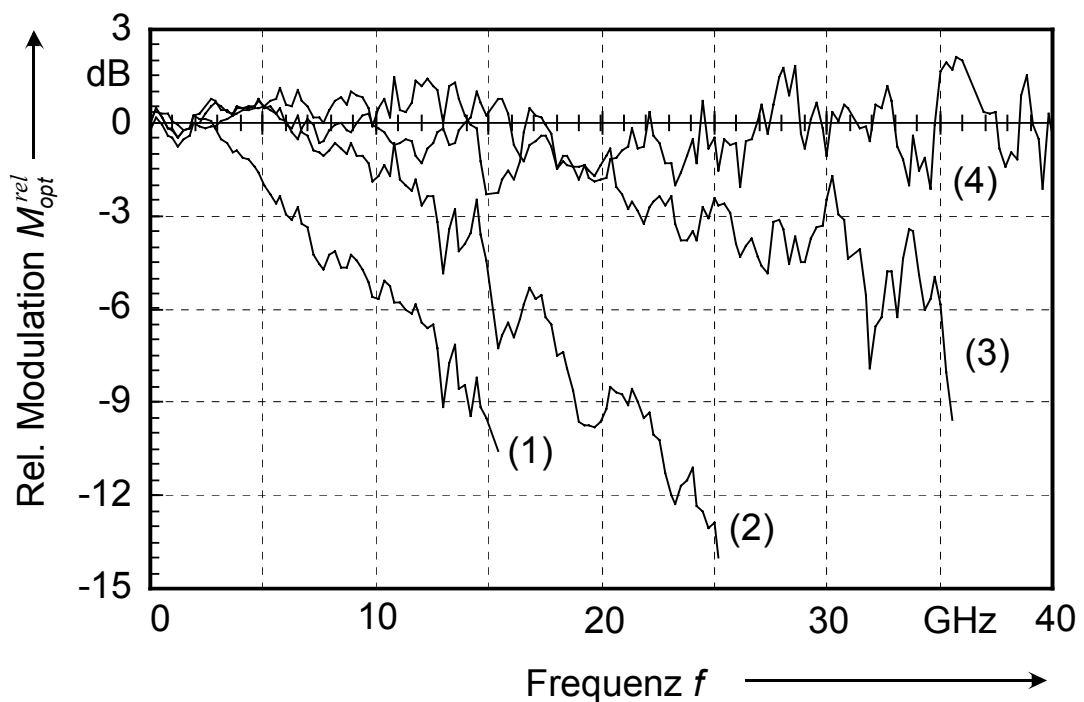
Die optische Modulation M_{opt} beschreibt die Amplitude des frequenzabhängigen Teils dieser Gleichung:

$$M_{opt}(U_0, f) = \frac{\partial P}{\partial U}(U_0, f) \cdot \hat{U}. \quad (5.4-4)$$

Die optische Modulation ist im allgemeinen frequenzabhängig und nimmt typischerweise zu hohen Frequenzen hin ab. Die relative optische Modulation M_{opt}^{rel} bezeichnet das Verhältnis der optischen Modulation bei einer bestimmten Frequenz zur optischen Modulation bei sehr niedrigen Frequenzen (quasistatisch):

$$M_{opt}^{rel}(U_0, f) = \frac{M_{opt}(U_0, f)}{\lim_{f_0 \rightarrow 0} (M_{opt}(U_0, f_0))}. \quad (5.4-5)$$

Die optoelektronischen Eigenschaften der Wanderwellenmodulatoren werden mit dem experimentellen Aufbau, der in der Abb. 5.1 vorgestellt wurde, vermessen. Der optische Strahl des Titan-Saphir Lasers wird auf die Probenunterseite der Wanderwellenmodulatoren eingestrahlt und die reflektierte optische Leistung wird mit einer Hochfrequenz-Photodiode (Frequenzbereich bis 40 GHz) detektiert. Mit diesem Meßplatz läßt sich die direkte HF-Modulation der Wanderwellenmodulatoren bestimmen. Abb. 5.13 zeigt die Meßergebnisse an vier kurzen Bauelementen mit verschiedenen Abmessungen. Alle Probenlängen sind in dem untersuchten Frequenzbereich deutlich kürzer als ein Viertel der Wellenlänge der Mikrowelle auf der Leitung. Dazu wird die Wellenlänge der Mikrowelle auf der Leitung mit dem Verzögerungsfaktor aus Tabelle 5.1 für die maximalen Meßfrequenz abgeschätzt. Damit können die Modulatoren als diskrete Bauelemente betrachtet werden. Die Kontaktierung der Modulatoren erfolgt deshalb nur mit einem Mikrowellentastkopf, da Ausbreitungseffekte der Mikrowelle auf dem Leitungsstück vernachläss-



