

Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Angewandte Elektronik
der Technischen Universität München

**Frequenzverdreifacher
mit monolithisch integriertem Heterobarrierenvaraktor
für den Terahertzbereich**

Renato Meola

Frequenzverdreifacher mit monolithisch integriertem Heterobarrierenvaraktor für den Terahertzbereich

Renato Meola

Vollständiger Abdruck der von der Fakultät für Elektrotechnik und
Informationstechnik der Technischen Universität München
zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor-Ingenieurs

genehmigten Dissertation.

Vorsitzender: Univ.-Prof. Dr. rer. nat. G. Wachutka
Prüfer der Dissertation: 1. Univ.-Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. habil M. Claassen
2. Univ. Prof. Dr.-Ing., Dr.-Ing. habil J. Detlefsen

Die Dissertation wurde am 03. April. 2000 bei der Technischen Universität München eingereicht
und durch die Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik
am 27. Juli 2000 angenommen

1	Einleitung	5
2	Funktionsweise eines Frequenzvervielfachers	8
2.1	Frequenzvervielfachung mit allgemeiner Nichtlinearität	9
2.2	Frequenzvervielfachung mit symmetrischer Nichtlinearität	10
2.3	Integration von Oszillator und Frequenzverdreifacher	14
3	Nichtlineares Bauelement	17
3.1	Aufbau des Heterobarrierenvaraktors	18
3.2	Berechnung der Strom-Spannungs- und Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik	19
3.2.1	Bestimmung der Feldverteilung im Heterobarrierenvaraktor	19
3.2.2	Strom-Feldstärke-Charakteristik	23
3.2.3	Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik	28
3.3	Optimierung der HBV-Struktur für den Einsatz als Frequenzverdreifacher	29
3.3.1	Bestimmung der Parameter für die Heterobarriere	30
3.3.2	Bestimmung der Parameter für die Verarmungsschicht	32
3.4	Verdreifachereigenschaften des Heterobarrierenvaraktors	36
3.4.1	Bestimmung der Ströme und Spannungen im HBV	36
3.4.2	Vergleich der Verdreifachereigenschaften verschiedener Varaktorstrukturen	40
4	Entwurf der Schaltung des Frequenzverdreifachers mit integriertem Varaktor	44
4.1	Flächenoptimierung	44
4.1.1	Thermische Verluste im Varaktor	45
4.1.2	Verlustwiderstand der Schaltung	46
4.1.3	Thermische Begrenzung und elektrische Verluste	46
4.2	Bedingungen zur Impedanzanpassung	48
4.3	Schaltung des Frequenzverdreifachers mit monolithisch integriertem Varaktor	51
4.3.1	Hohlleiterschaltung	52
4.3.2	Streifenleitungsschaltung	54
4.4	Berechnung der Schaltungsimpedanz	59

4.5 Schaltungsverluste und Einfluß der Herstellungstoleranzen auf die Schaltungsimpedanz
65

5 Betriebsverhalten mit dem Verfahren der Harmonischen Balance - 69

5.1 Einfluß von Herstellungstoleranzen auf die Verdreifachereigenschaften-----73

6 Technologische Realisierung ----- 75

6.1 Herstellung des Halbleitermaterials -----75

6.2 Herstellung der Verdreifacherschaltung mit integriertem Varaktor -----76

6.3 Herstellung des Hohlleiteraufbaus -----79

7 Experimentelle Ergebnisse----- 81

7.1 Experimentelle Charakterisierung der Heterobarrierenvaraktoren-----81

7.1.1 Meßaufbau zur Charakterisierung der Hetero-Barrieren Varaktoren-----81

7.1.2 Berechnung der Varaktorkapazität aus den gemessenen Reflexionsfaktor-----84

7.1.3 Bestimmung der parasitären Größen-----85

7.1.4 Bestimmung des Serienwiderstandes -----85

7.1.5 Vergleich der experimentellen und theoretischen Ergebnisse zur Charakterisierung
der Heterobarrierenvaraktoren -----86

7.2 Experimentelle Charakterisierung der Frequenzverdreifacher mit integriertem HBV-90

7.2.1 Meßaufbau -----91

7.2.2 Experimentelle Ergebnisse des Frequenzverdreifachers mit integriertem HBV--91

7.2.3 Ergebnisse im internationalen Vergleich-----94

8 Ausblick----- 96

9 Zusammenfassung ----- 99

1 Einleitung

THz Frequenzen im Bereich zwischen 100 GHz - 10 THz finden einige wissenschaftliche sowie technologische Anwendungen. Ein reges Interesse herrscht insbesondere in der Radioastronomie, Umwelttechnik, Überwachungstechnik, Medizintechnik und Molekularchemie [1]. Die wesentlichen Vorteile liegen unter anderem in einer hohen räumlichen Auflösung, hohem Kontrast bei der Bildverarbeitung und nicht zuletzt bei der Reduzierung der Komponentenausmaße, wie z.B. Antennen [2][3]. Das THz Frequenzband, das in der Literatur auch mit FIR (englisch: **F**ar **I**nfra**R**ed) bezeichnet wird, liegt zwischen den Millimeterwellen und dem Infrarotbereich. Abbildung 1.1 zeigt einen Ausschnitt aus dem elektromagnetischen Frequenzspektrum [4].

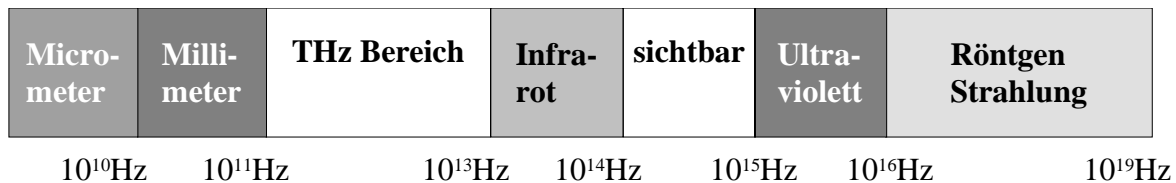


Abbildung 1.1: Ausschnitt aus dem elektromagnetischen Frequenzspektrum

Im Bereich der Umwelttechnik werden THz Frequenzen beispielsweise zur Bestimmung der Luftverschmutzung eingesetzt. Anhand der molekularen Resonanzen lassen sich die Moleküle in der Atmosphäre charakterisieren [5]. In der Überwachungstechnik findet man Anwendungen bei der Luftraumüberwachung in der zivilen sowie in der militärischen Luftfahrt. Atmosphärische Dämpfungsminima bei kurzen Wellenlängen ermöglichen eine Signalverarbeitung mit hohem Kontrast. Dadurch läßt sich auch bei Wetterverhältnissen wie Nebel, Schnee und Regen eine hohe Auflösung bei der Bilderzeugung erzielen. Gerade in der Luftfahrt erweisen sich kurze Wellenlängen in Bezug auf die Kompaktheit der Systeme als ein wichtiges Kriterium [2]. In der Medizintechnik wird die Verwendung von THz Frequenzen angestrebt, um zwischen einzelnen Gewebetypen unterscheiden zu können. Dies ist mit den herkömmlichen Methoden wie Ultraschall und Röntgenstrahlung nur bedingt möglich [4][6]. Im oberen THz Frequenzbereich findet man zur Zeit die meisten Anwendungen in der Radioastronomie. In diesem Frequenzbereich läßt sich über die Energiespektren der interstellaren Medien ein näheres

Verständnis bezüglich chemischer Zusammensetzung und Sternbildung gewinnen [7]. Der Empfang der gewünschten Signale ist nur mit Hilfe von äußerst empfindlichen Detektoren möglich. Es müssen Signale mit Leistungen von wenigen pW detektiert und weiterverarbeitet werden. Hierzu eignen sich Heterodynempfänger, die eine Leistungsquelle im Bereich der zu detektierenden Frequenz benötigen [3].

Eine Vielzahl an Leistungsquellen sind im Frequenzbereich unter 200 GHz erhältlich. Üblicherweise werden diese mit Hilfe von Grundwellenoszillatoren, wie Gunn- oder IMPATT-Oszillatoren realisiert, die jedoch mit zunehmender Frequenz (über 200 GHz) nicht genügend Ausgangsleistung zur Verfügung stellen [9][10]. Diese Lokaloszillatoren sollen gleichzeitig kompakt aufgebaut sein und wenig Peripherie (Netzteil, Energieversorgung) benötigen. Daher bietet sich die Kombination aus Halbleiteroszillator mit nachgeschaltetem Frequenzvervielfacher an.

Es existieren zahlreiche Bauarten für Frequenzvervielfacher im Millimeter- und Submillimeterwellenbereich. Anordnungen in Hohlleiter-Streifenleitungstechnik haben sich hierbei bewährt [11][12]. Das Signal wird über einen Hohlleiter auf die Streifenleitungsschaltung eingekoppelt, mit Hilfe eines nichtlinearen Bauelementes vervielfacht und schließlich wieder über einen Hohlleiter ausgekoppelt. Dieses System weist ein hohes Maß an mechanischer Stabilität und Reproduzierbarkeit auf.

Das beliebteste nichtlineare Bauelement zur Erzeugung von Harmonischen war bislang die Schottky Diode [1]. Seit einigen Jahren haben jedoch Untersuchungen bezüglich neuer Varaktorstrukturen zugenommen. Besonderes Augenmerk gilt symmetrischen Strukturen, wie dem Dotierungsbarrierenvaraktor (DBV) und dem Heterobarrierenvaraktor (HBV) [13]. Der Heterobarrierenvaraktor wurde 1989 von Kollberg und Rydberg vorgestellt und besteht aus einer Heterobarriere in der Mitte der Struktur, die den Stromfluß durch das Bauelement verhindern soll, und aus einer schwach dotierten Verarmungsschicht auf beiden Seiten der Barriere, die als spannungsabhängige nichtlineare Kapazität dient [14]. In der Literatur findet man für den Heterobarrierenvaraktor auch die Bezeichnung Single-Barrier Varactor (SBV) [15].

Ziel dieser Arbeit war es, einen Frequenzverdreifacher auf GaAs-Substrat zu realisieren, der durch die Einfachheit der Schaltung für eine monolithische Integration des Bauelementes geeignet ist. Dazu wurden Heterobarrierenvaraktoren untersucht, die über ein entwickeltes

Modell beschrieben wurden, um anschließend für den Einsatz in Verdreifachern optimiert zu werden. Es wurde ein Programm entwickelt, das eine Beschreibung dieser Varaktorstrukturen ermöglicht. Mit Hilfe der Fourieranalyse wurde die Struktur bezüglich maximalem Wirkungsgrad optimiert. Als weiterer Schwerpunkt galt die Entwicklung der Verdreifacherschaltung. Hierbei stand die monolithische Integration des Bauelementes im Vordergrund, die in eventuellen späteren Arbeiten für eine Integration von Quelle und Verdreifacher oder für eine Leistungsaddition verwendet werden kann. Der Frequenzverdreifacher von 70 GHz auf 210 GHz wurde für eine maximale Pumpleistung von 70 mW optimiert. Ein zentraler Punkt bei der Schaltungsentwicklung stellte die gleichzeitige Impedanzanpassung an Ein- und Ausgang der Schaltung dar. Dies wurde über ein integriertes Anpaßnetzwerk bewerkstelligt, welches mit Hilfe von Simulationsprogrammen beschrieben werden konnte. Für die Realisierung wurde eine Technologie entwickelt, die durch die Integration des Bauelementes eine hohe Reproduzierbarkeit bietet. Bisher gibt es in der Literatur nur wenige Arbeiten über die monolithische Integration von Varaktoren in Vervielfacherschaltungen [16][17].

Im Rahmen dieser Arbeit wird zunächst der Heterobarrierenvaraktor in seiner prinzipiellen Funktionsweise vorgestellt. Ausgehend von Strukturen, wie sie laut Literaturangaben ursprünglich eingesetzt wurden, wird die Beschreibung und die Optimierung des Bauelementes erläutert. Hierzu wird der Einfluß der Strukturparameter in der Heterobarriere und der Verarmungsschicht untersucht. Mit Hilfe der Fourieranalyse werden die Eigenschaften bezüglich einer Frequenzverdreifachung diskutiert und die Impedanzen bestimmt. Diese werden zur Impedanzanpassung zwischen Varaktor und Schaltung benötigt. Anschließend wird der Entwurf der Schaltung vorgestellt, die in Hohlleiter- und Streifenleitungstechnik realisiert wurde. Die Bestimmung der Schaltungsimpedanz ist ebenfalls von großer Bedeutung. Zur Impedanzanpassung wird ein entwickeltes Modell vorgestellt, das eine grafische Darstellungsweise sowohl der Varaktor- als auch der Schaltungsimpedanz ermöglicht. Nach der Beschreibung der technologischen Realisierung folgt die meßtechnische Charakterisierung der Einzelbauelemente und der Frequenzverdreifacher. Hierbei wird ein Vergleich zwischen den theoretischen und experimentellen Ergebnissen vorgenommen.

2 Funktionsweise eines Frequenzvervielfachers

Für den Entwurf eines Frequenzvervielfachers sollen zunächst einige Grundlagen erläutert werden. Ein Frequenzvervielfacher kann mit Hilfe eines beliebigen nichtlinearen Zweipols realisiert werden. Aufgrund der nichtlinearen Charakteristik des Bauelementes werden Oberwellen erzeugt. Abbildung 2.1 zeigt die schematische Darstellung eines Frequenzvervielfachers mit nichtlinearem Zweipol.

