

3 Grundlagen der Mikrowellenleitung

Für die hochfrequente elektrische Ansteuerung der Wanderwellenmodulatoren muß eine elektrische Kontaktierung gewählt werden, die einerseits bis zu Frequenzen von 40 GHz geeignet ist und die sich andererseits als ausgedehnte Mikrowellenleitung fertigen läßt, so daß Ausbreitungseffekte der Mikrowelle beobachtet werden können. Hauptforderungen an die verwendete Leitung sind also:

- (a) eine hohe elektrische Grenzfrequenz f_{3dB} ,
- (b) eine geringe Dämpfungskonstante α_M ,
- (c) unkomplizierte technologische Realisierbarkeit
- (d) Kompatibilität mit kommerziellen Mikrowellentastköpfen für die Kontaktierung.

Diesen gestellten Forderungen wird eine Kombination aus einer Mikrostreifenleitung und einer Schottky-Koplanarleitung gerecht. Die beiden Massekontakte der koplanaren Leitung sind auf der freigeätzten n^+ -dotierten GaAs-Kontaktschicht aufgebracht, und der Innenleiter läuft längs eines Mesarückens auf der schwach n -dotierten GaAs-Deckschicht.

Durch die eingefügte vergrabene n^+ -dotierte GaAs-Kontaktschicht entsteht ein Leitungstyp, der sowohl Eigenschaften einer Koplanarleitung als auch einer Mikrostreifenleitung besitzt. Es ergeben sich die zwei Grenzfälle:

- 1) Ist die Leitfähigkeit der n^+ -Schicht gleich der des idealen metallischen Masseleiters, so erhält man eine reine Mikrostreifenleitung

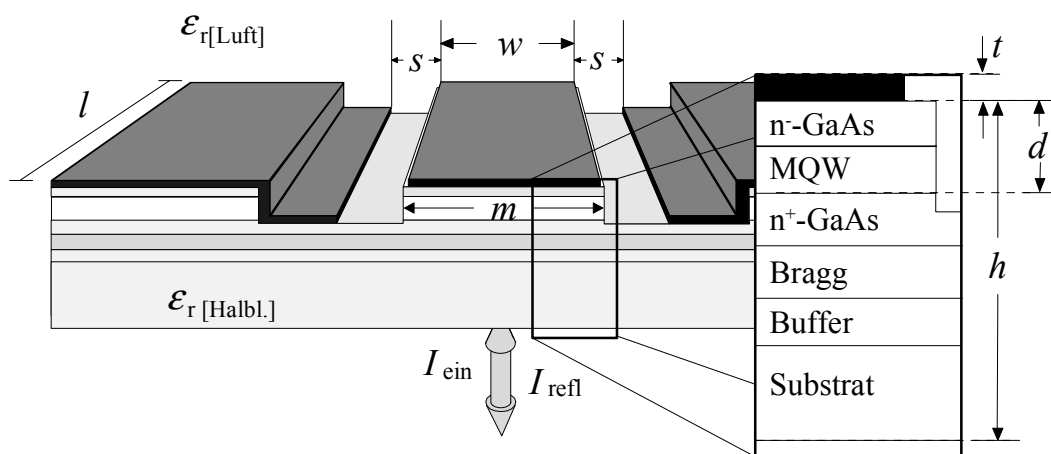


Abbildung 3.1: Querschnitt der Mikrowellenleitung; Dicke der aktiven Zone d , Dicke der Metallisierung t , Bauelementhöhe h , Breite des Innenleiters w , Spaltbreite s , Breite des Mesarückens m , Länge der Leitung l , relative Permittivität von Luft $\epsilon_{r[\text{Luft}]}$ und des Halbleiters $\epsilon_{r[\text{Halbl.}]}$. Details der Schichtstruktur finden sich in Abb. 2.2.

2) Ist die Leitfähigkeit der n^+ -Schicht gleich der des Dielektrikums der Sperrschichtkapazität, so erhält man eine reine Koplanarleitung.