Abmessungen\Bauelement	1	2	3	4
Innenleiterbreite w	12 μm	6 μm	4 μm	12 μm
Länge l	335 μm	335 μm	240 μm	28 μm
Fläche A	4020 μm^2	2010 μm^2	960 μm^2	336 μm^2
3dB-Grenzfrequenz f_{3dB}	5,5 GHz	12,5 GHz	24,0 GHz	>40 GHz

Abbildung 5.13: Frequenzgänge von vier Modulatoren unterschiedlicher Abmessungen (siehe Tabelle).

sigt werden können. Das eingespeiste Mikrowellensignal wird am offenen Ende des Bauelementes reflektiert und bildet dabei einen Spannungsbauch. Die Ausdehnung dieses Spannungsbauches ist groß gegen die Bauelementabmessungen, so daß man von einer einheitlichen Spannung am gesamten Wellenleitermodulator ausgehen kann (diskretes Bauelement). Für alle Bauelemente fällt die relative Modulation M_{opt}^{rel} bei Erhöhung der Mikrowellenfrequenz ab. Der Abfall ist umso steiler, je größer die Fläche des Bauelementes (hier: Innenleiterbreite · Leitungslänge) ist. Für das Bauelement mit der kleinsten Fläche ist der Abfall bis zur maximalen Meßfrequenz von 40 GHz kaum erkennbar.

Die 3dB-Grenzfrequenzen ergeben sich zu 5,5 GHz, 12,5 GHz und 24,0 GHz. Für den Modulator mit der kleinsten Fläche liegt die 3dB-Grenzfrequenz oberhalb von 40 GHz.

Vergleicht man damit die RC -Grenzfrequenz, die sich aus dem Wellenwiderstand der Meßapparatur $Z=50\Omega$ und der Gesamtkapazität des Bauelements C ergibt, so erhält man eine ausgezeichnete Übereinstimmung [8, 10]. Demnach ist die Frequenzabhängigkeit der optischen Modulation bei diesen Bauelementen bestimmt durch die RC -Grenzfrequenz. Die RC -Grenzfrequenz des Modulators mit der kleinsten Fläche liegt danach bei etwa 78 GHz. Diese Hochfrequenzmodulatoren sind in herkömmlicher Bauweise gefertigt, hohe Grenzfrequenzen werden dadurch erzielt, daß man Bauelemente mit kleinen aktiven Flächen fertigt. Im allgemeinen ist die 3dB-Grenzfrequenz bestimmt durch die Kapazität des Modulators $C (=C'l)$ und den Widerstand der Zuleitung. Damit ergibt sich eine Grenzfrequenz die umgekehrt proportional zur Probenfläche ist, wie auch die Meßergebnisse aus Abb. 5.13 bestätigen.

Im folgenden Experiment wird ein ausgedehntes Mikrowellenbauelement vorgestellt, dessen Länge groß gegen ein Viertel der Wellenlänge der Mikrowelle auf der Leitung ist. Das bedeutet, die Grenzfrequenz der optischen Modulation M_{opt} ist nicht mehr direkt durch die Bauelementfläche (RC -Grenzfrequenz) bestimmt, sondern die Eigenschaften der Mikrowellenleitung und die Abschluß-Impedanz bestimmen den Frequenzgang. Hier sind es also der Kapazitätsbelag C' und der Leitwertbelag G' der Leitung, die die Grenzfrequenz der Mikrowellenleitung bestimmen (vgl. Abb. 3.4).

In Abb. 5.14 werden Frequenzgänge eines ausgedehnten Wanderwellenmodulators vorgestellt. In dieser Abbildung wird der Frequenzgang eines Wanderwellenmodulators mit einer Kontaktierung jeweils an nur einem Leitungsende und an beiden Leitungsenden miteinander verglichen. Der Wanderwellenmodulator hat eine Leitungslänge von 490 μm und eine Innenleiterbreite von 15 μm .