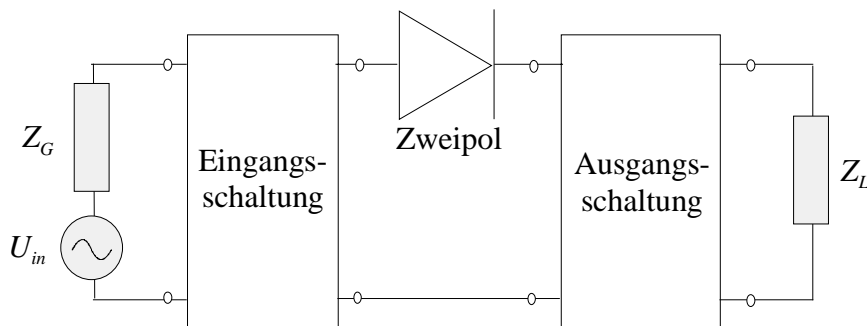


Abbildung 2.1: Schematische Darstellung eines Frequenzvervielfachers mit nichtlinearem Zweipol

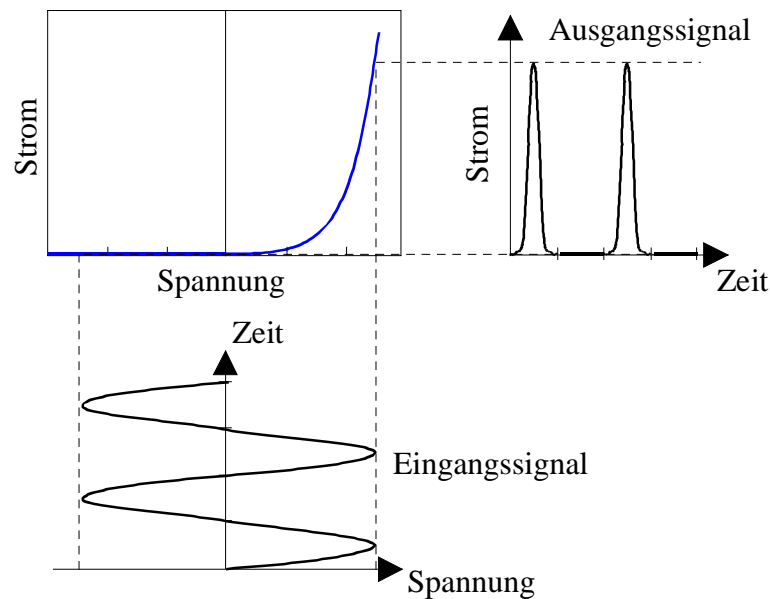


Abbildung 2.2: Prinzipielle Funktionsweise der Frequenzvervielfachung an einem Zweipol mit einer beliebigen nichtlinearen Kennlinie.

Der Zweipol ist in eine Schaltung eingebettet, die in Eingangs- und Ausgangsschaltung getrennt werden kann. Mit Hilfe einer Spannungsquelle kann ein Pumpsignal erzeugt werden. Dieses Pumpsignal wird durch den nichtlinearen Zweipol in Oberwellenleistung konvertiert und kann an die Last abgegeben werden.

Abbildung 2.2 zeigt die prinzipielle Funktionsweise der Frequenzvervielfachung. Die sinusförmige Spannung ruft aufgrund der nichtlinearen Kennlinie einen Strom hervor, der einen Oberwellengehalt aufweist [1]. Inwieweit das Pumpsignal von der Grundwelle in die Oberwellen konvertiert wird, hängt von der Form der Kennlinie, den Verlusten im Bauelement (Serienwiderstand) und der Amplitude, mit welcher der Zweipol angesteuert wird, ab. Außerdem spielen zusätzlich Schaltungsverluste und Fehlanpassung der Impedanzen eine wesentliche Rolle, durch welche ein nicht unerheblicher Teil der Pumpleistung verloren geht.

2.1 Frequenzvervielfachung mit allgemeiner Nichtlinearität

Man unterscheidet zwischen zwei Formen der Frequenzvervielfachung. Zum einen die resistive Vervielfachung, bei welcher ein nichtlinearer Widerstand zur Erzeugung von Oberwellen ausgenutzt wird, und zum anderen die reaktive Vervielfachung, die durch eine nichtlineare Reaktanz (im Rahmen dieser Arbeit eine Kapazität) erzielt wird [1].

Bei der Vervielfachung über eine ideale resistive Nichtlinearität gilt für ein harmonisches Pumpsignal die Leistungsbeziehung nach Pantell und Page.

$$\sum_{n=1}^{\infty} n^2 P_n \geq 0 \quad (2.1)$$

Daraus ergibt sich ein maximal erreichbarer Wirkungsgrad η bei der n-ten Harmonischen von:

$$\eta = \frac{1}{n^2} \quad (2.2)$$

[18][19][20]. Dieser Zusammenhang stellt für resistive Frequenzvervielfacher eine Begrenzung des Wirkungsgrades und der Ausgangsleistung dar. Insbesondere für höhere Harmonische lassen sich nur kleine Wirkungsgrade erzielen. [1][18].

Die Frequenzvervielfachung mit einer idealen nichtlinearen Reaktanz läßt einen Wirkungsgrad bis 100 % zu. Dies ergibt sich aus dem Satz der Leistungserhaltung nach Manley und Rowe[18]:

$$\sum_{n=1}^{\infty} P_n = 0 \quad (2.3)$$

Eine ideale nichtlineare Reaktanz verbraucht keine Leistung, wodurch die komplette Pumpleistung in die Harmonischen umgesetzt wird. In der Praxis wird jedoch ein nicht unwesentlicher Teil der Leistung durch den Serienwiderstand des Bauelementes und in den Verlusten der Schaltung verbraucht. Daher sind ein niedriger Serienwiderstand und eine verlustarme Schaltung entscheidend für einen hohen Wirkungsgrad.

Nichtlineare Reaktanzen gelten außerdem als sehr rauscharm, was für viele Anwendungen (Lokaloszillator für Radaranwendung, phasenmodulierte Kommunikationssysteme) ein entscheidender Vorteil ist. Die einzige Rauschquelle ist durch thermisches Rauschen im Serienwiderstand und durch Schaltungsverluste gegeben [18].

Unerwünschte Harmonische müssen durch die Schaltung so abgeschlossen werden, daß keine reelle Leistung abgegeben werden kann. Dies wird durch einen rein reaktiven Abschluß bei jeder dieser Harmonischen bewerkstelligt. Gelingt es, reelle Leistung nur bei der Eingangs- und gewünschten Ausgangsfrequenz zu erlauben, so können für Frequenzvervielfacher höchst mögliche Konversionswirkungsgrade erzielt werden. In der Praxis läßt sich ein rein reaktiver Abschluß jedoch nicht ohne weiteres verwirklichen, da der Serienwiderstand des Bauelementes stets in Reihe zur Reaktanz liegt und somit bei allen Harmonischen einen Teil der Leistung verbraucht. Üblicherweise werden diese Abschlüsse mit Hilfe von Kurzschlußresonatoren realisiert. Diese Kurzschlüsse werden Blind- oder Idler-Kreise genannt [1][18].

2.2 Frequenzvervielfachung mit symmetrischer Nichtlinearität

Frequenzvervielfacher mit symmetrischen Bauelementen zeigen zwei wesentliche Vorteile. Zum einen wird Leistung nur bei ungeraden Harmonischen erzeugt, wodurch bei einer Frequenzverdreifachung für die geraden Harmonischen keine Blindkreise benötigt werden. Die ungeraden Harmonischen oberhalb der 2. Oberwelle weisen bei richtiger Schaltungsdimensionierung nur geringe Leistung auf, wodurch ebenfalls Blindkreise überflüssig werden. Ferner ergibt sich der Arbeitspunkt im spannungslosen Zustand, weshalb auf einen Vorspannungskreis verzichtet werden kann [21]. Diese Eigenschaften führen zu einer Vereinfachung der Verdreifacherschaltung und erlauben somit eine genaue Berechnung der

Schaltungsimpedanzen, die für die monolithische Integration des Bauelementes von Bedeutung sind.

In der Praxis besteht der Varaktor nicht, wie im Idealfall, nur aus einer nichtlinearen Kapazität, sondern es treten Leckströme durch das Bauelement auf. Diese Leckströme wirken als resistive Ströme und begrenzen zunehmend den Konversionswirkungsgrad des Verdreifachers. Abbildung 2.3 zeigt die prinzipielle Funktionsweise eines Frequenzverdreifachers mit einem symmetrischen Bauelement. Ausgehend von der nichtlinearen Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie und der Strom-Spannungs-Charakteristik aus Abbildung 2.3, soll der Einfluß der Größen wie maximale und minimale Kapazität, sowie des Serienwiderstands R_S gezeigt werden. Die maximale Kapazität C_{\max} ergibt sich im spannungslosen Zustand, während sich die minimale bei maximaler Spannungssteuerung U_{\max} einstellt (siehe Abbildung 2.3).

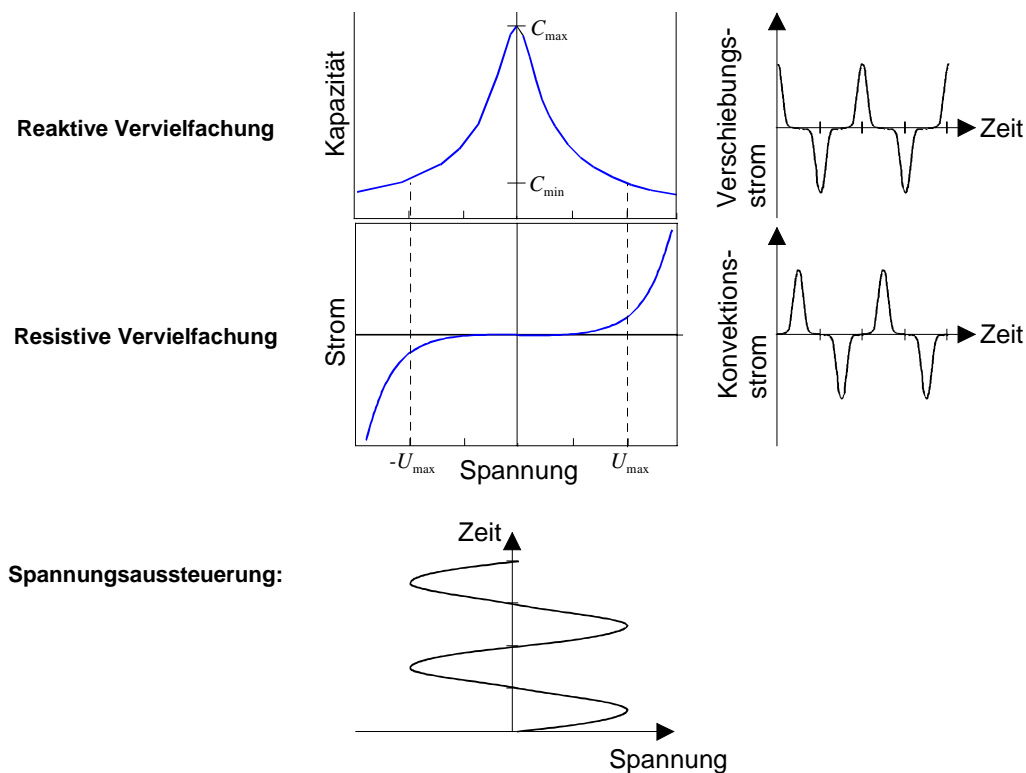


Abbildung 2.3: Prinzipielle Funktionsweise der Frequenzvervielfachung an einem nichtlinearen Zweipol mit symmetrischer Kennlinie

Bei der folgenden Betrachtung werden nur die reaktiven Ströme berücksichtigt, während die resistiven Ströme lediglich als Begrenzung zur Festlegung der maximalen Aussteuerung dienen

[42]. Die nichtlineare Reaktanz wird über eine approximierete kubische Ladungsabhängigkeit beschrieben:

$$U = \frac{1}{C_{\max}}(Q + AQ^3) + R_S \dot{Q} \quad (\text{Gl. 2.4})$$

Mit Hilfe der folgenden Normierungen,

$$u = UC_{\max} \sqrt{A}; \quad q = Q\sqrt{A}; \quad r = R_S C_{\max} \quad (\text{Gl. 2.5})$$

läßt sich Gleichung 2.4 umschreiben:

$$u = q + q^3 + r \dot{q} \quad (\text{Gl. 2.6})$$

Die Kapazität ergibt sich unter der Annahme $\dot{Q} = 0$ zu:

$$C(q) = \frac{1}{\frac{dU}{dQ}} = \frac{C_{\max}}{1 + 3q^2} \quad (\text{Gl. 2.7})$$