Im folgenden Kapitel sollen die Eigenschaften der beiden Leitungstypen kurz dargestellt werden und ein Modell entwickelt werden, das durch eine Verbindung der beiden Grenzfälle geeignet ist, die verwendete Leitungsstruktur mit integrierter n^+ -Kontaktschicht zu beschreiben. Besonderer Augenmerk soll hierbei auf die Bestimmung des Verzögerungsfaktors

$$V_M = \frac{\lambda_{M0}}{\lambda_{ML}}, \quad (3-1)$$

dem Verhältnis der Vakuumwellenlänge λ_{M0} der Mikrowelle zur Wellenlänge auf der Mikrowellenleitung λ_{ML} , gelegt werden. Kommt die Leitungslänge der Mikrowellenleitung l in die Größenordnung von $\lambda_{ML}/4$, werden Wellenausbreitungseffekte auf der Leitung wichtig, die Leitung kann nicht mehr als diskretes Bauelement betrachtet werden. Je größer der Verzögerungsfaktor ist, um so niedriger ist die Mikrowellenfrequenz, bei der bei gegebener Leitungslänge Wanderwelleneffekte auftreten. Wanderwelleneffekte treten zum Beispiel bei einer Frequenz von 10 GHz und einem Verzögerungsfaktor der Mikrowellenleitung von $V_M = 6$ ab einer Leitungslänge l von etwa 1250 μm auf.

3.1 Die Mikrowellenleitung

In den folgenden Abschnitten sollen die beiden Grenzfälle näher beleuchtet werden.

Mikrostreifenleitung:

Wird die n^+ -Kontaktschicht als sehr niederohmig angesehen, so kann die Leitung im quasistatischen elektrischen Betrieb als reine Mikrostreifenleitung betrachtet werden. Dieser Leitungstyp findet Verwendung beim Aufbau von hybridintegrierten Schaltungen und integrierten Mikrowellenschaltungen (englisch: Microwave Integrated Circuits, MICs). Eine Mikrostreifenleitung (Abb. 3.2) besteht aus einem metallischen Streifen

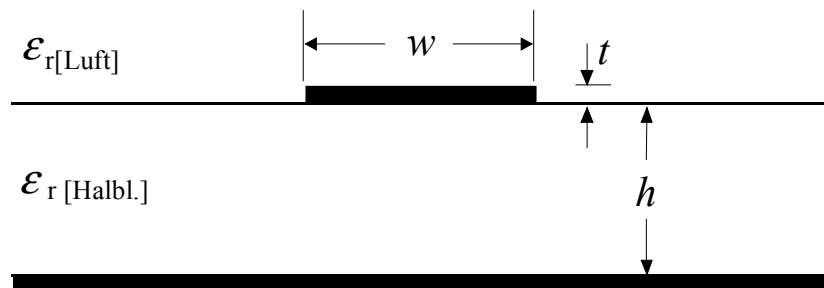


Abbildung 3.2: Skizze einer Mikrostreifenleitung; (Parameter siehe Text).

der Breite w und der Dicke t auf einem Dielektrikum der Dicke h . Das Dielektrikum besitzt die relative Permittivität $\epsilon_{r[\text{Halb}]}$. Auf der anderen Seite des Dielektrikums befindet sich eine ausgedehnte Metallschicht als rückseitiger Kontakt. Die Mikrostreifenleitung ist umgeben von Luft mit der relativen Permittivität $\epsilon_{r[\text{Luft}]}$.

Da bei diesem Leitungstyp mehrere verschiedene Materialien betrachtet werden müssen, Luft und Halbleiterschichten, kommt es zur Erfüllung der Rand- und Stetigkeitsbedingungen neben den Transversalkomponenten der Felder auch zu Longitudinalkomponenten [75]. Diese sind nur für niedrige Frequenzen oder große Wellenlängen ($\lambda_{ML} > 100 h$) vernachlässigbar. In dieser Näherung der quasi-transversal elektromagnetischen Wellen, (Quasi-TEM-Wellen) kann man mit den aus einer statischen Näherung ermittelten Feldverteilungen und Leitungskennwerten rechnen. Man ersetzt dazu die relative Permittivität ϵ_r durch eine effektive relative Permittivität $\epsilon_{r, \text{eff}}$ mit $1 < \epsilon_{r, \text{eff}} < \epsilon_r$, die die Beziehung

$$v_{ph} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{r, \text{eff}}}} = \frac{\omega}{\beta} \quad (3.1-1)$$