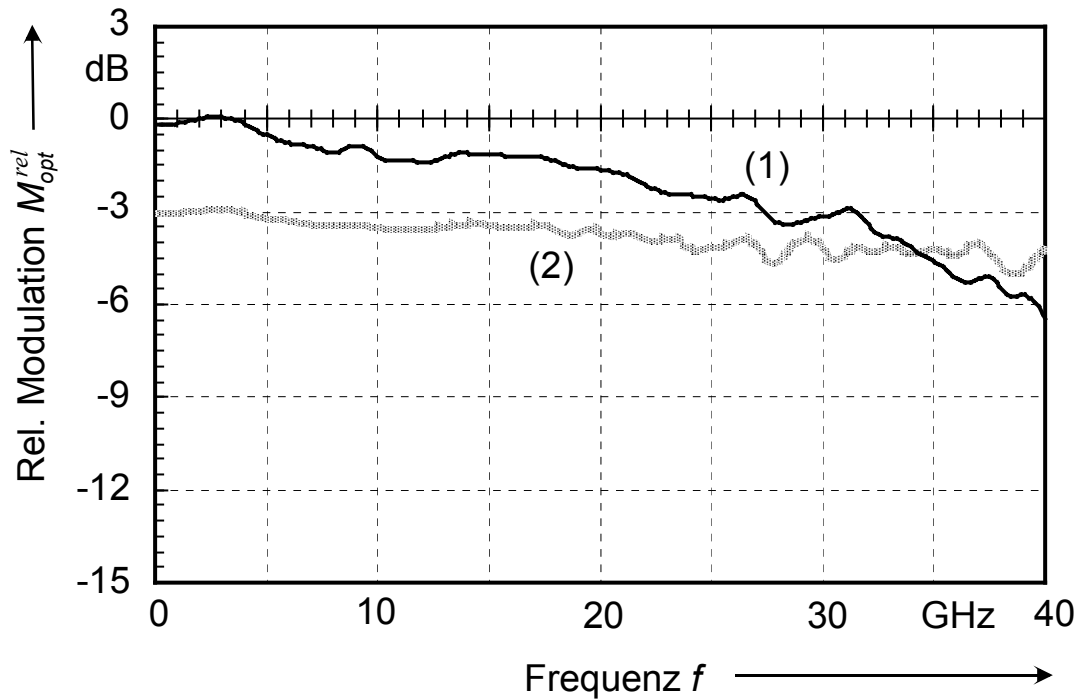


Abbildung 5.14: Vergleich der Modulationsfrequenzgänge eines Wanderwellenmodulators mit offenem Ende (1) (ein aufgesetzter Hochfrequenzmeßkopf) bzw. reflexionsfrei abgeschlossenem Ende (2) (zwei aufgesetzte Hochfrequenzmeßköpfe). Die Länge der Leitung beträgt $l = 490 \mu\text{m}$, die Innenleiterbreite $w = 15 \mu\text{m}$. Um die absoluten Amplituden der beiden Kurven vergleichen zu können, ist die relative optische Modulation für beide Kurven auf die quasistatische optische Modulation mit nur einem aufgesetzten Prober normiert. Die 3dB -Differenz zwischen den beiden Kurven bei niedrigen Frequenzen ist auf die Reduzierung der Mikrowellenamplitude bei Aufsetzen beider Mikrowellenprober zurückzuführen.

Die durchgezogene Linie symbolisiert das Meßergebnis mit einem Hochfrequenzmeßkopf und die gestrichelte Linie mit zwei Hochfrequenzmeßköpfen. Im Fall der einseitigen Kontaktierung ergibt sich eine 3dB -Grenzfrequenz von etwa 28 GHz .

Wird das Bauelement an beiden Leitungsenden mit einem Mikrowellenmeßkopf kontaktiert, so sinkt die Modulationsamplitude bei niedrigen Frequenzen um 3dB ab. In diesem Fall tritt im gesamten Frequenzbereich bis 40 GHz kein 3dB -Abfall mehr auf. Wegen des geringeren Abfalls bei Kontaktierung mit zwei Hochfrequenzmeßköpfen schneiden sich die beiden Kurven bei etwa 34 GHz . Oberhalb dieser Frequenz zeigt der an beiden Enden kontaktierte Modulator eine höhere relative Modulation als der nur einseitig kontaktierte. Bei niedrigeren Frequenzen ist es umgekehrt.