Geht man von einer periodischen Ladungsausteuerng mit der Amplitude $q_{1,3}$ und der Phase $\varphi_{1,3}$ bei der Grund- und 2. Oberwelle aus,

$$q(t) = q_1 \cos(\omega \cdot t + \varphi_1) + q_3 \cos(3\omega \cdot t + \varphi_3) \quad (\text{Gl. 2.8})$$

so ergibt sich folgende Spannung:

$$\begin{aligned} u(t) &= (q_1 + \frac{3}{4}q_1^3 + \frac{3}{2}q_1q_3^2) \cos(\omega \cdot t + \varphi_1) - r\omega \cdot q_1 \sin(\omega \cdot t + \varphi_1) \\ &+ \frac{3}{4}q_1^2q_3 \cos(\omega \cdot t + \varphi_3 - 2\varphi_1) \\ &+ (q_3 + \frac{3}{2}q_1^2q_3 + \frac{3}{4}q_3^3) \cos(3\omega \cdot t + \varphi_3) - 3r\omega \cdot q_3 \sin(3\omega \cdot t + \varphi_3) \\ &+ \frac{1}{4}q_1^3 \cos(3\omega \cdot t + 3\varphi_1) \\ &+ \text{Terme höherer Ordnung } (5\omega, 7\omega, 9\omega, \dots) \end{aligned} \quad (\text{Gl. 2.9})$$

Die Spannung setzt sich jeweils bei der Grund- und der Oberwelle aus den Anteilen der nichtlinearen Kapazität, der ohmschen Verluste und einem Mischglied zusammen. Bei der

Oberwelle läßt sich das Mischprodukt als eine eingeprägte Spannungsquelle interpretieren. Die Terme höherer Ordnung sind für diese Betrachtung nicht von Bedeutung, da sie über eine sehr viel kleinere Amplitude verfügen. Durch Darstellung in komplexer Schreibweise folgt:

$$\tilde{q}_1 = q_1 e^{j\varphi_1}; \quad \tilde{q}_3 = q_3 e^{j\varphi_3} \quad (\text{Gl. 2.10})$$

Damit ergeben sich die komplexen Spannungskomponenten $\tilde{u}_{1,3}$ für Grund- und Oberwelle.

$$\tilde{u}_1 = \tilde{q}_1 \left(1 + j\omega \cdot r + \frac{3}{4}|q_1|^2 + \frac{3}{2}|q_3|^2 + \frac{3}{4}\tilde{q}_1 \tilde{q}_3 \right) \quad (\text{Gl. 2.11})$$

$$\tilde{u}_3 = \tilde{q}_3 \left(1 + 3j\omega \cdot r + \frac{3}{2}|q_1|^2 + \frac{3}{4}|q_3|^2 \right) + \frac{1}{4}\tilde{q}_1^3 \quad (\text{Gl. 2.12})$$

Die Grundwellenleistung P_1 läßt sich berechnen durch:

$$\begin{aligned} P_1 &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\tilde{u}_1 \tilde{i}_1^* \} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\tilde{u}_1 (-j\omega \cdot \tilde{q}_1^*) \} \\ &= \frac{1}{2} \omega^2 r q_1^2 + \frac{3}{8} \omega \cdot q_1^3 q_3 \sin(\varphi_3 - 3\varphi_1) \end{aligned} \quad (\text{Gl. 2.13})$$

Entsprechend ergibt sich die Oberwellenleistung P_3 .

$$\begin{aligned} P_3 &= \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\tilde{u}_3 \tilde{i}_3^* \} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}\{\tilde{u}_3 (-3j\omega \cdot \tilde{q}_3^*) \} \\ &= \frac{9}{2} \omega^2 r q_3^2 - \frac{3}{8} \omega \cdot q_1^3 q_3 \sin(\varphi_3 - 3\varphi_1) \end{aligned} \quad (\text{Gl. 2.14})$$

Aus Gleichungen 2.13 und 2.14 kann man erkennen, daß am Serienwiderstand sowohl bei der Grund- als auch bei der Oberwelle Leistung verbraucht wird. Das negative Vorzeichen bei der Oberwelle zeigt, daß Leistung von dem Bauelement abgegeben wird.

Der Konversionswirkungsgrad η eines solchen Bauelementes wird folgendermaßen definiert:

$$\eta \equiv \frac{-P_3}{P_1} \quad (\text{Gl. 2.15})$$

Damit läßt sich der Wirkungsgrad über die Leistungen berechnen ($\Delta\varphi = \varphi_3 - 3\varphi_1$).

$$\eta = \frac{1 - 12 \frac{\omega \cdot r}{\sin(\Delta\varphi)} \frac{q_3}{q_1^3}}{1 + \frac{4}{3} \frac{\omega \cdot r}{\sin(\Delta\varphi)} \frac{1}{q_1 q_3}} \quad (\text{Gl. 2.16})$$

Aus Gleichung 2.16 läßt sich entnehmen, daß für maximalen Wirkungsgrad die Grundwellenamplitude q_1 möglichst groß gewählt werden muß. Begrenzt wird diese jedoch durch die maximale Ladungsaussteuerung ($q_1 = q_{\max}$). Die Oberwellenamplitude q_3 hingegen zeigt ein Maximum, das wiederum von der Grundwellenamplitude abhängt.

Der Wirkungsgrad läßt sich durch Verwendung einer Hilfsgröße τ weiter umformen.

$$\tau = \frac{2}{3} \frac{\pi \cdot r}{q_{\max}^2 \sin(\Delta\varphi)} \quad (\text{Gl. 2.17})$$

$$\eta = \frac{1 - 36 f \tau \left(\frac{q_{\max}}{q_1} \right)^2 \frac{q_3}{q_1}}{1 + 4 f \tau \left(\frac{q_{\max}}{q_1} \right)^2 \frac{q_1}{q_3}} \quad (\text{Gl. 2.18})$$

Ein hoher Wirkungsgrad wird durch ein möglichst kleines τ erzielt. Dazu muß $\sin(\Delta\varphi) = 1$ gewählt werden. Aus Gleichung 2.17 und der Kapazitätscharakteristik aus Gleichung 2.7 mit $C(q_{\max}) = C_{\min}$ läßt sich τ weiter umformen und es ergibt sich die Grenzfrequenz f_{\max} , wie sie in der Literatur für Frequenzverdreifacher mit symmetrischem Bauelement verwendet wird.

$$\tau = \frac{2\pi \cdot R_S C_{\min}}{1 - \frac{C_{\min}}{C_{\max}}} = \frac{1}{f_{\max}} \quad (\text{Gl. 2.19})$$

Eine hohe Grenzfrequenz läßt sich erreichen, indem der Serienwiderstand und die minimale Kapazität möglichst minimiert werden und der Hub zwischen der maximalen und der minimalen Kapazität möglichst groß gewählt wird. Diese Größen lassen sich durch eine Strukturoptimierung einstellen, die in Kapitel 3 durchgeführt wird.

2.3 Integration von Oszillator und Frequenzverdreifacher

Die kompakte Schaltung von integrierten Frequenzverdreifachern mit symmetrischen Varaktorstrukturen bietet einige Möglichkeiten bezüglich der Integration mit zusätzlichen

elektronischen Komponenten. So könnte in weiterführenden Arbeiten die Aussteuerung von Frequenzverdreifacher mit Hilfe von Leistungsquellen, wie monolithisch integrierte Grundwellenoszillatoren oder Transistoren, untersucht werden. W. Bogner stellte 1994 in seiner Promotionsarbeit einen Grundwellenoszillator mit integrierter Laufzeitdiode auf GaAs-Substrat vor [22]. Sowohl für diese Grundwellenoszillatoren als auch für Transistoren ergibt sich eine wesentliche Einschränkung bezüglich der Ausgangsleistung, die dem Frequenzverdreifacher als Pumpleistung zur Verfügung gestellt wird. Grundwellenoszillatoren bei 70 GHz, wie sie von W. Bogner vorgestellt wurden, erreichen Ausgangsleistungen bis etwa 70 mW [22]. Entsprechend wird im Rahmen dieser Arbeit der Frequenzverdreifacher auf eine maximale Pumpleistung von 70 mW optimiert.

Werden mit einem solchen System aus Grundwellenoszillator und Frequenzverdreifacher höhere Ausgangsleistungen angestrebt, so läßt sich dies durch eine Parallelschaltung mehrerer Einzelsysteme mit Leistungsaddition am Ausgang bewerkstelligen. Abbildung 2.4 zeigt schematisch ein solches System. Die Pumpleistung wird jeweils durch phasensynchronisierte Grundwellenoszillatoren erzeugt, in dem Varaktor vervielfacht und anschließend in der Ausgangsschaltung addiert.

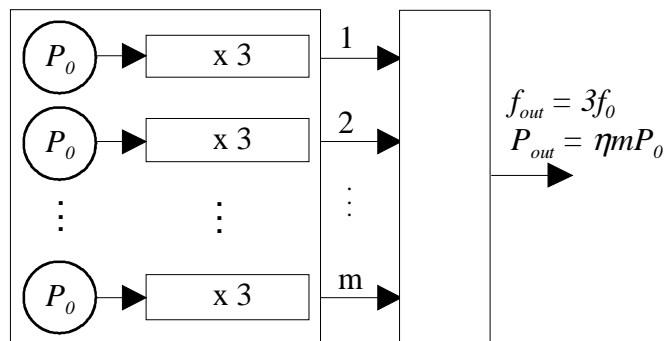


Abbildung 2.4: Schematische Darstellung von Grundwellenoszillatoren mit integrierten Frequenzverdreifachern und Leistungsaddition am Ausgang

Der Grundwellenoszillator ebenso wie der Frequenzverdreifacher können in Streifenleitungstechnik entworfen werden. Die Leistungsaddition am Ausgang erfolgt über ein Hohlleitersystem, das durch die Symmetrie keine Phasenverschiebungen verursacht. Im Rahmen

dieser Arbeit wurden einige theoretische Untersuchungen bezüglich der Leistungsaddition vorgenommen [23].

3 Nichtlineares Bauelement

In herkömmlichen reaktiven Frequenzverdreifachern mit Ausgangssignalen oberhalb von 200 GHz haben sich Schottky-Dioden bewährt [24]. Allerdings hat der von E. Kollberg und A. Rydberg 1989 vorgeschlagene Heterobarrierenvaraktor (HBV) mit seiner symmetrischen Struktur für Frequenzverdreifacher bzw. -verfünffacher großes Interesse geweckt [25]. Dieser Varaktor wird im Rahmen dieser Arbeit untersucht, indem ein Modell zur Beschreibung des Bauelementes entwickelt wird, und für den Einsatz in Frequenzverdreifachern oberhalb von 200 GHz optimiert. Aus dem symmetrischen Strukturaufbau des Heterobarrierenvaraktors ergeben sich eine punktsymmetrische Strom-Spannungs- und eine achsensymmetrische Kapazitäts-Spannungscharakteristik. Dies führt zu den zwei wesentlichen Vorteilen gegenüber einer einfachen Schottky-Diode [26][27]:

- Es werden nur ungerade Harmonische erzeugt. Für einen Frequenzverdreifacher werden somit keine Blindkreise zur Unterdrückung der 2ten und 4ten Harmonischen benötigt.
- Der HBV wird ohne Vorspannung ($U = 0V$) betrieben. Somit muß beim Entwurf der Verdreifacherschaltung kein Vorspannungskreis vorgesehen werden.

Diese Vorteile sind insbesondere für den Entwurf einer Frequenzverdreifacherschaltung mit monolithisch integriertem Varaktor von Bedeutung, da eine kompakte Schaltung und somit eine hohe Reproduzierbarkeit erreicht werden kann.

Die charakteristischen Kennlinien eines typischen HBV sind in Abbildung 3.1 qualitativ dargestellt. Abbildung 3.1a zeigt die zum Nullpunkt punktsymmetrische Strom-Spannungskennlinie und Abbildung 3.1b die achsensymmetrische Kapazitäts-Spannungskennlinie. Ein Maß für die Güte des HBV beim Einsatz als Frequenzverdreifacher sind zum einen möglichst niedrige Leckströme durch das Bauelement und zum anderen ein hoher Kapazitätshub zwischen maximaler und minimaler Kapazität [28]. Die maximale Kapazität stellt sich für den spannungslosen Zustand ein. Mit zunehmender Spannung wird die Kapazität kleiner und erreicht schließlich bei maximaler Spannungsaussteuerung ihren minimalen Wert. Die maximale Spannungsaussteuerung ergibt sich aus der Höhe der Leckströme durch die Barriere, die im weiteren Verlauf der Arbeit näher erläutert werden.