erfüllt. Dabei bezeichnet ω die Kreisfrequenz, β den Phasenkoeffizient und v_{ph} die Phasengeschwindigkeit der Mikrowelle. $\epsilon_{r, \text{eff}}$ hängt von den Querschnittsabmessungen der Streifenleitung, der relativen Permittivität des Dielektrikums und der Mikrowellenfrequenz ab. Da das Halbleitermaterial aus einer Vielzahl von unterschiedlichen Halbleiterschichten aufgebaut ist, muß man mit einer gemittelten relativen Permittivität rechnen. Für Schichtdicken h des Halbleitermaterials deutlich kleiner als die Wellenlänge der Mikrowelle läßt sich die gemittelte Dielektrizitätskonstante als arithmetisches Mittel der Dielektrizitätskonstanten der beteiligten Halbleitermaterialien ausdrücken. Endliche Werte der Streifenbreite t der Metallisierung werden meist ersatzweise durch eine effektive Streifenbreite w_{eff} berücksichtigt. Nach [76] können unter der Voraussetzung $t < h$ und $t < w/2$ folgende Näherungsformeln für vernachlässigbare Dispersion verwendet werden:

$$w_{\text{eff}} = w + 1,25 \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \frac{2h}{t} \right] \quad \text{für } \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad (3.1-2)$$

$$w_{\text{eff}} = w + 1,25 \frac{t}{\pi} \left[1 + \ln \frac{4w\pi}{t} \right] \quad \text{für } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \quad (3.1-3)$$

$$\epsilon_{r, \text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_{\text{eff}}(0)}} + 0,04 \left(1 - \frac{w_{\text{eff}}}{h} \right) \right] \quad (3.1-4)$$

$$\text{für } \frac{w_{\text{eff}}}{h} \leq 1$$

$$\epsilon_{r,eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w_{eff}}} \right] \quad \text{für } \frac{w_{eff}}{h} \geq 1 \quad (3.1-5)$$

$$Z_L = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \ln \left(\frac{8h}{w_{eff}(0)} + \frac{0,25w_{eff}}{h} \right) \quad \text{für } \frac{w_{eff}}{h} < 1 \quad (3.1-6)$$

$$Z_L = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \ln \left[\frac{w_{eff}}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left(\frac{w_{eff}}{h} + 1,444 \right) \right]^{-1} \quad (3.1-7)$$

für $\frac{w_{eff}}{h} \geq 1$

Z_0 bezeichnet hierbei den Wellenwiderstand des Vakuums und Z_L den Leitungswellenwiderstand für niedrige Frequenzen oder große Wellenlängen ($\lambda_{ML} > 100 h$). Die Dicke der Mikrostreifenleitung h beträgt bei den in dieser Arbeit verwendeten Schichtstrukturen ungefähr 1 μm . Die Streifenbreite w wurde bei verschiedenen Modulatoren zwischen 1,5 und 50 μm variiert. Die Schichtdicke t des aufgedampften Metallstreifens beträgt etwa 200 nm. Die gemittelte relative Permittivität ϵ_r des Halbleitermaterials beträgt etwa 13,0. Aus diesen Daten läßt sich der Verzögerungsfaktor V_M der Streifenleitung für niedrige Frequenzen berechnen. Diese berechneten Verzögerungsfaktoren sind zusammen mit den Verzögerungsfaktoren für die Koplanarleitung und den hier verwendeten Mikrowellenleitungen in Tabelle 3.1 am Ende des Kapitels 3.1 aufgelistet.

Koplanarleitung:

Geht man von einer hochohmigen n^+ -dotierten GaAs-Kontaktschicht aus, so kann man das Modell einer Koplanarleitung auf halbleitendem Substrat für die Streifenleitung verwenden. Die Koplanarleitung besteht aus einem metallischen Streifen der Breite w auf einem halbleitendem Substrat der Dicke h , der von zwei weiteren ausgedehnten metallischen Flächen durch gleich große Spalte der Breite s getrennt ist. Das halbleitende

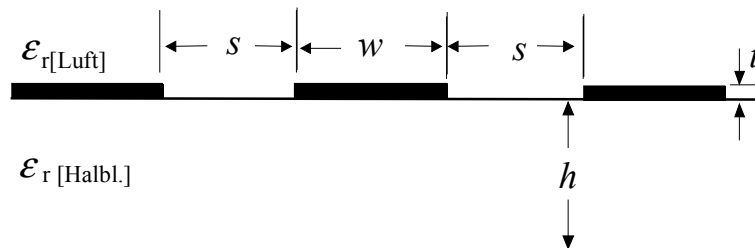


Abbildung 3.3: Skizze einer Koplanarleitung; Parameter siehe Text.

Substrat besitzt eine relative Permittivität $\epsilon_{r[\text{Halb}]}$ und die Streifenleitung ist umgeben von Luft mit der relativen Permittivität $\epsilon_{r[\text{Luft}]}$ (siehe Abbildung 3.3).

