2 Nichtlineare Leitungen

In diesem Kapitel wird der Aufbau und die Funktion der in dieser Arbeit entwickelten nichtlinearen Leitungen (**NLTL**) dargestellt und erläutert. Dabei werden insbesondere die charakteristischen Merkmale von NLTL, wie etwa die Nichtlinearität, die Filtereigenschaften und die auf der Leitung wirksamen Verlustmechanismen ausführlich diskutiert.

NLTL, die zu Zwecken der Generation und Kompression elektrischer Impulse eingesetzt werden, stellen eine spezielle Art von Hochfrequenz-Streifenleitungen auf halbleitendem Material dar, deren genereller Aufbau in Abb. 2.1 dargestellt ist. Wie der perspektivischen Skizze im oberen Teilbild zu entnehmen ist, besteht eine derartige Leitung im wesentlichen aus einer koplanaren Leitungsmetallisierung in die planar aufgebaute Schottkydioden monlithisch integriert sind, so daß sich eine alternierende Anordnung von Schottkydioden und kurzen koplanaren Leitungsstücken ergibt. Mit der schematischen Darstellung der Leitung im unteren Teilbild sollen die Positionen, an denen die Schottkydioden entlang der NLTL angeordnet sind, verdeutlicht werden. Die koplanare Leitungsmetallisierung der NLTL befindet sich auf einem semi-isolierenden, hochohmigen Halbleiter, der in Abb. 2.1 auch als Substrat bezeichnet ist. Lediglich in den Bereichen, an denen sich die planaren Schottkydioden in der Leitung befinden, ist in der Regel ein n-Typ Halbleiter



Abb. 2.1: Aufbau von NLTL durch Integration planarer Schottkydioden in eine koplanare Leitungsmetallisierung auf halbleitendem Material (siehe Text).

vorhanden, so daß sich jeweils an den als Schottkykontakt ausgeführten Metall-Halbleiterkontakten unterhalb der Innenleitermetallisierung Raumladungszonen ausbilden. Der n-Typ Halbleiter selbst ist dabei durch ohmsche Kontakte mit den beiden Masseleitermetallisierungen verbunden. Für eine ausführliche Darstellung von Schottky- und ohmschen Metall-Halbleiterkontakten sei an dieser Stelle auf die Literatur verwiesen [21-24]. Von besonderer Bedeutung ist hier, daß die Weite der Raumladungszonen und damit Kapazität der Schottkydioden, neben der Wahl und der Dotierung des Halbleitermaterials, insbesondere von der zwischen Innenleitermetallisierung und n-Halbleiter vorherrschenden Spannung abhängig ist und somit über eine Spannung U zwischen Innen- und Masseleitern variiert werden kann. Wie in Abb. 2.1 weiterhin angedeutet, sind diese Dioden mit äquidistanten Abständen in die Leitung integriert, so daß sich eine durch die Periodenlänge p gekennzeichnete periodische Abfolge von Schottkydioden und kurzen Koplanarleitungsstücken ergibt.

Wie im Folgenden dargestellt, spielen sowohl die in der Regel in Sperrichtung vorgespannten Schottkydioden, als auch ihre Anordnung in der koplanaren Leitungsstruktur eine wesentliche Rolle bei der Generation und Kompression kurzer Impulse auf der NLTL. Wird z.B. eine hochfrequente Wechselspannung in die NLTL eingespeist, so breitet sie sich in Folge einer endlichen Ausbreitungsgeschwindigkeit in Form einer elektromagnetischen Welle längs der Leitung aus. Dadurch wird eine in Ort und Zeit periodische Änderung der Spannung zwischen Innen- und Masseleiter auf der Leitung hervorgerufen, die ihrerseits eine Kapazitätsänderung an den Schottkykontakten der Dioden bewirkt. Diese Kapazitätsänderung ist Ursache für einen Wechselwirkungsprozeß, der bei der Signalausbreitung auf der NLTL zur Erzeugung harmonischer Signalkomponenten führt, welche sich dann ebenfalls auf der NLTL ausbreiten und gleichfalls durch Wechselwirkung zur höherer Harmonischen beitragen [11-13,25-29]. weiterer, Zur Generation Verdeutlichung ist dieser Prozeß in Abb. 2.2a schematisch dargestellt, wobei anzumerken ist, daß in den einzelnen Teilbildern, der besseren Übersicht wegen, auf die Darstellung von Gleichspannungsanteilen der Signale verzichtet wurde. Im oberen Teilbild ist das Spektrum des harmonischen Eingangssignales mit der Frequenz f_0 zu sehen und im Teilbild darunter das Spektrum des daraus auf der NLTL generierten Signales am Ende der Leitung. Es ist deutlich zu erkennen, daß hier zur Grundkomponente des Signales mit der Frequenz f_0 höhere harmonische Signalkomponenten bis zum fünffachen der Grundfrequenz generiert werden, wobei die Amplituden mit steigender Frequenz kontinuierlich abnehmen. Die erreichten Amplituden der einzelnen Harmonischen hängen dabei wesentlich von der Änderung