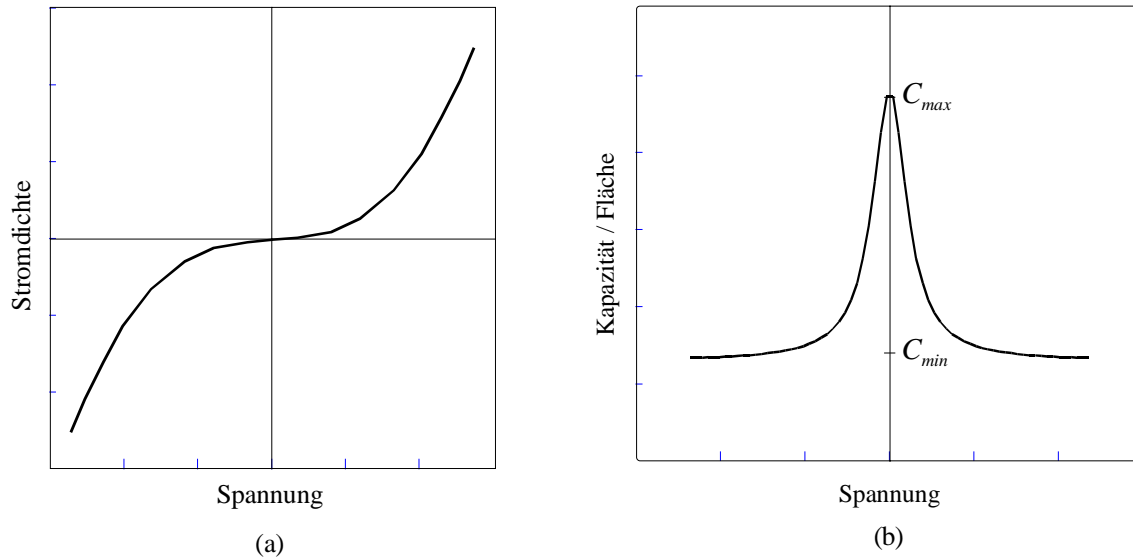


Abbildung 3.1: a) Stromdichte-Spannungskennlinie; b) Kapazitäts pro Fläche-Spannungskennlinie eines typischen Heterobarrierenvaraktors

3.1 Aufbau des Heterobarrierenvaraktors

Der Aufbau eines HBV, wie er in der Literatur vorgeschlagen wurde, ist in Abbildung 3.2. dargestellt [14]. Die mittlere Schicht besteht aus $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ und dient als Barriere, die den Stromfluß durch das Bauelement verhindern soll. Auf beiden Seiten befinden sich relativ niedrig dotierte Verarmungsschichten aus GaAs, in welchen durch Anlegen einer Spannung eine Ladungsträgerverschiebung erzeugt wird. Diese Ladungsträgerverschiebung führt zu einer Anreicherung der Ladungsträger auf der einen Seite der Barriere und zu einer Verarmung auf der anderen Seite. Somit entsteht eine spannungsgesteuerte Raumladungszone, die als spannungsabhängige Kapazität genutzt werden kann. An die beiden Verarmungsschichten grenzen jeweils hoch dotierte Kontaktschichten an.

Über die Strukturparameter wie Aluminiumgehalt x_{Al} und Breite der Heterobarriere w_{B} , sowie Dotierkonzentration N_{D} und Breite l_{N} der Verarmungsschichten, lassen sich die Strom-Spannungs- und die Kapazitäts-Spannungs-Charakteristiken beeinflussen und optimieren. Diese Größen legen zum einen den Leckstrom durch die Barriere und zum anderen den Kapazitätshub fest.

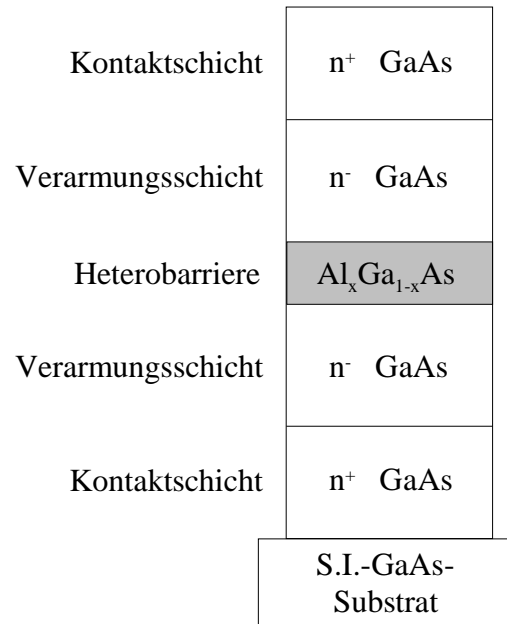


Abbildung 3.2: Schematischer Aufbau eines Heterobarrierenvaraktors

3.2 Berechnung der Strom-Spannungs- und Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik

Die Bestimmung der Stromdichte und der Kapazität erfolgt mit Hilfe eines Programmes, das im Rahmen zweier Diplomarbeiten entwickelt wurde [29][30]. Als Grundlage der Berechnung dienen die eindimensionalen, ortsabhängigen Verläufe von Leitungsband, Elektronendichte und Feldstärke. Zunächst sollen einige Ausgangsgleichungen erläutert werden.

3.2.1 Bestimmung der Feldverteilung im Heterobarrierenvaraktor

Die ortsabhängige Elektronendichte $n(x)$ wird unter Annahme einer parabolischen Zustandsdichte $N(W)$ und der Fermi-Dirac Verteilung $f(W)$ berechnet. Es wird die Fermi-Dirac Verteilung verwendet, da lokale Entartungen auftreten.

$$f(W) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{W - W_F}{k_B T}\right)} \quad (\text{Gl. 3.1})$$

W ist die Elektronenenergie, W_F die Fermienergie, k_B die Boltzmannkonstante und T die Temperatur. Durch Integration über alle Zustände erhält man die Elektronendichte.

$$\begin{aligned}
n(x) &= \int_0^{\infty} N(W) f(x, W) dW \\
&= 4\pi \frac{(2m_n^* k_B T)^{\frac{3}{2}}}{h^3} \int_0^{\infty} \frac{\sqrt{\frac{W - W_C}{k_B T}}}{1 + \exp\left(\frac{W - W_C}{k_B T} - \frac{W_C - W_F}{k_B T}\right)} d\left(\frac{W - W_C}{k_B T}\right) \\
&\equiv \frac{2}{\sqrt{\pi}} N_C F_{\frac{1}{2}}\left(\frac{W_C - W_F}{k_B T}\right)
\end{aligned} \tag{Gl. 3.2}$$

W_C ist die ortsabhängige Leitungsbandkante und m^* die effektive Masse. Das Fermi-Dirac Integral $F_{\frac{1}{2}}$ läßt sich über Näherungsformeln von Bednarczyk numerisch beschreiben [30].

$$F_{\frac{1}{2}} \approx \frac{\sqrt{\pi}}{2} \left(\frac{3}{4} \sqrt{\pi \cdot a}^{-\frac{3}{8}} \left(\frac{W_C - W_F}{k_B T} \right) + \exp\left(- \frac{W_C - W_F}{k_B T} \right) \right)^{-1} \tag{Gl. 3.3}$$

Die effektive Zustandsdichte N_C ergibt sich aus:

$$N_C = 2 \left(\frac{2\pi \cdot m_n^* k_B T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} \tag{Gl. 3.4}$$

Die Dichte der ionisierten Donatoren läßt sich mit Hilfe der Fermi-Dirac Verteilung und unter Berücksichtigung des Entartungsfaktors g für den Elektronenspin berechnen.

$$N_D^+(x) = N_D(x) \left(1 - \frac{1}{1 + g \exp(W_C - W_F - \Delta W_D)} \right) \tag{Gl. 3.5}$$

ΔW_D entspricht dem Abstand zwischen Donatorniveau und der Leitungsbandkante. Mit Hilfe der Dichte der ionisierten Donatoren und der Elektronendichte läßt sich die Raumladungsdichte ρ berechnen.

$$\rho(x) = q \left(N_D^+(x) - n(x) \right) \tag{Gl. 3.6}$$

q ist die Elementarladung. Der Verlauf der Leitungsbandkante $W_C(x)$ im homogenen Halbleiter ergibt sich schließlich durch Lösen der Poisson-Gleichung für das elektrische Potential $V(x)$ als Funktion der Raumladungsdichte $\rho(x)$ und der Dielektrizitätskonstanten ϵ :

$$\frac{d^2V(x)}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon}. \quad (\text{Gl. 3.7})$$

Der Zusammenhang zwischen dem ortsabhängigen Leitungsbandverlauf und dem elektrischem Potential $V(x)$ ist auf beiden Seiten der Barriere gegeben durch:

$$W_C = -qV(x) \quad (\text{Gl. 3.8})$$

Der Heteroübergang muß in Gleichung 3.8 durch Addition der Leitungsbanddiskontinuität berücksichtigt werden. Aus der negativen Ableitung des Potentials nach dem Ort läßt sich die elektrische Feldstärke $E(x)$ berechnen.

$$E(x) = -\frac{dV(x)}{dx} \quad (\text{Gl. 3.9})$$

Die elektrische Feldstärke und der Leitungsbandverlauf in der Heterobarriere werden durch die Stetigkeitsbedingungen der dielektrischen Verschiebung $D = \epsilon E$ berechnet.

$$E_{AlGaAs} = \frac{\epsilon_{GaAs}}{\epsilon_{AlGaAs}} E_{GaAs} \quad (\text{Gl. 3.10})$$

Weitere Details, insbesondere zur numerischen Vorgehensweise zur Berechnung des Leitungsbands, der elektrischen Feldstärke und der Ladungsträgerverteilung sind unter [30] zu finden.

Abbildung 3.3 zeigt die berechnete Elektronendichte, den Leitungsbandverlauf und die Feldstärke eines HBV nach Abbildung 3.2. Die Strukturparameter sind in der Bildunterschrift aufgelistet. Die durchgezogenen Kurven entsprechen dem spannungslosen Zustand und die gestrichelten Kurven einer angelegten Spannung von 3 V. Der Verlauf der Elektronendichte in Abbildung 3.3a zeigt bei der anliegenden Spannung von etwa 3 V eine deutliche Akkumulation der Ladungsträger links von der Barriere, während die Verarmungsschicht auf der rechten Seite von Ladungsträgern ausgeräumt ist. Wird eine kleinere Spannung angelegt, so ist die Verarmungszone nur teilweise von Ladungsträgern freigeräumt. In Abbildung 3.3b ist der Leitungsbandverlauf dargestellt. Die Leitungsbandsprünge in der Mitte der Kurven ergeben sich durch die Heteroübergänge zwischen den GaAs- und der AlGaAs-Schichten, die unterschiedliche Elektronenaffinitäten aufweisen. Dieser Sprung dient als Barriere für die Leitungselektronen.

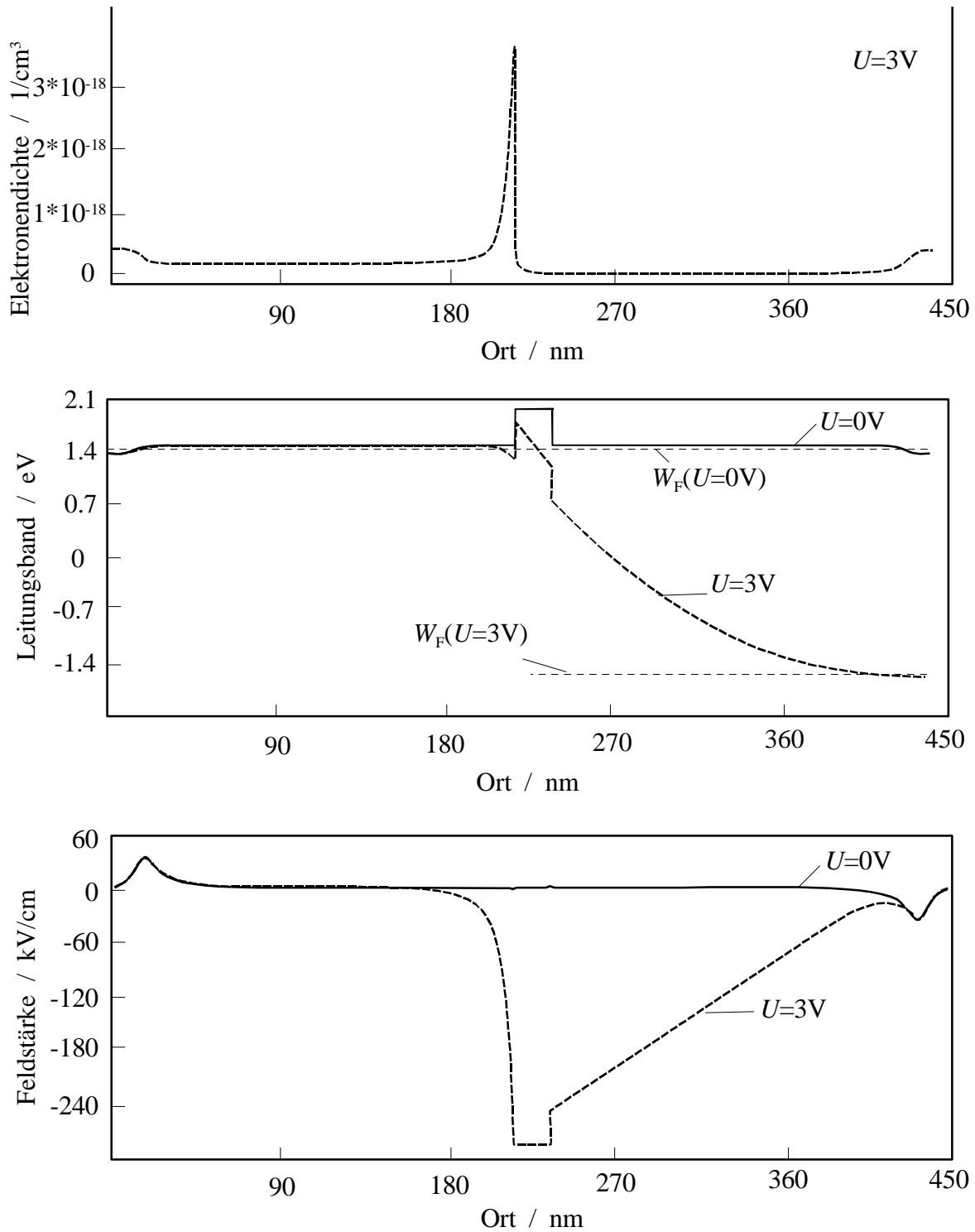


Abbildung 3.3: a) Ladungsträgerdichte b) Leitungsbandverlauf c) Feldstärke eines Heterobarrierenvaraktors nach Abbildung 3.2 ($N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $l_N = 200 \text{ nm}$, $w_B = 20 \text{ nm}$, $x_{\text{Al}} = 55 \%$) für den spannungslosen Zustand (durchgezogene Kurven) und für eine Spannung von $U=3 \text{ V}$ (gestrichelte Kurven)

Die Übergänge von den schwach dotierten Verarmungsschichten auf die stark dotierten Kontaktschichten erkennt man im spannungslosen Zustand am Abfall des Leitungsbandes unter das Fermi-niveau W_F .