Unter der Annahme vernachlässigbarer Longitudinalkomponenten (Quasi-TEM-Welle) läßt sich nach [77] die Leitung durch ein differentielles Ersatzschaltbild (siehe Abb. 3.4) beschreiben.

Die Wellenausbreitung der Mikrowelle auf der Leitung wird durch den komplexen Wellenausbreitungskoeffizienten

$$\underline{\gamma} = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')} = \alpha_M + j\beta_M \quad (3.1-8)$$

und den komplexen Leitungswiderstand

$$\underline{Z}_L = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (3.1-9)$$

beschrieben. α_M und β_M beschreiben den Dämpfungskoeffizienten bzw. den Phasenkoeffizienten der Mikrowelle. Unter Vernachlässigung des Querleitwertes G' und des Längswiderstandes R' läßt sich der Induktivitätsbelag L' und der Kapazitätsbelag C' exakt mit Hilfe der konformen Abbildung bestimmen. Die bei der konformen Abbildung auftretenden elliptischen Integrale lassen sich durch folgende Näherungsformeln hinreichend genau beschreiben [13]:

$$\frac{K'(k)}{K(k)} = \frac{4}{\pi} \ln \frac{2}{\sqrt{k}} \quad \text{für } 0 < k \leq 0,173, \quad (3.1-10)$$

$$\frac{K'(k)}{K(k)} = \pi \left[\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right) \right]^{-1} \quad \text{für } 0,173 < k < 1, \quad (3.1-11)$$

wobei die Beziehung gilt:

$$k = \frac{w/2}{s + w/2}. \quad (3.1-12)$$

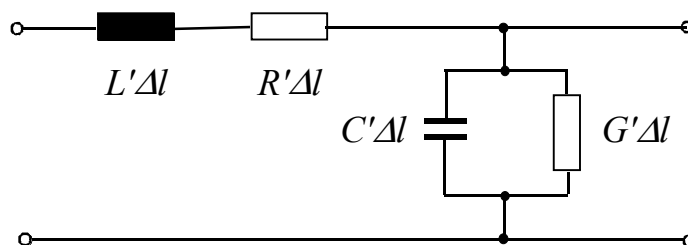


Abbildung 3.4: Differentielles Quasi-TEM-Ersatzschaltbild einer Koplanarleitung mit der Länge Δl und den Belägen: Längswiderstand R' , Induktivität L' , Kapazität C' und Leitwert G' .

Man erhält folgende Gleichungen für die Kenngrößen einer idealen (unendlich ausgedehntes Substrat, unendlich ausgedehnte Massemetallisierungen, unendlich dünne Metallisierungen) Koplanarleitung:

$$\epsilon_{r,eff}(0) = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \tag{3.1-13}$$

$$Z_L(0) = \frac{Z_0}{4\sqrt{\epsilon_{r,eff}}} \frac{K'(k)}{K(k)} \tag{3.1-14}$$

$$L'(0) = \frac{\mu_0}{4} \frac{K'(k)}{K(k)} \tag{3.1-15}$$

$$C'(0) = 4\epsilon_0\epsilon_{r,eff} \frac{K(k)}{K'(k)} \tag{3.1-16}$$

Hierbei bezeichnet μ_0 die Permeabilität des Vakuums. Mit diesem Gleichungssatz läßt sich die Wellenausbreitung auf einer idealisierten Koplanarleitung beschreiben. Insbesondere lassen sich der Leitungswellenwiderstand $Z_L(0)$ und der Verzögerungsfaktor V_M berechnen.

Bei den in dieser Arbeit untersuchten Mikrowellenleitungen mit einer koplanaren Metallisierung mit Schottky-Kontaktierung und mit einer integrierten hoch n^+ -dotierten GaAs-Kontaktschicht, handelt es sich um eine Mischform zwischen einer Mikrostreifenleitung und einer Koplanarleitung. Unter der Annahme, dass sich die Wellenausbreitung längs der Leitung durch eine Quasi-TEM-Mode beschreiben läßt, kann man ein differentielles Ersatzschaltbild aufstellen (siehe Abb. 3.5).