Abb. 2.2: Schematische Darstellung des harmonischen Eingangssignales und der daraus auf der NLTL generierten Signalform: a) Spektrum des harmonischen Eingangssignales und der auf der Leitung generierten Harmonischen; b) Darstellung der entsprechenden periodischen Signale im Zeitbereich, aufgetragen über die Periodendauer T_o . (siehe Text)

der Kapazität an den Schottkydioden und somit von der Effektivität der Wecheslwirkung ab. Aus diesem Grund wird im folgenden die durch die Signalausbreitung selbst hervorgerufenen Änderung der Kapazität an den Schottkykontakten in der NLTL auch als **Nichtlinearität** der NLTL bezeichnet.

Die Phasenlage aller harmonischen Signalkomponenten untereinander wird im wesentlichen durch die periodische Anordnung der Dioden in der NLTL bestimmt [12,25]. Dabei führt die abwechselnde Folge von hauptsächlich induktiv wirkenden Koplanarleitungsstücken und hauptsächlich kapazitiv wirkenden Schottkydioden zu einer in die NLTL superintegrierten Filterstruktur in Form eines *L-C*-Kettenleiters, der eine Tiefpaß-Filtercharakteristik aufweist [11-13,30-32], worauf in Kapitel 3 noch genauer eingegangen wird. Die Wirkung dieses Tiefpass-Filters wird in Abb. 2.2b veranschaulicht. Dort ist jeweils zu den Spektren aus Abb. 2.2a der

zeitliche Signalverlauf für eine Periode mit der Dauer T_0 (entsprechend der Grundfrequenz f_0) dargestellt. Wie ein Vergleich der entsprechenden Teilbilder zeigt, geht dabei die Generation von Harmonischen auf der NLTL mit der Aufsteilung von

frequenz f_0) dargestellt. Wie ein Vergleich der entsprechenden Teilbilder zeigt, geht dabei die Generation von Harmonischen auf der NLTL mit der Aufsteilung von Schockwellen bzw. der Generation von Impulsen einher. So entspricht z.B. die im unteren Teilbild mit einer schwarzen Linie eingezeichnete Schockwelle der konstruktiven Überlagerung der Harmonischen aus dem nebenstehenden Spektrum, wenn die Phasenlage der Harmonischen nur unbedeutend von der Filtercharakteristik der NLTL beeinflußt wird. Wird die Phasenlage jedoch maßgeblich durch die Tiefpaß-Filtercharakteristik der NLTL bestimmt, so entspricht die Überlagerung der Harmonischen den auf der Leitung generierten und in diesem Teilbild grau dargestellten elektrischen Impulsen in Form von Solitonen [25,33-35]. Dieser, durch nichtlineare Wechselwirkungen bei der Wellenausbreitung auf der Leitung stattfindende Prozeß wird im Folgenden auch als Impulsformung bezeichnet und gibt Anlaß, in der NLTL ein ausgeprägtes Beispiel eines Wanderwellen-Bauelementes zu sehen [30,36-38]. Als eine wesentliche Eigenschaft von Wanderwellen-Bauelementen wird die Hochfrequenzbandbreite aufgrund der Wellenausbreitung nicht durch die übliche R-C-Zeit-konstante des Bauelementes bestimmt.