Die elektrische Feldstärke in Abbildung 3.3c zeigt, daß ohne äußere Spannung sowohl die Barriere als auch der größte Teil der Verarmungsschichten feldfrei sind. Es entsteht lediglich im Bereich der Dotierungsübergänge ein elektrisches Feld, das vom Dotierungsgefälle der aneinander grenzenden Schichten abhängt. Durch Anlegen einer äußeren Spannung ändert sich der Verlauf des Leitungsbandes. Der Energieunterschied des Fermi-niveaus links und rechts der Barriere entspricht der angelegten Spannung (Abbildung 3.3b). Das Leitungsband im Bereich links der Barriere rutscht unter das Fermi-niveau, wodurch eine Ladungsträgerakkumulation entsteht. Rechts der Barriere entsteht eine Verarmungsschicht, die sich je nach anliegender Spannung einstellt und somit eine nichtlineare spannungsabhängige Kapazität bildet. Damit ein möglichst großer Kapazitätshub erzielt werden kann, muß die Verarmungsschicht so dimensioniert werden, daß bei maximaler Spannungsaussteuerung (in Abbildung 3.3: $U = 3V$) die entstehende Raumladungszone bis an die Kontaktschicht reicht. Wird die Verarmungsschicht größer gewählt, trägt der nicht ausgeräumte Bereich zusätzlich zum Bahnwiderstand bei. Innerhalb der Barriere bleibt die elektrische Feldstärke konstant, wobei ein Feldstärkesprung durch die unterschiedlichen Dielektrizitätskonstanten der beiden Materialien (GaAs, AlGaAs) entsteht, wie in Abbildung 3.3c zu sehen ist.

3.2.2 Strom-Feldstärke-Charakteristik

Die Konvektionsstromdichte J entspricht der Zahl der geladenen Teilchen pro Volumeneinheit Vol , die sich mit der Geschwindigkeit v in eine Richtung bewegen. Durch Aufsummieren über alle besetzten Zustände i , unter Berücksichtigung der Besetzungswahrscheinlichkeit $f(W)$ und des quantenmechanischen Transmissionsfaktors t , ergibt sich [30] :

$$J = \frac{q}{Vol} \sum_i f(W_i) v_i t_i \quad (\text{Gl. 3.11})$$

Die Besetzungswahrscheinlichkeit wird durch die Fermi-Dirac Verteilung beschrieben:

$$f(W) = \frac{1}{1 + \exp\left(\frac{W - W_F}{k_B T}\right)} \quad (\text{Gl. 3.12})$$

Ersetzt man die Summe durch ein Integral über alle Zustände im k -Raum und geht man von der Annahme einer parabolischen Zustandsdichte aus, so ergibt sich mit der Gruppengeschwindigkeit v_x in x -Richtung

$$v_x = \frac{1}{\hbar} \frac{\partial \cdot W}{\partial k} \quad (\text{Gl. 3.13})$$

die Stromdichte

$$J = \frac{qm^* k_B T}{2\pi^2 \hbar^3} \int_0^\infty t(W_x) S(W_x) dW_x \quad (\text{Gl. 3.14})$$

mit der Elektronenverteilung $S(W_x)$. Bei der Berechnung werden nur Ladungsträger, die eine Geschwindigkeitskomponente senkrecht zur Barriere (x -Richtung) aufweisen, berücksichtigt.

$$S(W_x) = \ln \left(\frac{1 + \exp\left(\frac{W_F - W_x}{k_B T}\right)}{1 + \exp\left(\frac{W_F - W_x - eU}{k_B T}\right)} \right) \quad (\text{Gl. 3.15})$$

Der Transmissionsfaktor $t(W_x)$ gibt die Wahrscheinlichkeit an, mit welcher ein Elektron mit einer bestimmten Energie W_x die Barriere überwinden kann. Der Betrag des Transmissionskoeffizienten hängt im wesentlichen von der Höhe und der Breite der Barriere ab. Maximale Transmission ($t=1$) wird für Elektronen erreicht, die eine Energie besitzen, die deutlich größer als die Barriere ist.

Der Transmissionsfaktor berücksichtigt sowohl Tunnelmechanismen durch die Barriere, als auch thermionische Emission über die Barriere. Abbildung 3.4 zeigt schematisch den Verlauf der Leitungsbandkante mit der feldabhängigen Potentialstufe, die von den Elektronen mit der entsprechenden Wahrscheinlichkeit überwunden werden kann.

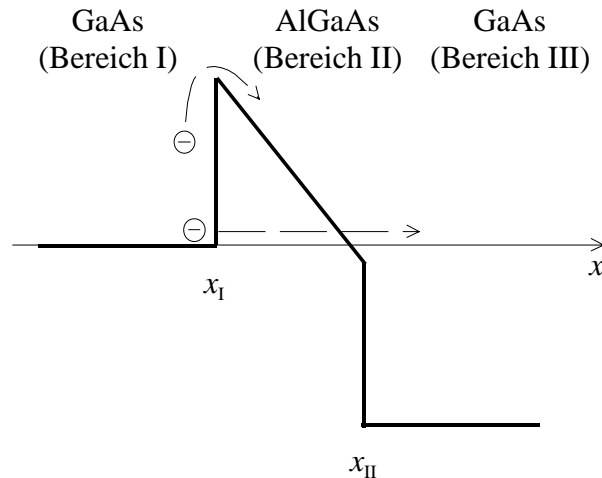


Abbildung 3.4: Schematische Darstellung der Leitungsbandkante im Bereich der Heterobarriere

Die Berechnung erfolgt über die Wellenfunktion der Elektronen durch Lösen der eindimensionalen zeitunabhängigen Schrödingergleichung [30][55].

$$\frac{d^2}{dx^2} \Psi(x) + \frac{2m^*}{\hbar^2} (W - V(x)) \Psi(x) = 0 \quad (\text{Gl. 3.16})$$

mit: $\Psi(x)$ Wellenfunktion

$V(x)$ ortsabhängiges Potential (Leitungsbandverlauf)

Die Heterostruktur wird in drei Bereiche eingeteilt (Abbildung 3.4):

- Bereich I: GaAs-Schicht links der Barriere
- Bereich II: $\text{Al}_x\text{Ga}_{1-x}\text{As}$ Barriere
- Bereich III: GaAs-Schicht rechts der Barriere

Im Bereich links und rechts der Barriere ist das Potential konstant. Hieraus ergeben sich die Lösungsfunktionen der Schrödingergleichung als ebene Wellen in der Form:

$$\Psi(x) = a_1 \exp(jk_1 x) + a_2 \exp(-jk_1 x) \quad (\text{Gl. 3.17})$$

mit dem Wellenvektor in Bereich I: $k_1 = \sqrt{\frac{2m_1^* W}{\hbar^2}}$ für $V(x)=0$ und den komplexen Amplituden

für die hin- und rücklaufenden Wellen, a_1, a_2 .

Im Bereich der Barriere ist das Potential $V(x) = q E x - \Delta W_c$ ortsabhängig. In diesem Fall lautet die Schrödingergleichung:

$$\frac{d^2 \Psi(z)}{dx^2} - z \Psi(z) = 0 \quad (\text{Gl. 3.18})$$

mit der Koordinatentransformation $z = \gamma(x - x_0)$. Der Streckungsfaktor γ ergibt sich aus:

$$\gamma = -\left(\frac{2m_2^* q E}{\hbar^2}\right) \quad (\text{Gl. 3.19})$$

Die Lösungsfunktion läßt sich aus Linearkombinationen der Airy-Funktionen angeben:

$$\Psi(x) = b_1 Bi(z) + j b_2 Ai(z) \quad (\text{Gl. 3.20})$$

Die Stetigkeitsbedingungen für die Potentialsprünge werden mit Hilfe von Matrizengleichungen formuliert. Der Übergang von Bereich I nach Bereich II am Ort x_1 lautet:

$$\begin{pmatrix} \exp(jk_1 x_1) & \exp(-jk_1 x_1) \\ \frac{jk_1}{m_1^*} \exp(jk_1 x_1) & -\frac{jk_1}{m_1^*} \exp(-jk_1 x_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Ai(z_1) & Bi(z_1) \\ \frac{\gamma}{m_2^*} Ai'(z_1) & \frac{\gamma}{m_2^*} Bi'(z_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 3.21})$$

Die obere Zeile der Matrizen stellt die hin- und rücklaufende Wellenfunktion dar, die untere Zeile deren Ableitungen. Mit diesen Gleichungen wird die Stetigkeit am Übergang der beiden Bereiche sowohl der Wellenfunktion als auch deren Ableitung gewährleistet.

Durch Umformen erhält man die Transfermatrix zwischen Bereich I und Bereich II.

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = M_{12} \begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 3.22})$$

Die Transfermatrix zwischen den Bereichen II und III ergibt sich in analoger Weise. Faßt man beide Transfermatrizen zusammen, so ergibt sich:

$$\begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} = M_{12} M_{23} \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix} := T \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \end{pmatrix} \quad (\text{Gl. 3.23})$$

mit c_1 und c_2 als komplexe Amplituden im Bereich III. T stellt das Produkt aus M_{12} und M_{23} dar. Der Transmissionsfaktor t errechnet sich, unter der Annahme, daß im Unendlichen nichts

reflektiert wird ($c_2 = 0$), aus dem Verhältnis zwischen transmittierter und einlaufender Wahrscheinlichkeitsstromdichte.

$$t := \frac{J_{W,trans}}{J_{W,ein}} \quad (\text{Gl. 3.24})$$

Die transmittierte Wahrscheinlichkeitsstromdichte lautet:

$$J_{W,trans} = \frac{\hbar k_3}{m_3^*} |c_1|^2 \quad (\text{Gl. 3.25})$$

und die einfallende Wahrscheinlichkeitsstromdichte:

$$J_{W,ein} = \frac{\hbar k}{m_1^*} |a_1|^2 \quad (\text{Gl. 3.26})$$

Schließlich erhält man den Transmissionsfaktor:

$$t = \frac{k_3 m_1^* |c_1|^2}{k_1 m_1^* |a_1|^2} = \frac{k_3 m_1^*}{k_1 m_3^*} |T_{11}|^{-2} \quad (\text{Gl. 3.27})$$

Es wird folglich das erste Matrixelement T_{11} benötigt. Die effektiven Massen links und rechts der Barriere werden als gleich angenommen, da die Elektronen sich jeweils im Γ -Punkt aufhalten ($m_1^* = m_3^*$). Die Wellenvektoren errechnen sich aus:

$$k_1 = \sqrt{\frac{2m_1^* W}{\hbar^2}} \quad (\text{Gl. 3.28})$$

$$k_3 = \sqrt{\frac{2m_3^* (W + qE(x_{II} - x_I))}{\hbar^2}} \quad (\text{Gl. 3.29})$$

Für den Wellenvektor im Bereich III wird zusätzlich die durchlaufene Potentialdifferenz berücksichtigt.

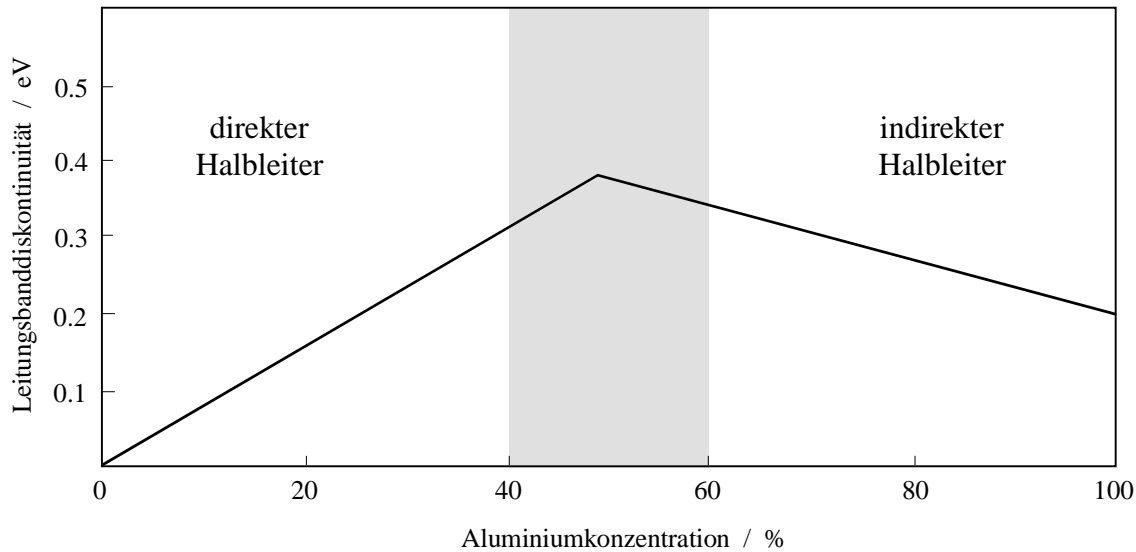


Abbildung 3.5: Leitungsbanddiskontinuität des Heteroüberganges in Abhängigkeit von der Aluminiumkonzentration

Eine entscheidende Größe für den Transmissionsfaktor und somit für die Stromdichte durch das Bauelement ist die Aluminiumkonzentration in der Heterobarriere. Bei einer Aluminiumkonzentration kleiner 45 % liegt ein direkter Halbleiter vor, während es sich bei Konzentrationen größer 45 % um einen indirekten Halbleiter handelt. In diesem Fall wird das Seitental (X-Tal) für den Ladungstransport ausschlaggebend.