Da sich unter der Innenleitermetallisierung ein sperrender Metall-Halbleiterkontakt ausbildet, fällt das gesamte elektrische Feld über der Sperrschicht ab. Wir erhalten also als Kapazitätsbelag C' der Leitung:

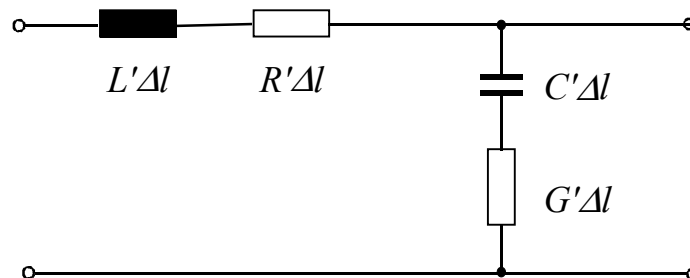


Abbildung 3.5: Differentielles Quasi-TEM-Ersatzschaltbild der verwendeten Mikrowellenstreifenleitung (MWL) mit Schottky-Kontakt, Länge Δl , Leitungsbeläge: Längswiderstand R' , Induktivität L' , Kapazität C' und Leitwert G' .

$$C' = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{w_{eff}(0)}{d_s}, \quad (3.1-17)$$

wobei d_s die Sperrschichtweite der Schottky-Verarmungszone bezeichnet. Auch ohne angelegte äußere Sperrspannung dehnt sich die Sperrschicht über das gesamte MQW-Gebiet aus, so daß man näherungsweise die Sperrschichtweite als Abstand zwischen Aluminium-Metallisierung und n^+ -GaAs-Kontaktschicht ansetzen kann. $w_{eff}(0)$ berücksichtigt nach Gl. 3.1-2 und Gl. 3.1-3 die endliche Dicke t der Metallisierung.

Der Induktivitätsbelag der Leitung wird sich in erster Näherung nicht vom Induktivitätsbelag der reinen Koplanarleitung unterscheiden, da im gesamten Modulator nur nichtmagnetische Materialien verwendet werden. Allerdings war im Fall der reinen Koplanarleitung von einem unendlich ausgedehnten dielektrischen Substrats ausgegangen worden. Unter Berücksichtigung einer endlichen dielektrischen Substratdicke ergibt sich für den Leitwertbelag nach [13] folgende Gleichung:

$$L' = \frac{\mu_0}{2} \left\{ \frac{K(k)}{K'(k)} + \frac{K(k_2)}{K'(k_2)} \right\}^{-1}. \quad (3.1-18)$$

Dabei gilt für das Modul k_2 :

$$k_2 = \frac{\tanh\left(\frac{\pi \cdot w/2}{2h}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi \cdot (w+2 \cdot s)}{4h}\right)}. \quad (3.1-19)$$

Mit den so erhaltenen Ausdrücken für L' und C' der verwendeten Mikrostreifenleitung kann man eine Abschätzung des Verzögerungsfaktors V_M vornehmen:

$$V_M = \frac{\lambda_{M0}}{\lambda_{ML}} = \frac{\beta_M}{\beta_0} \quad (3.1-20)$$

mit

$$\beta_M \approx \omega \sqrt{L'C'} \quad (3.1-21)$$

In der Tabelle 3.1 sind die Verzögerungsfaktoren für die Mikrostreifenleitung (MSL), die Koplanarleitung (KPL) und die hier verwendete Mikrowellenstreifenleitung (MWL) einander gegenübergestellt.

Wie man aus der Tabelle 3.1 ablesen kann, ändert sich der Verzögerungsfaktor der Mikrostreifenleitung nur wenig ($\approx 12\%$) bei einer Änderung der Streifenbreite w von $1,5 \mu\text{m}$ auf $12 \mu\text{m}$. Bei der Koplanarleitung ist der Verzögerungsfaktor sogar von der Innenleiterbreite w unabhängig. Erst das angepaßte Modell der Mikrowellenstreifenleitung MWL zeigt eine ausgeprägte Abhängigkeit des Verzögerungsfaktors von der Innenleiterbreite w , die in dieser Arbeit experimentell bestätigt wird (siehe Abschnitt 5.3).

Innenleiter breite $w/\mu\text{m}$	MSL- V_M	KPL- V_M	MWL- V_M
1,5	3,03	2,65	4,21
2	3,07	2,65	4,63
4	3,18	2,65	5,86
6	3,25	2,65	6,76
8	3,30	2,65	7,48
10	3,34	2,65	8,20
12	3,36	2,65	8,65

Tabelle 3.1: Verzögerungsfaktoren V_M für verschiedene Mikrowellenstreifenleitungen im Vergleich. Die Spaltbreite beträgt $6 \mu\text{m}$, die Dicke der elektrooptisch aktiven Schicht 950 nm , die Dicke der Metallisierung $0,2 \mu\text{m}$, die Substratdicke $500 \mu\text{m}$. MSL: Theorie der Mikrostreifenleitung nach [76], KPL: Theorie der Koplanarleitung nach [13], MWL: Mikrowellenleitung angepaßt an die verwendete Schichtstruktur.