Das Konzept der NLTL beruht nun darauf, durch geeignete Wahl der Nichtlinearität und eine geschickt eingebrachte superintegrierte Filterstruktur, gezielt Signale auf der NLTL zu erzeugen, die für den vorgesehenen Einsatzzweck geeignet sind. So ist das Ziel dieser Arbeit, durch die Wahl der eingesetzten Dioden und deren Anordnung in der Leitung, NLTL zu entwickeln und herzustellen, die zur Erzeugung kurzer Impulse mit Transienten von wenigen Picosekunden geeignet sind. Mit diesem Konzept lassen sich aber auch Leitungen entwickeln, die z.B. zu einer effektiven Frequenzvervielfachung oder Frequenzerzeugung eingesetzt werden können [39-44].

Wie oben dargestellt, wird die Nichtlinearität einer NLTL durch die Integration geeigneter Schottkydioden in die Leitung eingebracht. Zur Beschreibung einer derartigen Diode auf GaAs-Basis ist in Abb. 2.3a der Aufbau einer **GaAs-Schottky-diode**, wie sie auch im Rahmen dieser Arbeit in NLTLs zum Einsatz kommt, im Querschnitt dargestellt. Die Bauform der Diode entspricht dabei weitgehend den in [17] gemachten Angaben und zeichnet sich durch eine planare Anordnung der Elektroden auf epitaktischem Halbleitermaterial aus, so daß derartige Dioden für eine monolithische Integration in koplanar aufgebauten NLTLs und somit auch in MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuit) bzw. MMMICs (Monolithic Millimeter-wave Integrated Circuit) geeignet sind [45,46]. In der Ausschnittvergrößerung der Abb. 2.3a ist weiterhin die Halbleiter-Schichtstruktur der planaren



Schottkydiode skizziert: Auf dem hochohmigen semi-isolierenden GaAs-Substrat befindet sich zunächst eine 0,8 µm dicke n+-GaAs-Bufferschicht und darüber eine 0,6 µm dicke n⁻-GaAs-Schicht, auf die anschließend sowohl die Schottky- als auch die Ohm-Metallisierungen aufgebracht worden sind. Durch einlegieren der Ohm-Metalle ist die n⁺-Schicht kontaktiert und befindet sich nach Abb.2.3a auf Massepotential. Unterhalb der Schottky-Metallisierung des Innenleiters bildet sich dann eine im weiteren auch als Sperrschicht bezeichnete Raumladungszone aus, deren Weite sich durch Änderung der angelegten Kontaktspannung U variiren läßt [21-24]. Die sich daraus ergebende, experimentell bestimmte Kapaszitäts-Spannungs-Charakteristik einer solchen Diode ist in Abb. 2.3b dargestellt (zum angewandten Meßverfahren siehe auch Kapitel 5). In dieser Abbildung ist deutlich zu erkennen, daß sich mit einer Änderung der Spannung von 0,4 V auf -3.5 V die Kapazität von etwa 130 nF/cm² wurzelförmig auf einen Wert von 37 nF/cm² verringert. Weiterhin eingetragen ist der durch die Vorspannung $U_0 = -1$ V gewählte Arbeitspunkt mit der Kapazität $C_0 = 55$ nF/cm². Als Maß für die Nichtlinearität, die durch den Einsatz von Schottkydioden in die NLTL eingebracht wird, hat sich eine

Größe bewährt, die sich aus der Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik der Dioden wie folgt bestimmen läßt: Aus einer vorgegebenen, symmetrischen Änderung der Kontaktspannung um den Arbeitspunkt – in Abb. 2.3b mit *dU* bezeichnet – wird die maximale Differenz der sich einstellenden Kapazitätswerte ermittelt – in Abb. 2.3b mit *dC* bezeichnet – und auf die Kapazität im Arbeitspunkt C_0 bezogen. Diese relative Größe dC/C_0 wird im Rahmen dieser Arbeit auch als relative Kapazitätsänderung bezeichnet. Bei der oben beschriebene GaAs-Diode führt eine Änderung der Spannung von 0,3 V nach -2,3 V um den gewählten Arbeitspunkt zu einer Verringerung der Sperrschichtkapazität von 104 nF/cm² auf 40 nF/cm² und somit zu einer relativen Kapazitätsänderung von $dC/C_0 = 116$ %.