Dieser Übergang von direktem zu indirektem Halbleiter wirkt sich auf die effektive Höhe der Barriere aus. Abbildung 3.5 zeigt die effektive Barrierenhöhe in Abhängigkeit von der Aluminiumkonzentration. Die größte effektive Barrierenhöhe ergibt sich für eine Aluminiumkonzentration zwischen 40 und 60 %. Für diese Konzentrationen ist somit die geringste Stromdichte durch das Bauelement zu erwarten. Genauere Untersuchungen zur Höhe der Barrierenhöhe können unter [30] nachgelesen werden.

3.2.3 Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik

Die effektive Wechsellspannungskapazität C , die für die meßtechnische Charakterisierung von Bedeutung ist, ergibt sich aus der Änderung der Ladung Q mit der Spannung U [30]:

$$C = \frac{dQ}{dU} \quad (\text{Gl. 3.30})$$

Als Ausgangspunkt dient die bereits berechnete spannungsabhängige Feldstärke. Mit Hilfe des Gaußschen Satzes läßt sich die in einem Volumen (Verarmungsschicht) eingeschlossene Ladung Q durch das Integral über die Hüllfläche H bestimmen. Da im Bereich der Kontaktschicht die dielektrische Verschiebung D nahezu null ist, liefert nur die an der Barriere angrenzende Fläche, einen Beitrag für die Ladung.

$$Q = \oint_H \vec{D} \cdot d\vec{A} \quad (\text{Gl. 3.31})$$

Die dielektrische Verschiebung D läßt sich bei eindimensionaler Betrachtung folgendermaßen in die elektrische Feldstärke E umrechnen:

$$D = \varepsilon \cdot E \quad (\text{Gl. 3.32})$$

Damit ergibt sich allgemein mit der Dielektrizitätskonstanten ε und der Fläche A folgender Zusammenhang für die Wechselspannungskapazität:

$$C = \varepsilon \cdot A \frac{dE}{dU} \quad (\text{Gl. 3.33})$$

Zur Berechnung wird die elektrische Feldstärke im Bereich der Barriere gewählt, da nur in diesem Bereich auch bei kleinen Spannungen die volle Feldstärkeänderung erzielt wird.

3.3 Optimierung der HBV-Struktur für den Einsatz als Frequenzverdreifacher

Für den Einsatz eines HBV als Frequenzverdreifacher wird die Grenzfrequenz f_{\max} , wie sie bereits in Kapitel 2 eingeführt wurde, als übliche Kenngröße verwendet, um Varaktoren untereinander vergleichen zu können. Insbesondere läßt sich damit abschätzen, bis in welchen Frequenzbereich das Bauelement sinnvoll eingesetzt werden kann [15].

$$f_{\max} = \frac{1 - \frac{C_{\min}}{C_{\max}}}{2\pi \cdot R_S C_{\min}} \quad (\text{Gl. 3.34})$$

Entscheidend sind hierfür die minimale Kapazität C_{\min} , die maximale Kapazität C_{\max} und der Serienwiderstand R_S . Die Kapazitäten werden durch die Varaktorstruktur vorgegeben und lassen sich aus der Kapazitäts-Spannungs-Kennlinie entnehmen. Der Serienwiderstand R_S setzt sich aus

dem Kontaktwiderstand und dem Bahnwiderstand zusammen. Eine möglichst hohe Grenzfrequenz wird für einen kleinen Wert für C_{\min} , ein großes Verhältnis C_{\max}/C_{\min} und einen kleinen Serienwiderstand erreicht. Diese Größen lassen sich durch geeignete Wahl der Strukturparameter, wie Dotierung und Länge der einzelnen Schichten beeinflussen und optimieren [31].

Eine wichtige Größe ist dabei die maximale Spannung, mit der das Bauelement angesteuert werden kann. Diese ergibt sich aus den Leckströmen durch die Barriere, die als resistive Ströme wirken und somit den Wirkungsgrad zunehmend begrenzen. Wie im weiteren Verlauf der Arbeit gezeigt wird, wird die maximale Aussteuerung bis zu Leckstromdichten von etwa 1 kA/cm^2 erreicht. Mit Hilfe dieses Wertes wird die maximale Spannungsaussteuerung der Bauelemente festgelegt und somit ein Vergleich zwischen den einzelnen Strukturen ermöglicht. Die Leckströme und somit der Konvektionsstrom im Bauelement lassen sich durch die Höhe und Breite der Barriere und die Dotierung in der Verarmungsschicht beeinflussen.

3.3.1 Bestimmung der Parameter für die Heterobarriere

In Abbildung 3.5 wurde die Leitungsbanddiskontinuität als Funktion des Aluminiumgehalts in der AlGaAs-Barriere gezeigt. Diese entspricht der effektiven Höhe der Barriere und bestimmt somit den Strom durch das Bauelement. Abbildung 3.6 zeigt die Stromdichte-Spannungskennlinien der HBV mit unterschiedlicher Aluminiumkonzentration in der Barriere und die entsprechende maximale Spannungsaussteuerung bei 1 kA/cm^2 . Für eine Barrierenweite von 20 nm ergibt sich die höchste Aussteuerung mit einem Aluminiumgehalt zwischen 50 % und 60 %.

Berechnungen bezüglich der Barrierenweite zeigen, daß sich mit Barrierenweiten größer als 20 nm die maximale Spannungsaussteuerung nicht wesentlich erhöht.

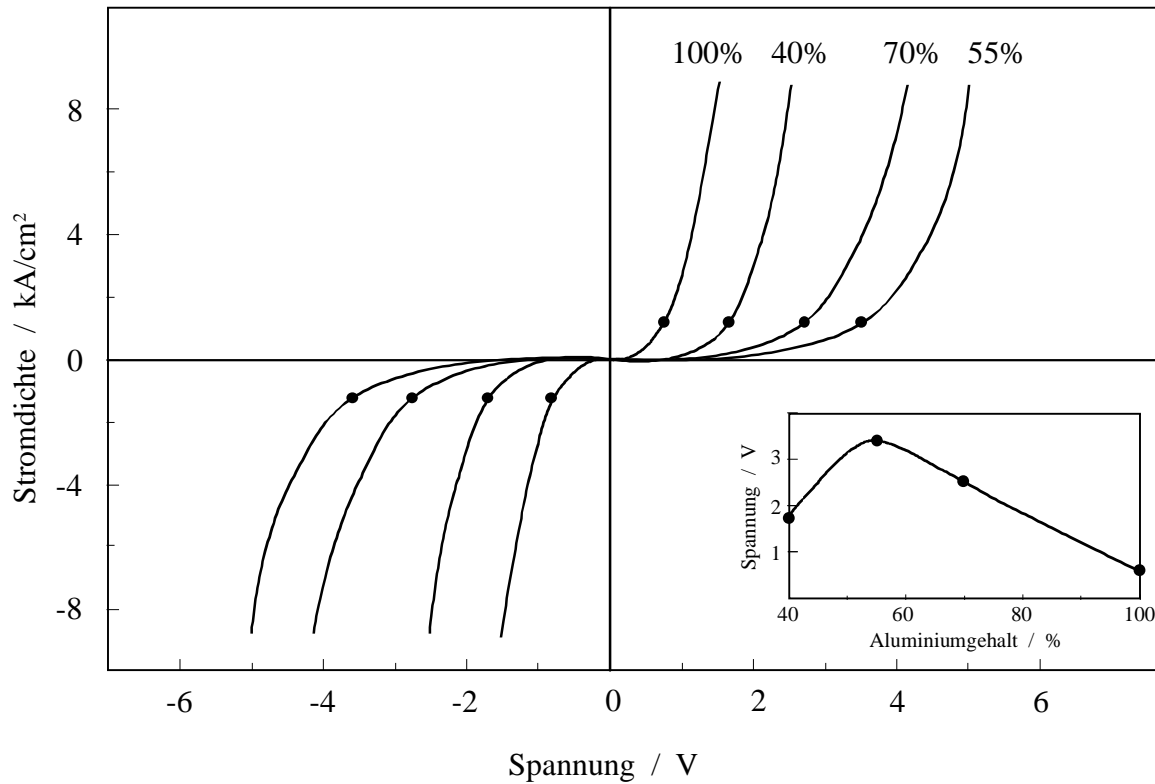


Abbildung 3.6: Stromdichte-Spannungs-Charakteristik und Spannung bei 1 kA/cm^2 für verschiedene Aluminiumkonzentrationen in der Barriere ($N_D=10^{17} \text{ cm}^{-3}$; Länge=200 nm)

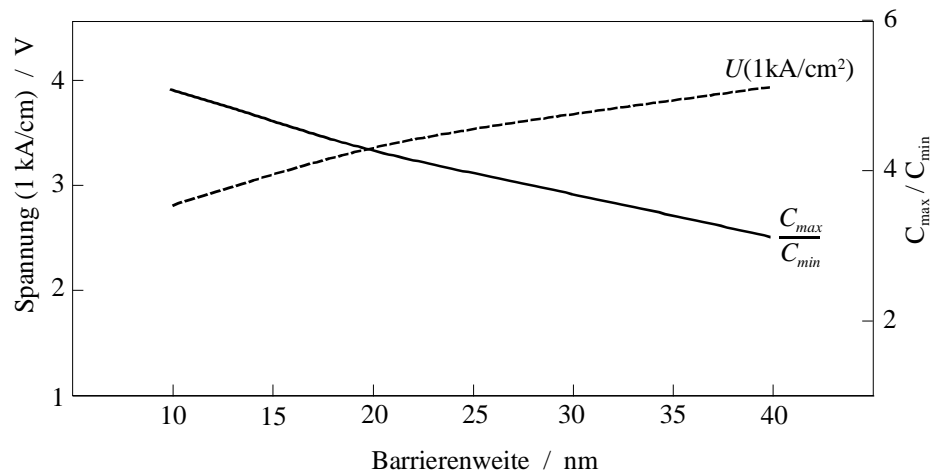


Abbildung 3.7: Kapazitätsverhältnis und Spannungsaussteuerung bei 1 kA/cm^2 in Abhängigkeit von der Barrierenweite ($N_D=10^{17} \text{ cm}^{-3}$; Länge: 200 nm)

Kleinere Barrierenweiten hingegen führen zu einem höheren Leckstrom und somit zu einer niedrigeren maximalen Aussteuerung. Die maximale Kapazität wird mit zunehmender Barrierenweite erniedrigt, wohingegen die minimale Kapazität nahezu gleich bleibt und sich das Verhältnis C_{max}/C_{min} somit verschlechtert. Abbildung 3.7 zeigt die Aussteuerspannung und das Verhältnis von C_{max}/C_{min} in Abhängigkeit von der Barrierenweite. Für die im weiteren Verlauf dieser Arbeit verwendeten Strukturen wird eine Barrierenweite von 20 nm und eine Aluminiumkonzentration von 55 % eingesetzt.

3.3.2 Bestimmung der Parameter für die Verarmungsschicht

Der Konvektionstrom durch das Bauelement wird von der Dotierkonzentration in den Verarmungszonen beeinflusst. Abbildung 3.8 zeigt die Stromdichte-Spannungs-Kennlinien für verschiedene Dotierkonzentrationen.

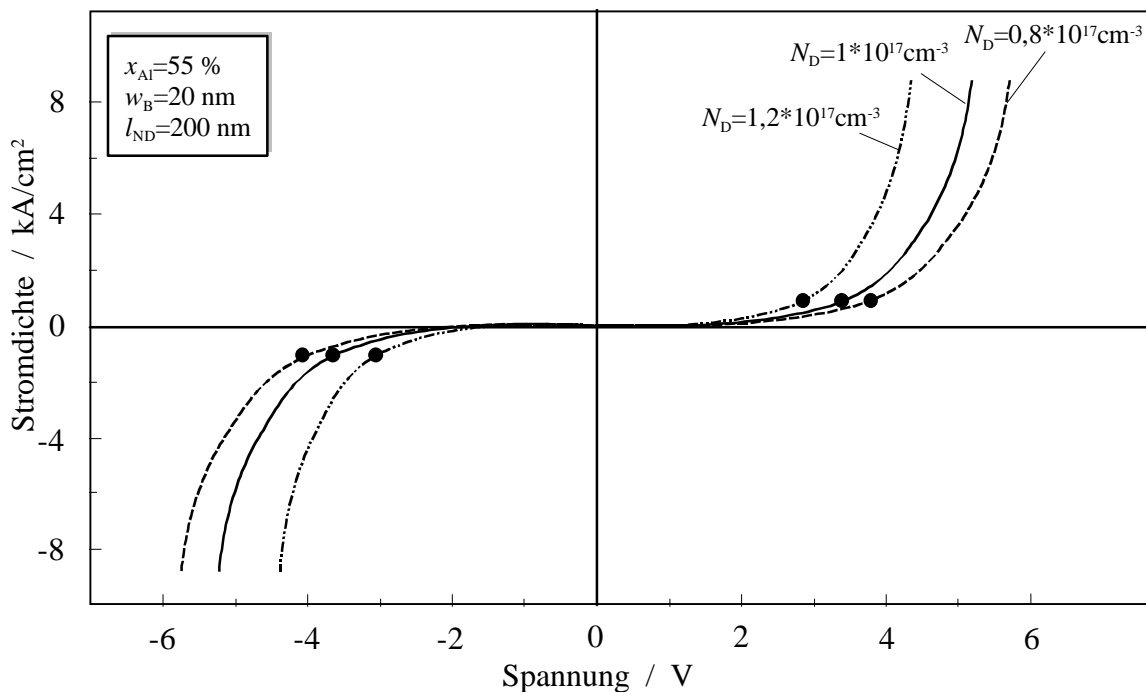


Abbildung 3.8: Stromdichte-Spannungs-Charakteristik für drei verschiedene Dotierkonzentrationen in der Verarmungsschicht

Mit zunehmender Dotierkonzentration in der Verarmungsschicht steigen die Leckströme, wodurch die Spannungsaussteuerung verringert wird. Die wesentliche Ursache für die höheren Leckströme bei gleicher Spannung aber zunehmender Dotierung ergibt sich durch die Erhöhung

des elektrischen Feldes in der Heterobarriere. Ein weiterer, eher sekundärer Beitrag wird über die höhere Ladungsträgerkonzentration in der Anreicherungsschicht an der Barriere geliefert.