Aus den hier vorgestellten experimentellen Ergebnissen läßt sich ablesen, daß die Wanderwellenmodulatoren sowohl als diskrete Bauelemente

als auch als Mikrowellenleitungen im Frequenzbereich bis über 40 GHz verwendet werden können. Da man bei diesen Wanderwellenmodulatoren gleichzeitig einen hohen Verzögerungsfaktor realisieren kann, können sie interessant für die Verwirklichung eines hochfrequenten strahlsteuernden Elements werden, wie das folgende Beispiel zeigen soll. Geht man beispielsweise von einer technologisch realisierbaren Leitungslänge von $l = 10$ mm, einer Mikrowellenfrequenz von $f = 50$ GHz und einem Verzögerungsfaktor von $V_M = 12$ aus, so passen auf die Mikrowellenleitung 20 Wellenzüge. Dies entspricht 40 Wellenbäuchen auf der Leitung. Man erhielte also zu jedem Moment auf der Leitung 80 abwechselnde Bereiche höherer und niedrigerer Reflektivität (Gitterkonstante $g = 0,125$ mm) wie in Abb. 5.15 skizziert.

Dieses Reflexionsgitter kann dazu benutzt werden, Licht abzulenken und damit ein strahlsteuerndes Element zu verwirklichen. Vorstellbar wäre zum Beispiel, mit einer stehenden Mikrowelle auf diesem Bauelement zu arbeiten. Geringe Änderungen der Mikrowellenfrequenz würden dann dazu führen, daß sich die Gitterkonstante des Reflexionsgitters ändern würde und damit der Weg des reflektierten Lichtes.

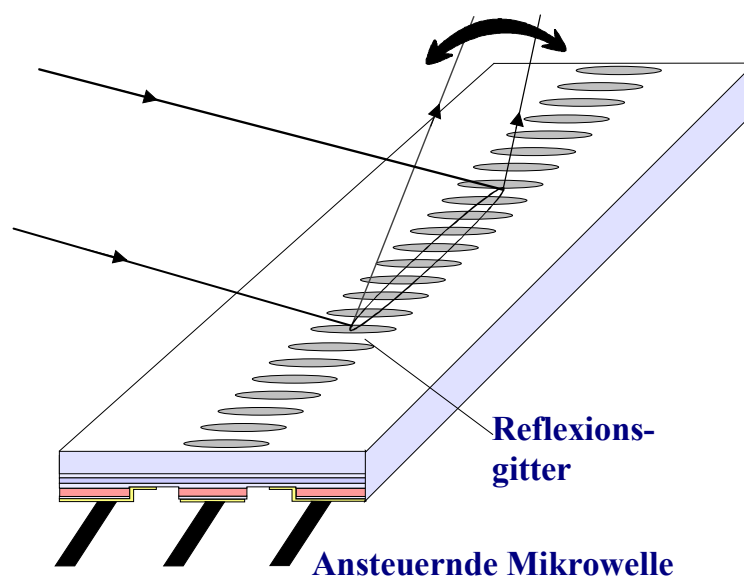


Abbildung 5.15: Skizze eines räumlich strahlsteuernden Bauelements auf Basis eines Wanderwellenmodulators. Die stehende Mikrowelle erzeugt längs der Mikrowellenstreifenleitung abwechselnde Bereiche hoher und niedriger Reflektivität. Die Gitterkonstante des Reflexionsgitters ist über die Mikrowellenfrequenz steuerbar.

Neben der Amplitude ändert sich auch die Phase des reflektierten Lichtes bei Änderung des elektrischen Feldes über dem MQW-Gebiet [81]. Auch dieser Effekt läßt sich bei geeigneter Struktur der Bauelemente für den Aufbau eines strahlsteuernden Elements verwenden [34, 37].

5.5 Optoelektronische Meßtechnik

Im abschließenden experimentellen Kapitel wird die räumliche Verteilung der relativen Modulation an verschiedenen Punkten der Probenoberfläche untersucht. Dazu wird der experimentelle Meßaufbau, der in Abb. 5.2 vorgestellt wurde, zum optoelektronischen Abtasten von Meßobjekten verwendet. Die Wellenlänge des verwendeten Lasers liegt bei 1064 nm und damit in einem Bereich, innerhalb dessen die optische Modulation M_{opt} nur noch im Promillebereich liegt. Die Empfindlichkeit des Meßaufbaus ist allerdings groß genug, so das selbst mit diesen geringen Reflexionsänderungen noch ein Signal-Rauschabstand von über 30 dB erzielt wird. Die zweidimensional aufgelöste Modulation eines Wanderwellenmodulators ist in Abb. 5.16 abgebildet. Ein Leitungsende ist mit einem Hochfrequenz-Tastkopf kontaktiert, das andere Ende ($y = 0$ mm)