Ein wesentliches Teilziel dieser Arbeit besteht nun darin, durch den Einsatz von Dioden mit einer deutlich größeren relativen Kapazitätsänderung eine Steigerung der Nichtlinearität von NLTL zu erreichen. In [47] sind dazu z.B. Schottlydioden auf GaAs-Basis verwendet worden, die eine hyperabrupt oder δ -dotierte epitaktische Halbleiter-Schichtstruktur aufweisen. Durch eine inhomogene Dotierung des Halbleiters in Metall-Halbleiter-Richtung wird eine überproportionale Variation der Sperrschichtweite und somit der Sperrschichtkapazität mit der Kontaktspannung *U* und so eine relative Kapazitätsänderung von ca. 150 % bei einer Änderung der Kontaktspannung um 2,5 V erreicht [22,23,47,48]. Bei geeigneter Wahl von Halbleiter-dotierung und Kontaktgeometrie sind derartige Dioden auch für den Einsatz im Millimeterwellen- und Sub-Millimeterwellenbereich geeignet [47-50].

In dieser Arbeit werden jedoch spezielle δ -dotierte Hochfrequenz-Schottkydioden auf InP-Basis eingesetzt, um eine ganz erhebliche Steigerung der Nichtlinearität zu erzielen. Diese neuartigen Dioden basieren auf Halbleiter-Schichtstrukturen, wie sie auch bei der Herstellung von InP-Heterostruktur-Feldefekttransistoren (InP-HFET) im SFB 254 Verwendung finden [51] und zeichnen sich, wie weiter unten ausführlich beschrieben, durch eine extrem stark ausgeprägte Kapazitätsänderung bei Änderung der Kontaktspannung aus. Der Aufbau und die Schichtstruktur einer solchen Diode, die im folgenden als InP-HFET-Diode bezeichnet wird, ist in Abb. 2.4 im Querschnitt skizziert. Wieder ist eine planare symmetrische Anordnung der Metallisierung zu erkennen, bei der die ohmschen Massemetallisierungen bis in die aktiven Schichten einlegiert sind. Die Zusammensetzung und Dicke der einzelnen Schichten einer InP-HFET-Schichtstruktur sind auch hier in einer Ausschnittvergrößerung dargestellt. Auf dem hochohmigen InP-Substrat ist zunächst ein Buffer mit einer Dicke von 240 nm aufgebracht. Er besteht aus InAlAs-Bulkmaterial, das in zwei feine InAlAs/ InGaAlAs-Übergitterstrukturen (Superlattice, kurz: SL) eingebettet ist. Auf diesem Buffer ist die leicht verspannte InGaAs-



Abb. 2.4: Querschnitt und Schichtstruktur einer InP-HFET-Diode mit planarer Kontaktanordnung (siehe Text);

Kanalschicht angeordnet, die durch einen vier Monolagen dicken undotierten InAlAs Spacer und eine mit Silizium δ -dotierte InAlAs-Schicht überdeckt wird. Diese InAlAs-Schichten bilden zusammen mit dem oberen Superlattice des Buffers die Energiebarrieren zum InGaAs-Kanal, so daß sich bei geeigneten Betriebsbedingungen im Kanal ein zweidimensionales Elektronengas (kurz: 2-DEG) ausbildet. Für die Herstellung ohmscher Kontakte ist abschließend die obere InAlAs-Barriere mit n⁺-dotierten InGaAs-Schicht abgedeckt (in Abb.2.3a nicht dargestellt). Bei einigen HFET-Schichtstrukturen ist, statt der δ -Dotierung, eine 8 nm dicke n⁺-InAlAs-Schicht aufgebracht worden, die eine Volumendotierung von 2·10¹⁸ cm⁻³ aufweist.

In Abb. 2.5a ist die experimentell bestimmte Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik einer InP-HFET-Diode nach Abb 2.4 dargestellt. Dem Diagramm ist eine extreme Verringerung der Kapazität von 240 nF/cm² auf 5 nF/cm² bei einer Spannungs-änderung von -0.5 V auf -1,5 V zu entnehmen. Für Spannungen, die größer als -0.5 V sind, ist die Variation der Kapazität wesentlich geringer ausgeprägt und für Spannungen kleiner -1.5 V auf niedrigem Wert nahezu konstant. Mit dem gewählten Arbeitspunkt $U_0 = -1$ V ergibt sich somit eine relative Kapazitätsänderung von 2500 % ! Das ist mehr als das 16-fache gegenüber Werten, die der Literatur zu entnehmen sind [47].