3.2 Mikrowellenausbreitung

Die Mikrowellenausbreitung auf der Mikrowellenstreifenleitung wird für ausgedehnte Leitungen durch die in den vorangegangenen Kapiteln aufgeführten Gleichungen beschrieben. Insbesondere wird die Mikrostreifenleitung durch einen, im allgemeinen komplexen, Leitungswellenwiderstand Z_L (Gl. 3.1-9) und einen Verzögerungsfaktor V_M (Gl. 3.1-10) charakterisiert. Da die untersuchten Leitungen nicht unendlich ausgedehnt sind, müssen auch die Leitungsbegrenzungen betrachtet werden. Eine sich auf der Mikrowellenleitung ausbreitende Mikrowelle erfährt am Leitungsende im allgemeinen eine Änderung der Ausbreitungseigenschaften und wird teilweise reflektiert und teilweise transmittiert. Da eine Leitung zwei Übergänge besitzt, kann es zu Mehrfachreflexionen kommen, vergleichbar den optischen Mehrfachreflexionen beim Fabry-Perot-Resonator, der in Kapitel 2 erläutert wurde.

Auch bei der Mikrowellenausbreitung längs einer Leitung treten Resonanzen auf, wenn die Wellenlänge der Mikrowelle auf der Leitung λ_{ML} in die Größenordnung der doppelten Leitungslänge kommt. Berücksichtigt man mögliche Phasendrehungen bei der Reflexion der Mikrowelle am Leitungsabschluß, so können erste Resonanzen auftreten, wenn die Leitungslänge s einem Viertel der Wellenlänge der Mikrowelle auf

der Leitung entspricht. Die Wellenlänge der Mikrowelle λ_{ML} auf der Leitung wird durch den Verzögerungsfaktor V_M der Leitung bestimmt. Der Verzögerungsfaktor ist ein Maß für die Verringerung der Ausbreitungsgeschwindigkeit der Mikrowelle auf der Leitung im Vergleich zur Vakuumlichtgeschwindigkeit. Der Verzögerungsfaktor ist, wie im vorhergehenden Abschnitt beschrieben, abhängig von der Innenleiterbreite w_{eff} der Leitung und der relativen Permittivität ϵ_r des Halbleitermaterials. Für die in dieser Arbeit verwendeten Bauelemente beträgt der Verzögerungsfaktor zwischen 4 und 12, abhängig von der Querschnittsgeometrie der Leitung.

Wellenausbreitungseffekte, wie Mikrowellenresonanzen sind auf den Mikrostreifenleitungen bei einer Mikrowellenfrequenz von 10 GHz bei einem Verzögerungsfaktor von 12 also ab einer Leitungslänge von 750 μm zu erwarten. Derartige Mikrowellenresonanzen können auf der anderen Seite auch dazu verwendet werden, den Verzögerungsfaktor V_M einer Streifenleitung experimentell zu bestimmen.

Neben dem Abschluß einer Leitung mit dem Übergang Leitung/Luft („offenes Ende“) gibt es weitere ausgezeichnete Abschlüsse. Schließt man beispielsweise ein Leitungsende dadurch ab, daß der Innenleiter über eine metallische Brücke mit den Außenleitern verbunden wird („Kurzschluß“), so erhält man an dieser Stelle einen elektrischen Feldknoten. Einlaufende Wellen werden unter Phasenumkehr sinusförmiger Mikrowellenspannung an dem kurzgeschlossenen Leitungsende reflektiert. Möchte man Reflektionen am Leitungsende vermeiden, wählt man einen wellenwiderstandsangepaßten Abschluß („reflexionsfreien Wellenleiterabschluß“), der die ihm zugeführte elektromagnetische Feldenergie in Wärmeenergie umwandelt.

In diesem Kapitel ist eine Modellbeschreibung der Mikrowellenstreifenleitung vorgestellt worden, der die geometrieabhängigen Ausbreitungseigenschaften einer Mikrowelle auf der Leitung beschreibt. Insbesondere ergibt sich ein Verzögerungsfaktor V_M , der über die Innenleiterbreite w der Streifenleitung in einem weiten Bereich einstellbar ist.