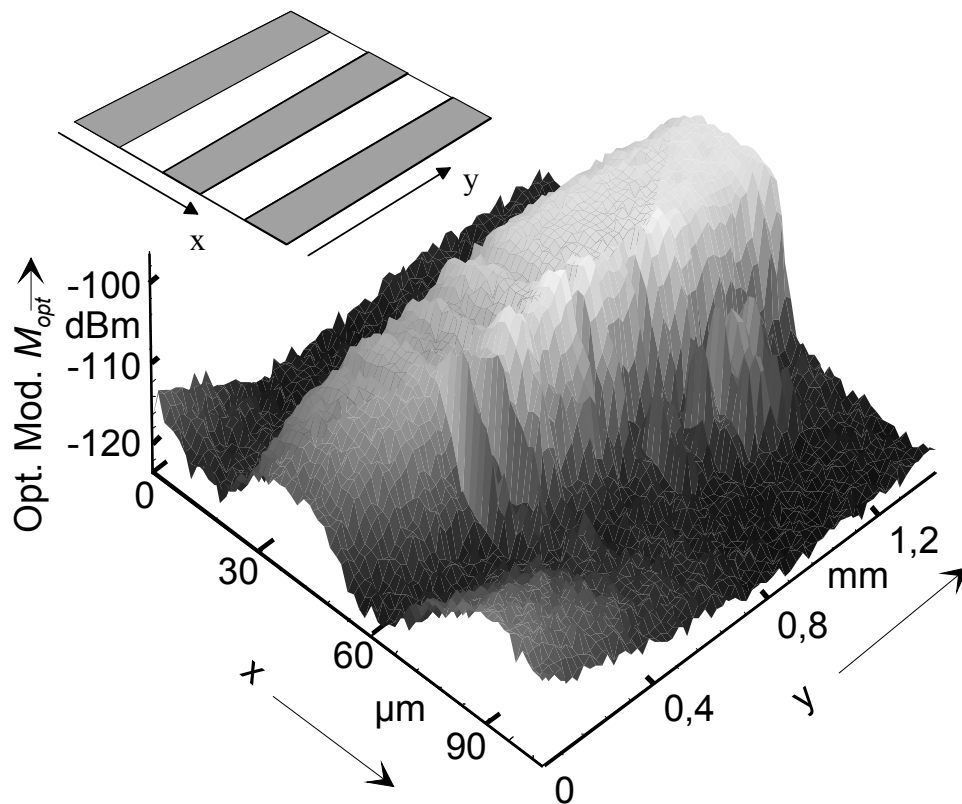


Abbildung 5.16: Verteilung der optischen Modulation (willkürliche Einheiten) über die Oberfläche eines Wanderwellenmodulators der Innenleiterbreite $35 \mu\text{m}$ (x -Achse: 20 - $55 \mu\text{m}$), Mesabreite $50 \mu\text{m}$ (x -Achse: 12 - $62 \mu\text{m}$), Länge $1,5$ mm. Die Mikrowelleneinkopplung befindet sich bei $y = 0$ mm. Die Mikrowellenfrequenz beträgt $6,35$ GHz.

ist mit einem versetzt aufgesetzten Hochfrequenz-Tastkopf kurzgeschlossen. Man erhält eine deutliche Modulation nur bei Einstrahlung unterhalb des 35 μm breiten Innenleiters. Die relative Modulation nimmt längs der Leitung zum kurzgeschlossenen Ende hin um etwa 20 dB ab. Die Modulationsamplitude sinkt allerdings nicht ganz auf das Rauschlevel ab, sondern weist bei ($y = 0$ mm) noch einen Signal-Rauschabstand von fast 10 dB auf. Dies ist ein Zeichen dafür, daß der versetzt aufgesetzte Hochfrequenz-Tastkopf keinen perfekten Kurzschluß für das Mikrowellensignal (Frequenz 6,35 GHz) realisiert. Unter den Spalten und den Massekontakten läßt sich nur sehr geringe Modulation feststellen. Diese steigt aber zum kurzgeschlossenen Ende hin um fast 10 dB an. Auch dies ist ein Zeichen für den nicht perfekt realisierten Kurzschluß. Der Abfall der optischen Modulation längs der Leitung zum kurzgeschlossenen Ende hin wird hervorgerufen durch die Ausbildung einer stehenden Mikrowelle, die am kurzgeschlossenen Ende der Leitung einen relativen Spannungsknoten aufweist. Dieser Spannungsverlauf der stehenden Mikrowelle spiegelt sich im Verlauf der optischen Modulation wider. Die Mikrowellenfrequenz betrug in diesem Experiment 6,35 GHz.

Um die Frequenzabhängigkeit der relativen optischen Modulation zu untersuchen, wurde im nächsten Experiment die relative optische Modulation entlang des Innenleiters eines Wanderwellenmodulators bei unterschiedlichen anregenden Mikrowellenfrequenzen gemessen.