Eine Erklärung für dieses Verhalten erfolgt anhand der Abb. 2.5b. Dort ist das Bänderschema für den Metall-Halbleiterübergang im Bereich des Schottkykontaktes für die Arbeitspunkte 1,2 und 3 aus Abb. 2.5a zu sehen (Für eine bessere Übersicht ist im oberen Teil der Abbildung das InP-HFET-Schichtsystem stark vereinfacht







dargestellt). Aufgrund der Energiebarrieren sammeln sich im Arbeitspunkt 1 die durch die δ -Dotierung eingebrachten negativen Ladungsträger in der InGaAs-Kanalschicht an. Bei Verringerung der Kontaktspannung *U* auf –0,5 V bildet sich in der Kanalschicht ein 2-DEG aus [52-54], wie für den Arbeitspunkt 2 dargestellt. Diese Spannungsänderung bewirkt zwar eine Änderung der erlaubten Energiezustände der Elektronen im 2-DEG, die räumliche Verteilung der Ladungen in dieser Struktur bleibt jedoch erhalten und somit die Sperrschichtkapazität nahezu konstant. Erst wenn die Kontaktspannung weiter bis etwa auf einen Wert von –1,5 V absinkt, gibt es in der Kanalschicht keine erlaubten Energiezustände mehr, so daß sich im Arbeitspunkt 3, aufgrund der InAlAs-Barriere, nahezu keine freien Ladungsträger mehr unter der Schottkymetallisierung befinden. Bei dem Übergang vom Arbeitspunkt 2 in den Arbeitspunkt 3 werden die Elektronen im Kanal durch das an den Kontakten anliegende Potential lateral zu den Massekontakten "abgesogen". Aufgrund dieser Verarmung an Ladungsträgern, verbunden mit einer deutlichen Ausweitung der Raumladungszone unterhalb der Schottkymetallisierung, ergibt sich somit im Arbeitspunkt 3 ein erheblich kleinerer Wert für die Sperrschichtkapazität als in den anderen Arbeitspunkten.

In den Kapiteln 4 und 5 wird ausführlich auf die technische Herstellung und den Einsatz dieser InP-HFET-Dioden in NLTL eingegangen. Besonders zu erwähnen ist, daß InP-HFET-NLTL hervorragend für die monolithische Integration in zukünftige InP-Höchstfrequenzschaltungen geeignet sind.

Die alternierende Anordnung von GaAs- oder InP-HFET-Dioden und kurzen koplanaren Leitungsstücken ruft bei der Signalausbreitung auf der Leitung im wesentlichen die Wirkung eines Tiefpass-Filters hervor. Wie in Kapitel 4 näher erläutert, wird eine Abstimmung dieses Filters in der Regel durch die Wahl einer geeigneten Länge der die Dioden verbindenden Leitungsstücke und einer geeigneten Kapazität C_0 der eingesetzten Dioden erreicht. Ergibt sich daraus eine äquidistante Anordnung der Dioden in der NLTL, wie in Abb. 2.1 dargestellt, werden derartig strukturierte Leitungen im Folgenden auch als **periodische NLTL** bezeichnet. Die Abstimmung des integrierten Tiefpassfilters kann aber auch ortsabhängig auf der Leitung erfolgen, was in Kapitel 3 näher erläutert wird. Die NLTL weist dann anstatt einer periodischen Anordnung eine gestufte Anordnung der einzelnen *L*-*C*-Kettenglieder auf. In dieser Leitung verringern sich dann, wie in Abb. 2.6a gezeigt,



Abb. 2.6: Ansicht einer Gradienten-NLTL (a) und einer als homogene NLTL bezeichneten Schottky-Kontakt-Koplanarleitung (b) (Skizzen).