Die entsprechenden Kapazitäts-Spannungs-Kennlinien sind in Abbildung 3.9 zu sehen. Mit zunehmender Dotierkonzentration in der Verarmungsschicht vergrößert sich der Kapazitätswert für C_{\max} . Dieses Verhalten läßt sich über die Debye-Länge erklären, die mit zunehmender Dotierkonzentration kleiner wird. Die effektive Breite der Barriere im spannungslosen Zustand läßt sich in folgender Form abschätzen [30].

$$w_{B,eff} = w_B + 2L_{Debye} \quad (\text{Gl. 3.35})$$

Der Wert für C_{\min} nimmt ebenfalls zu, insofern die Länge der Verarmungsschicht so gewählt wurde, daß diese bei der Stromdichte $J = 1 \text{ kA/cm}^2$ nicht bereits vollständig ausgeräumt ist. Das Verhältnis C_{\max}/C_{\min} läßt sich somit nur unwesentlich verändern.

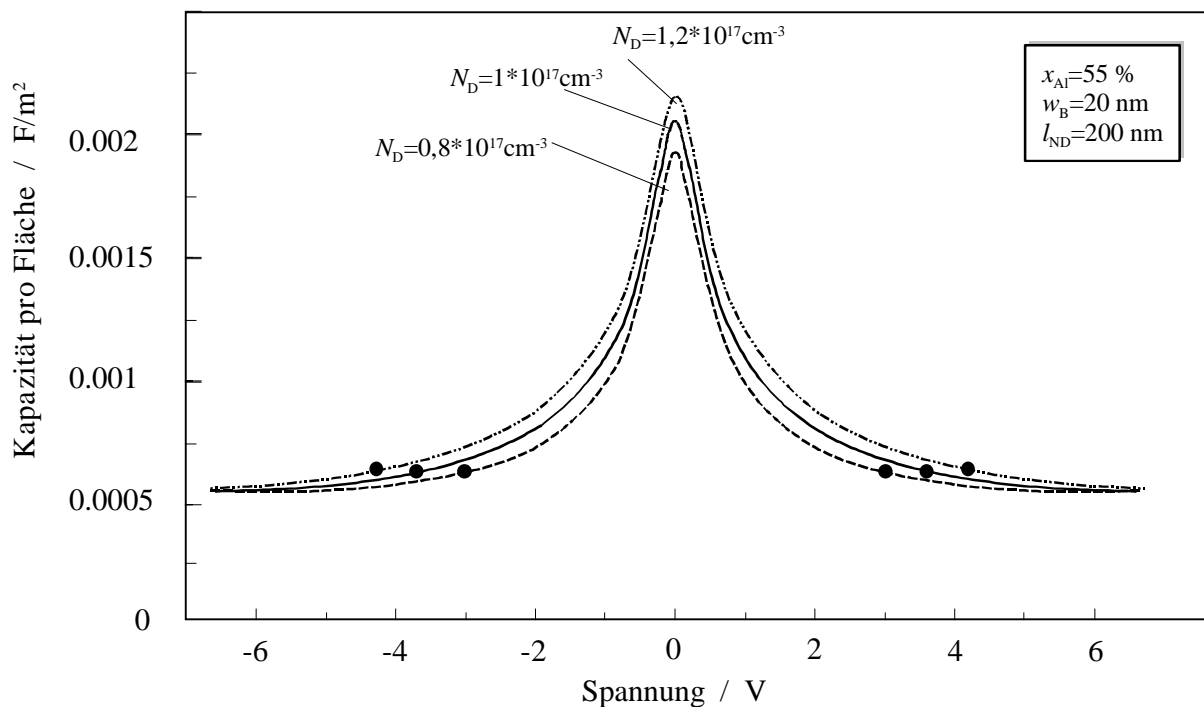


Abbildung 3.9: Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik für drei verschiedene Dotierkonzentrationen in der Verarmungsschicht

Die Länge der Verarmungsschicht muß noch in Bezug auf die Geschwindigkeitssättigung der Elektronen in der Verarmungsschicht untersucht werden [32][33]. Als Abschätzung geht man

davon aus, daß die Elektronen innerhalb der Verarmungsschicht die Peakgeschwindigkeit der Geschwindigkeits-Feldstärke-Charakteristik nicht erreichen. Die Peakgeschwindigkeit in GaAs bei einer Temperatur von 300 K liegt bei $2 \cdot 10^5$ m/s. Mit $v_{\max} \approx 2\pi f \cdot d_{\text{Verarmungsschicht}} \leq v_{\text{peak}}$ und der Pumpfrequenz von 70 GHz läßt sich die maximale Länge für die Verarmungsschicht auf 450 nm abschätzen. Berücksichtigt man die Temperaturerhöhung im Bauelement von bis zu 200 K, so bietet die Wahl für die Länge der Verarmungsschichten von 350 nm genügend Sicherheit. Dies stellt für die minimale Kapazität eine Begrenzung dar, da keine weitere Reduzierung über die Weite der Verarmungsschicht möglich ist.

Eine Verbesserung des Verhältnisses C_{\max}/C_{\min} läßt sich durch Aufteilen der Verarmungsschicht, wie es in Abbildung 3.10 dargestellt ist, erreichen [30][31].

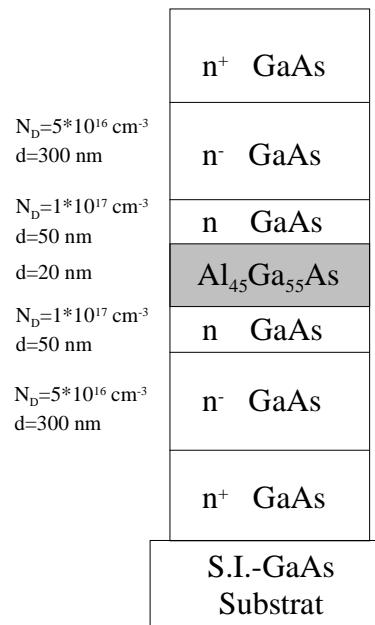


Abbildung 3.10 Schematischer Aufbau eines optimierten Heterobarrierenvaraktors

Eine kurze Schicht mit einer Dotierung von $N_D=10^{17} \text{ cm}^{-3}$ nahe der Barriere ruft im spannungslosen Zustand eine relativ große maximale Kapazität hervor. Die angrenzende, schwächer dotierte Schicht sorgt dafür, daß sich die Raumladungszone weit in die Verarmungsschicht ausbreiten kann und somit eine niedrige minimale Kapazität erreicht wird. Abbildung 3.11 zeigt die berechneten Stromdichte-Spannungs-Kennlinien und die Kapazitäts-

Spannungs-Kennlinien für einen Varaktor mit konstant dotierter und einer geteilten Verarmungsschicht.

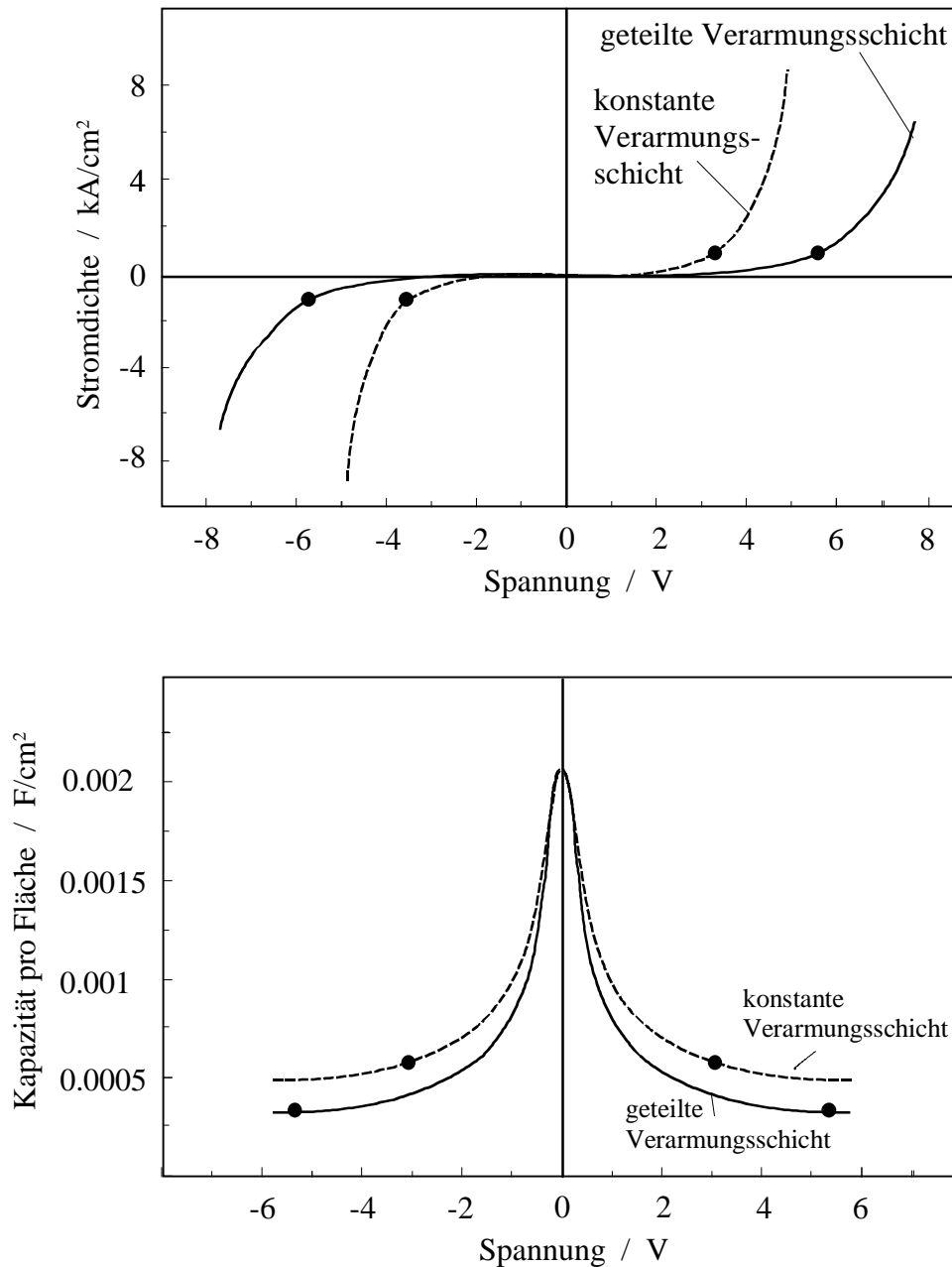


Abbildung 3.11: Stromdichte und Kapazität pro Fläche in Abhängigkeit von der Spannung eines HBV mit konstanter Dotierung in der Verarmungsschicht ($N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$; $d = 200 \text{ nm}$) und mit geteilter Verarmungsschicht ($N_{D1} = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$; $d_1 = 50 \text{ nm}$; $N_{D2} = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$; $d_2 = 300 \text{ nm}$)

Der Varaktor mit geteilter Verarmungsschicht lässt sich mit höheren Spannungen aussteuern. Während bei konstanter Verarmungsschicht die Konvektionstromdichte von 1 kA/cm^2 bei einer Aussteuerspannung von $3,3 \text{ V}$ erreicht wird, ergibt sich bei der geteilten Verarmungsschicht eine Spannungsaussteuerung von $5,2 \text{ V}$. Das Kapazitätsverhältnis C_{max}/C_{min} wird dabei von 4 auf 5 erhöht.

Die Varaktorstruktur mit geteilter Verarmungsschicht, mit Kennlinien entsprechend Abbildung 3.11, wird im folgenden als Grundlage für die Beschreibung der Verdreifachereigenschaften von HBV verwendet.

3.4 Verdreifachereigenschaften des Heterobarrierenvaraktors

Die Eigenschaften der verschiedenen HBV-Strukturen können über den Konversionswirkungsgrad und die entsprechende Ausgangsleistung beschrieben werden. Dazu müssen zunächst, ausgehend von Abbildung 3.12, die Spannungen und Ströme, die am Bauelement anliegen, bestimmt werden. Die Varaktorimpedanzen lassen sich ebenfalls aus den Spannungen und Strömen berechnen.