In der Abb. 5.17 wird die Frequenzabhängigkeit der relativen optischen Modulation M_{opt}^{rel} entlang einer Linie in y-Richtung bei $x = 45$ μm (in der Mitte des Innenleiters) dargestellt. Die relative optische Modulation ist in einer dreidimensionalen Auftragung als Funktion des Ortes y auf der Leitung und der anregenden Mikrowellenfrequenz dargestellt. Die Länge des Wanderwellenmodulators beträgt etwa 3 mm, die Innenleiterbreite 22 μm und die Spaltbreite 14 μm . Die Mikrowellenfrequenz wird in 1-GHz-Schritten im Bereich zwischen 1 und 28 GHz variiert, die Mikrowellenleistung wurde konstant gehalten. Man erkennt deutlich ausgeprägte Minima und Maxima der relativen Modulation längs des Innenleiters. Erhöht man die Mikrowellenfrequenz so rücken die Minima und Maxima näher zusammen, da die Wellenlänge der Mikrowelle kürzer wird. Zu höheren Mikrowellenfrequenzen sinkt die relative Modulation stark ab, was auf die niedrige Grenzfrequenz der ausgedehnten Leitung zurückzuführen ist.

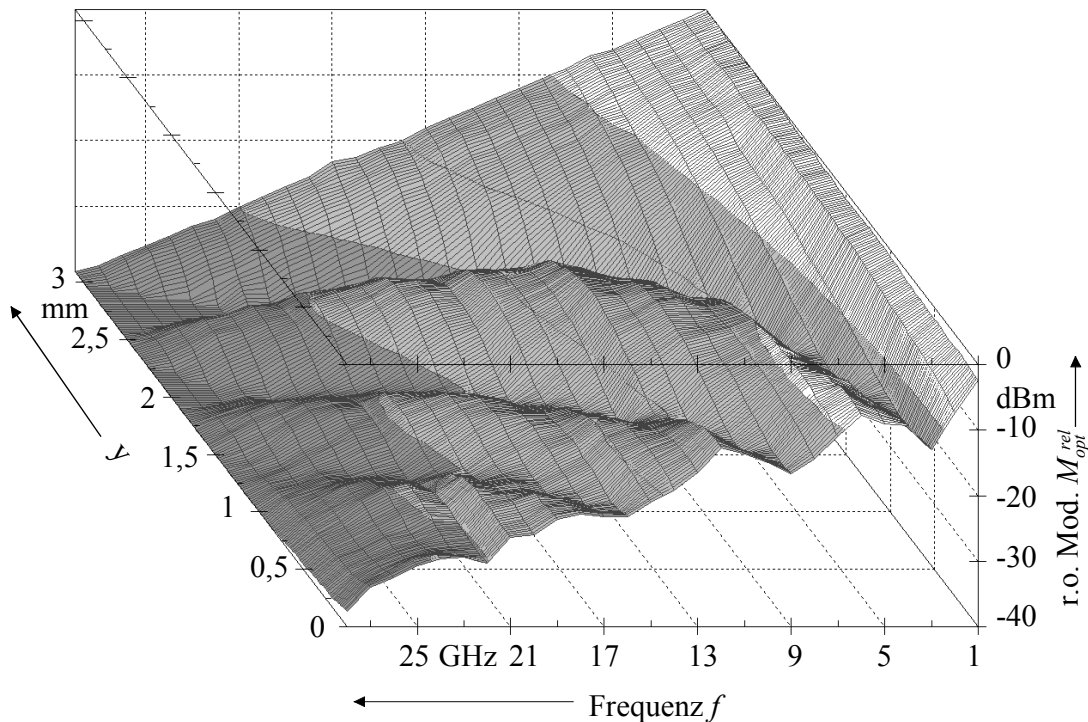


Abbildung 5.17: Optoelektronisch abgetastete stehende Welle auf einem Wanderwellenmodulator. Die Leitung ist 3,3 mm lang und bei 0 μm mit einem Microtech-Prober kontaktiert. Die andere Seite der Streifenleitung ist nicht kontaktiert und bildet damit ein offenes Ende. Die relative optische Modulation M_{opt}^{rel} des eingestrahlt Laserstrahls längs des Innenleiters ist für Frequenzen von 1 bis 28 GHz dargestellt.