sowohl die Abstände der Dioden als auch die Kapazitäten C_0 mit fortschreitendem Ort zum Ende der Leitung hin, so daß in dieser Arbeit eine derartige Leitung auch als **Gradienten-NLTL** bezeichnet wird. Für den Fall, daß die nichtlineare Signalausbreitung nicht durch eine Tiefpassfilterung beeinflußt werden soll, ist die Tiefpaß-Grenzfrequenz der Kettenleiterstruktur entsprechend zu erhöhen, so daß im Sinne eines Kontinuumüberganges letztendlich auf eine periodische oder gestufte Struktur der NLTL verzichtet werden kann (Abb. 2.6b). Eine solche als **homogene NLTL** bezeichnete Leitung entspricht im Aufbau einer Schottky-Kontakt-Koplanarleitung mit einem Querschnitt nach Abb. 2.3a bzw. 2.4.a. Die Leitungseigenschaften dieser Struktur sind ausführlich in [55] behandelt.

Neben der Nichtlinearität und der integrierten Filterstruktur wird die Signalausbreitung auch durch Verluste beeinflußt, die im wesentlichen auf eine endliche Leitfähigkeit der verwendeten Materialien zurückzuführen sind [13,56]. Diese Verluste bewirken eine Absorption im Sinne einer Dämpfung der sich auf der NLTL ausbreitenden Signale, die durch unterschiedliche Verlustmechanismen hervorgerufen wird [18]. Als Ursachen sind die endliche Leitfähigkeit der Leitungsmetallisierung und der Halbleitermaterialien ebenso anzusehen, wie die Übergangswiderstände der Metall-Halbleiterkontakte an den Dioden [57]. Generell lassen sich die auftretenden Verluste in zwei Kategorien unterteilen: in frequenzunabhängige und frequenzabhängige Verluste [58].

Die frequenzunabhängigen Verluste werden in der NLTL im wesentlichen durch den ohmschen Widerstand der Leitungsmetallisierung verursacht und bewirken mit zunehmender Ausbreitungsstrecke eine kontinuierliche Abnahme der Signalamplitude. Verluste, die von der Frequenz des sich auf der NLTL ausbreitenden Signales abhängig sind, werden bei den hier untersuchten NLTL im wesentlichen durch den Widerstand des Halbleiters jeweils zwischen den Raumladungszonen und den ohmschen Metalllisierungen der eingesetzten Dioden hervorgerufen. In erster Näherung befindet sich dieser, auch als Bahnwiderstand der Dioden bezeichneter Widerstand in Serienschaltung zur Sperrschichtkapazität, was innerhalb der Diode zu einem frequenzabhängigen Spannungsteiler zwischen Schottky- und Ohm-Metalllisierung führt. Mit steigender Frequenz nimmt dabei der Spannungsanteil, der über der Sperrschicht in der Diode abfällt und somit zur Änderung der Kapazität der Diode beiträgt, deutlich ab. Aufgrund des Skinneffektes in der Leitungsmetalllisierung treten weitere, von der Frequenz der sich ausbreitender Signale abhängige Verluste auf, da der effektiv zur Verfügung stehende Leitungsquerschnitt durch die frequenzabhängige Eindringtiefe des magnetischen Feldes in die Leitungsmetalllisierung zu hohen Frequenzen hin abnimmt. Weiterhin können zusätzliche Verluste auftreten, die etwa durch den Skineffekt im Halbleitermaterial [55,59] oder durch eine Signalabstrahlung in den freien Raum aufgrund der dipolartigen Anordnung der Metallisierung im Bereich der Dioden [59,60] hervorgerufen werden.

Diese verschiedenartigen Verluste beeinflussen die nichtlineare Wechselwirkung und somit die Generation harmonischer Signalkomponenten auf der NLTL wie folgt: Die frequenzunabhängigen Verluste führen zu einer verringerten effektiven Nichtlinearität, da in Folge kleiner Amplituden die Änderung der Sperrschichtkapazitäten in der NLTL nur sehr schwach ausgeprägt ist. Weiterhin führen die frequenzabhängigen Verluste zu einer oberen Grenzfrequenz bis zu der die Nichtlinearität bei der Signalausbreitung auf der Leitung wirksam ist, so daß die Dioden zur Erzeugung von Signalkomponenten mit höheren Frequenzen oberhalb dieser Grenzfrequenz keinen nennenswerten Beitrag mehr leisten. Um also den Einfluß der Verluste auf die Impulsformung so gering wie möglich zu halten, ist beim Entwurf von NLTL u.a. eine möglichst kurze Gesamtlänge der Leitungsstruktur anzustreben. Weiterhin sind die Bahnwiderstände der Dioden durch geeignete Schichtstrukturen mit geringen Schichtwiderständen und eine geeignete Anordnung und Dimensionierung der Metallkontakte an den Dioden zu minimieren. Insbesondere werden auch in Kapitel 3 geeignete Verfahren aufgezeigt, die dem Einfluß der Verlustmechanismen auf NLTL entgegenwirken und so zur Kompensation auftretender Verluste eingesetzt werden können.

Nach dem nun mit der Nichtlinearität, dem integrierten Tiefpass-Filter und den Leitungsverlusten die wesentlichen Eigenschaften von NLTL zur Erzeugung ultrakurzer Impulse erläutert wurden, sollen an dieser Stelle kurz die zwei grundlegenden Betriebsarten der NLTL aufgezeigt werden. Dazu wird zunächst die Kontaktspannung U einer in der NLTL eingesetzten Diode betrachtet. Diese Spannung setzt sich in der Regel aus einem Gleichanteil – der Vorspannung U_0 – und dem Momentanwert der hochfrequenten Wechselspannung U_{hf} wie folgt zusammen:

$$U = U_0 + U_{hf} \tag{2.1}$$

Im Kleinsignalbetrieb ist der Spannungsanteil U_{hf} für alle betrachteten Zeitpunkte sehr viel kleiner als U_0 , so daß die Spannung U und damit die Kapazität der Diode fast ausschließlich durch die Vorspannung bestimmt ist. Bei fester Vorspannung ist die Wellenausbreitung auf der NLTL dann nahezu wechselwirkungsfrei, so daß sich mit Variation von U_0 der Wellenwiderstand und die Ausbreitungskonstante der Leitung steuern lassen. Das führt zu weiteren Anwendungen der NLTL z.B. als steuerbarer Phasenschieber, wie in [55,61] ausführlich beschrieben. Im Vordergrund dieser Arbeit steht jedoch der **Großsignalbetrieb**, bei dem das zeitliche Verhalten der Spannung U wesentlich sowohl durch U_{hf} als auch durch U_0 bestimmt ist. Dabei wird über die Vorspannung U_0 der Arbeitspunkt so eingestellt, daß an den Dioden die Änderung der Kapazität Maximalwerte annimmt, um eine effektive nichtlineare Signalausbreitung auf NLTL, wie weiter oben beschrieben, zu ermöglichen.

Der Beschreibung von Aufbau und Funktion der NLTL ist zu entnehmen, das für die Entwicklung von NLTL entsprechend der Zielsetzung dieser Arbeit, die Nichtlinearität durch den Einsatz von Dioden mit einer großen relativen Kapazitätsänderung, wie sie z.B. InP-HFET-Dioden aufweisen, zu verstärken ist. Der Einfluß von Verlusten bei der Signalausbreitung ist dabei durch eine bis zu höchsten Frequenzen optimierte Bandbreite dieser Dioden, in Verbindung mit einer möglichst kurzen Leitungsstruktur zu minimieren. Zusätzlich sind die Nichtlinearität und das integrierte Tiefpass-Filter in einer solchen Weise aufeinander abzustimmen, daß auf der NLTL aus einem sinusförmingen Signal nur ein ps-Impuls pro Periode generiert wird und bis zum Auftreten des nächsten Impulses keine unerwünschten Signalkomponenten (Nachschwingsignale) auftreten. Um diese Ziele zu erreichen, wird im nächsten Kapitel mit Hilfe eines geeigneten Simulationsmodelles die nichtlineare Signalausbreitung auf NLTL im Zeitbereich dargestellt, wobei die Generation und Kompression kurzer Impulse explizit erläutert wird. Weiterhin werden neuartige Verfahren aufgezeigt, die einer Dämpfung des sich ausbreitenden Signales entgegenwirken und so zur Kompensation der Verluste eingesetzt werden können.