Am offenen Ende der Mikrowellenleitung bildet sich ein Spannungsbauch, unabhängig von der Frequenz der Mikrowelle. Die Amplitude der optischen Modulation M_{opt}^{rel} am offenen Ende fällt bei Vergrößerung der Mikrowellenfrequenz f von 1 GHz auf 2,8 GHz um 3dB ab. Aufgrund der Dämpfung der Mikrowellenleitung verringert sich die Amplitude der stehenden Mikrowelle vom offenen Ende der Leitung zur Einkopplung hin [14, Seite 28 ff.].

Aus dem Scan entlang des Innenleiters läßt sich für jede Mikrowellenfrequenz der Phasenkoeffizient β_M berechnen. Dazu wird die Messung für jede Frequenz mit der Fitfunktion einer stehenden Welle angenähert und aus den Parametern der Phasenkoeffizient bestimmt [14].

In Abb. 5.18 ist der Phasenkoeffizient β_M als Funktion der Mikrowellenfrequenz aufgetragen. Man erhält einen linearen Zusammenhang zwischen Phasenkoeffizient und Mikrowellenfrequenz. Den Verzögerungsfaktor des Wanderwellenmodulators von 7,5 erhält man aus der Steigung einer Ausgleichsgeraden durch die Meßpunkte.

In diesem Kapitel wurden die experimentellen Aufbauten sowie die Meßergebnisse an einer Reihe von Wanderwellenmodulatoren vorgestellt. Alle Modulatoren sind aus der gleichen Schichtstruktur prozessiert worden. Erste experimentelle Ergebnisse werden schon während der Prozessierung gewonnen um eine direkte Kontrolle der Prozeßparameter zu erreichen (siehe Kapitel 4).

Bei den quasistatischen Experimenten wurde die I-U-Charakteristik und das optische Reflexionsspektrum der Bauelemente vorgestellt. Hier wurden Reflexionsänderungen von 29 % bei Anlegen einer Sperrspannung von -25 V am Innenleiter erreicht. Der erzielte Kontrast betrug dabei 4,0 dB und die Einfügedämpfung hatte einen Wert von 3,2 dB. Für den Einsatz der Modulatoren im Mikrowellen-Frequenzbereich wurden dann die elektrischen Leitungseigenschaften der Wanderwellenmodulatoren, wie Absorptionskoeffizient, Phasenkoeffizient und Verzögerungsfaktor mit einem Netzwerkanalysator untersucht.

Hierzu wurde eine Reihe von Wanderwellenmodulatoren untersucht, die sich in der Breite des Innenleiters unterschieden. Es zeigte sich, daß alle drei Parameter von der Breite des Innenleiters abhängen. Insbesondere zeigte die Leitung mit dem schmalsten Innenleiter ($4 \mu\text{m}$) den geringsten Absorptionskoeffizienten, Phasenkoeffizienten und Verzögerungsfaktor. Der Verzögerungsfaktor zeigte eine annähernd lineare Abhängigkeit von

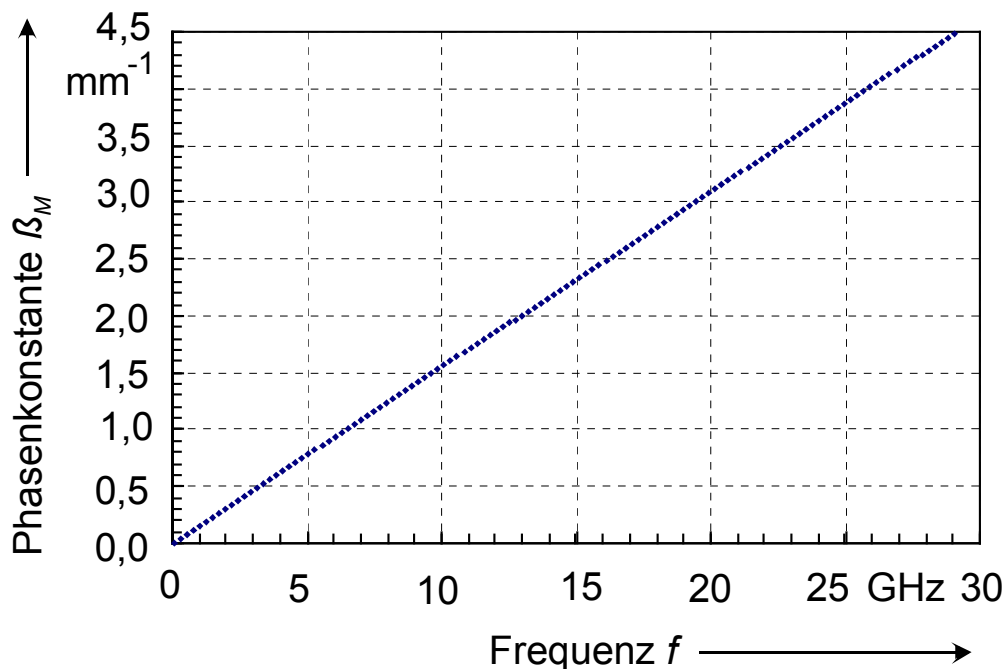


Abbildung 5.18: Phasenkonstante β_M der Mikrowellenleitung aus Abb. 5.17. Die Phasenkonstante wurde aus den Maxima der stehenden Mikrowelle auf der Leitung ermittelt.

der Breite des Innenleiters und kann dazu herangezogen werden, Wanderwellenmodulatoren mit vorgegebenem Verzögerungsfaktor zu entwerfen. Experimentell wurden Verzögerungsfaktoren zwischen 4,8 und 8,7 erzielt bei einer Variation der Innenleiterbreite zwischen 1,5 μm und 12 μm . Diese Abhängigkeit wurde mit den theoretischen Berechnungen aus Kapitel 3.1 verglichen und zeigte eine gute Übereinstimmung. Die Frequenzgänge der relativen Modulation wurden sowohl für diskrete Bauelemente (Abmessungen kurz gegen ein Viertel der Wellenlänge der Mikrowelle auf der Leitung) als auch für ausgedehnte Wanderwellenmodulatoren (Bauelementlänge größer als die Wellenlänge der Mikrowelle auf der Leitung) mit direkten Modulationsmessungen aufgenommen. Sowohl für diskrete Bauelemente als auch für ausgedehnte Wanderwellenmodulatoren ließen sich 3 dB-Grenzfrequenzen oberhalb von 40 GHz erreichen. Die örtliche Verteilung der Größe der relativen Modulation über die Oberfläche der Bauelemente ließ sich durch ein optoelektronisches Testverfahren sichtbar machen.

Es wurden stehende Wellen auf einem Wanderwellenmodulator demonstriert, die über den QCSE ein stehendes räumliches optisches Modulationsgitter aufbauen können, das aus sich periodisch abwechselnden Bereichen hoher und niedriger Reflektivität besteht. Ein solches räumliches Modulationsgitter kann als Grundlage für ein hochfrequentes optisch strahlsteuerndes Element verwendet werden. Die hier vorgestellten Ergebnisse machen diesen neuartigen Typ eines vertikalen Wanderwellenmodulators interessant für die Verwirklichung eines räumlich strahlsteuernden Elements oder für frequenzselektive Modulatoren.

Die maximale Länge der vorgestellten Wanderwellenmodulatoren ist mit der momentanen Technologie noch durch die Dämpfung der Leitung begrenzt. Leitungen von einigen Millimetern Länge ließen sich mit der vorhandenen Technologie nur mit Innenleiterbreiten größer 10 μm realisieren. Bei einer Innenleiterbreite von 10 μm beträgt die Dämpfung nach Abb. 5.9 etwa 4 cm^{-1} . Eine Abnahme der Mikrowellenamplitude auf der Leitung auf die Hälfte tritt bei dieser Dämpfung bereits nach 1,7 mm auf. Eine Leitung mit einer Innenleiterbreite von nur 4 μm verspricht dagegen eine deutlich geringere Absorption, so daß die Leitungslänge, bei der die Mikrowellenamplitude auf die Hälfte absinkt, 9,2 mm beträgt.

Ein weiteres mögliches Anwendungsfeld für Wanderwellenmodulatoren stellt die Realisierung effektiver Modulatoren für vorgegebene Mikrowellenfrequenzen dar. Ein solcher Modulator kann aus einem Wanderwellenmodulator mit geringer Dämpfung bestehen, der an beiden Leitungsenden einen hohen Reflexionsfaktor für die sich auf der Leitung ausbreitende Mikrowelle besitzt. Bei der Resonanzfrequenz dieses Mikrowellenresonators kommt es zu einer Verstärkung der Mikrowel-

lenamplitude auf der Leitung. Die Verstärkung der elektrischen Amplitude führt zu einer Vergrößerung der optischen Modulation. Man erhält ein Bauelement, daß bei vorgegebener Mikrowellenfrequenz eine hohe Modulationsamplitude aufweist. Ein solches Element könnte auch dazu eingesetzt werden, aus einem Gemisch verschiedener Mikrowellen mit unterschiedlichen Frequenzen nur eine bestimmte vorgegebene Frequenz auf einen optischen Strahl aufzumodulieren.