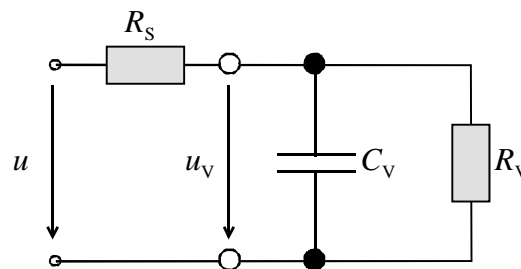


Abbildung 3.12: Ersatzschaltbild des Heterobarrierenvaraktors zur Hochfrequenzcharakterisierung

3.4.1 Bestimmung der Ströme und Spannungen im HBV

Als Grundlage dienen die Strom-Spannungs- und die Kapazitäts-Spannungs-Kennlinien des Varaktors. Über eine Spannungsaussteuerung

$$u_V(t) = U_{V1} \sin(\omega \cdot t) + U_{V3} \sin(3\omega \cdot t + \varphi), \quad (\text{Gl. 3.36})$$

mit der Grundwellenamplitude U_{V1} , der Oberwellenamplitude U_{V3} und dem Phasenwinkel φ wird mit Hilfe der Fourieranalyse der Oberwellengehalt der Ströme ermittelt. Die Ströme setzen sich aus zwei Anteilen zusammen,

$$i(t) = i_{ver} + i_{konv}. \quad (\text{Gl. 3.37})$$

Der Verschiebungsstrom i_{ver} ergibt sich aus der Ladungsträgersverschiebung in der Verarmungsschicht:

$$i_{ver} = C(u_V) \frac{du_V(t)}{dt} \quad (\text{Gl. 3.38})$$

und der Konvektionsstrom i_{konv} aus dem Strom durch die Heterobarriere.

Unter Berücksichtigung des Serienwiderstandes des Bauelementes ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$u(t) = u_V(t) + i(t) \cdot R_S \quad (\text{Gl. 3.39})$$

Die Fourieranalyse liefert die Strom- und Spannungskomponenten bei den entsprechenden Frequenzen. Diese lassen sich mit Hilfe von Phasoren in die komplexe Schreibweise überführen ($\nu = 1;3$).

$$\tilde{u}_\nu = U_\nu \exp(j\varphi_{u\nu}) \quad (\text{Gl. 3.40})$$

$$\tilde{i}_\nu = I_\nu \exp(j\varphi_{i\nu}) \quad (\text{Gl. 3.41})$$

Damit lassen sich die Leistung bei der Grund- und Oberwelle $P_{1,3}$ und der Konversionswirkungsgrad η des Varaktors bestimmen.

$$P_{1,3} = \frac{1}{2} \text{Re}(\tilde{u}_{1,3} \cdot \overline{\tilde{i}_{1,3}}) \quad (\text{Gl. 3.42})$$

$$\eta = -\frac{P_3}{P_1} \quad (\text{Gl. 3.43})$$

Die Varaktorimpedanzen bei der Grund- und bei der Oberwelle $Z_{1,3}$ ergeben sich aus:

$$Z_{V1,3} = \frac{u_{1,3}}{i_{1,3}} \quad (\text{Gl. 3.44})$$

Für optimale Oberwellenleistung bzw. optimalen Wirkungsgrad ist die Wahl der Spannungsamplituden U_{V1} , U_{V3} sowie der Phase φ sehr wichtig.

Abbildung 3.13 zeigt die Oberwellenleistung des HBV's mit den Kennlinien nach Abbildung 3.11 (durchgezogene Kurven) in Abhängigkeit von der Spannungsamplitude bei der Oberwelle U_{V3} . Die Spannungsamplitude bei der Grundwelle beträgt $U_{V1} = 6$ V und die Phase $\varphi = 214^\circ$. Für die Berechnung dieser Kurven wurde eine Fläche von $5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$ und ein Serienwiderstand von 8Ω angenommen. Die Bestimmung des Serienwiderstandes wird in Kapitel 7 erläutert. Das jeweilige Maximum für Ausgangsleistung und Wirkungsgrad liegt nicht bei dem gleichen Wert der Oberwellenspannung. Der maximale Wirkungsgrad von 21 % wird bei einer Oberwellenspannung von $U_{V3} = 1,3$ V erreicht, während die maximale Ausgangsleistung von über 14 mW bei $U_{V3} = 1,5$ V erreicht wird.

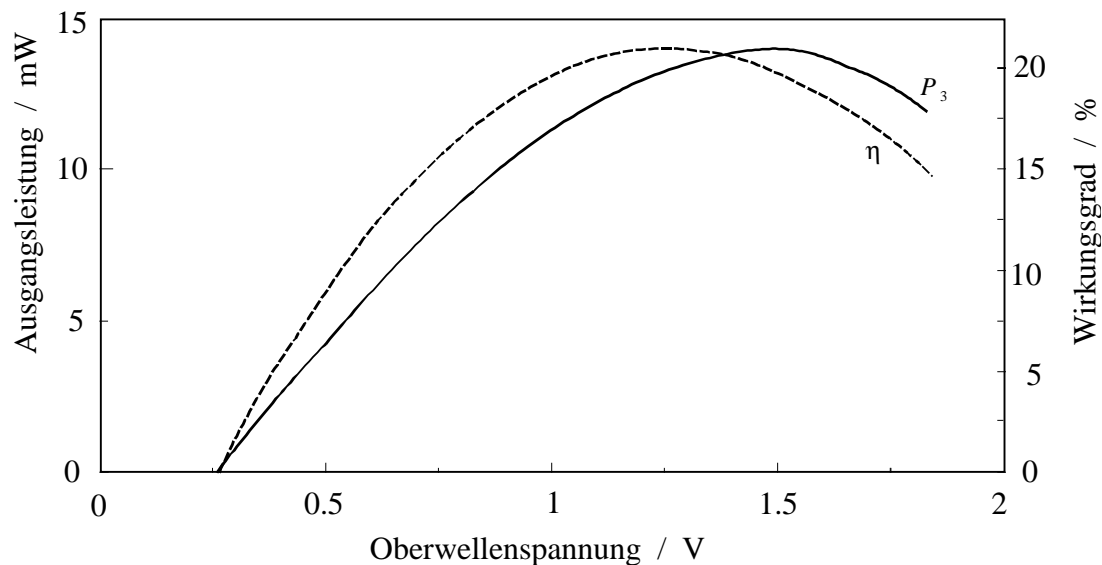


Abbildung 3.13: Ausgangsleistung und Wirkungsgrad des HBV nach Abbildung 3.10 in Abhängigkeit von der Oberwellenamplitude ($A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$; $R_S = 8 \Omega$)

Die Abhängigkeit der Oberwellenleistung von der Phase φ ist in Abbildung 3.14 dargestellt. Auch hier liegen die Maxima für maximalen Wirkungsgrad und maximale Ausgangsleistung nicht beieinander.

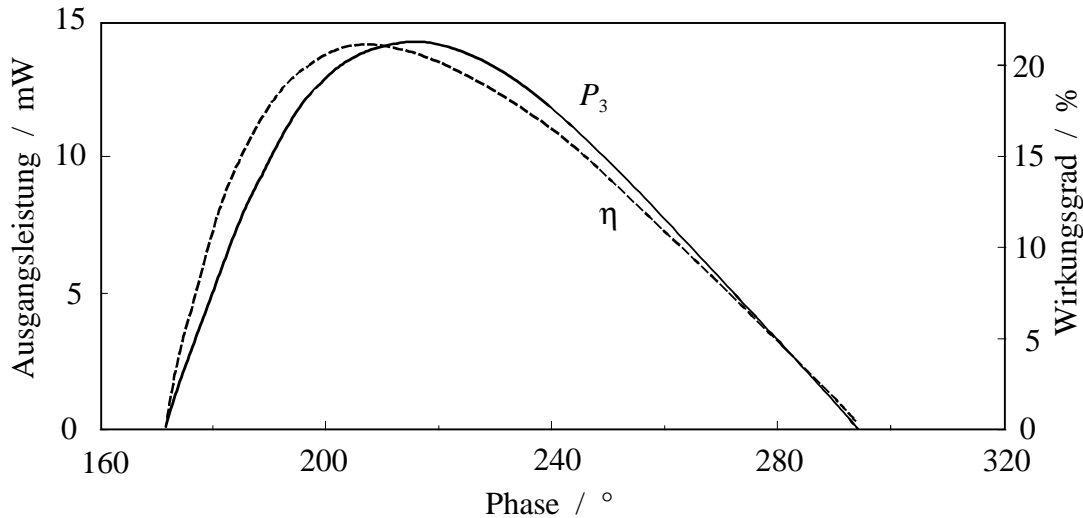


Abbildung 3.14: Ausgangsleistung und Wirkungsgrad des HBV nach Abbildung 3.10 in Abhängigkeit von der Phase ($A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$; $R_S = 8 \Omega$)

Bei einer Phase von 214° erhält man den maximalen Wirkungsgrad und bei 216° die maximale Ausgangsleistung. Die Optimierung der Amplituden und der Phase wird im Rahmen dieser Arbeit in Bezug auf einen maximalen Wirkungsgrad durchgeführt.

Im vorigen Kapitel wurde die maximale Spannungsaussteuerung bei einer Stromdichte von 1 kA/cm^2 festgelegt. Die Spannungsaussteuerung entspricht der Grundwellenspannung. Abbildung 3.15 zeigt den Wirkungsgrad und die Ausgangsleistung eines HBV in Abhängigkeit von der Grundwellenspannung zum einen unter Berücksichtigung sowohl des Konvektions- als auch des Verschiebungsstromes (durchgezogene Linie) und zum anderen unter Berücksichtigung nur des Verschiebungsstromes (gestrichelte Linie). Die Kurven spalten sich mit zunehmender Grundwellenspannung. Der Einfluß des Konvektionstromes durch das Bauelement führt zu einer frühzeitigen Sättigung des Wirkungsgrads. Optimale Aussteuerung dieses Varaktors wird im Maximum des Wirkungsgrads unter Berücksichtigung sowohl der Verschiebungs- als auch der Konvektionsströme erzielt. In diesem Arbeitspunkt liegt die Konvektionsstromdichte in etwa bei 1 kA/cm^2 . Die vorgestellte Struktur zeigt bei entsprechender Aussteuerung einen maximalen Wirkungsgrad von 21 % mit einer Ausgangsleistung von etwa 13 mW. Die Varaktorimpedanzen lassen sich in diesem Betriebspunkt bei der Grundwelle zu $Z_{V1} = (15-j64) \Omega$ und bei der Oberwelle zu $Z_{V3} = (-13-j21) \Omega$ errechnen.

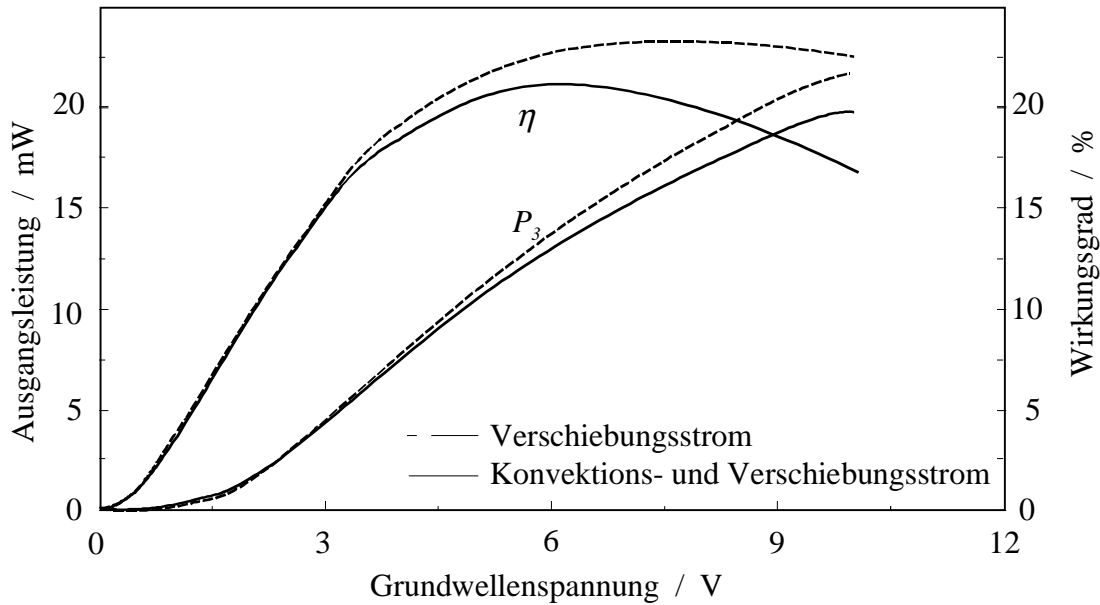


Abbildung 3.15: Ausgangsleistung und Konversionswirkungsgrad des HBV nach Abbildung 3.10 in Abhängigkeit von der Grundwellenspannung mit und ohne Konvektionsstrom ($A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$; $R_S = 8 \Omega$)

3.4.2 Vergleich der Verdreifachereigenschaften verschiedener Varaktorstrukturen

In Kapitel 3.4 wurden die Strukturparameter des HBV bezüglich einer hohen Grenzfrequenz optimiert. Dazu wurde ein möglichst großes Kapazitätsverhältnis C_{\max}/C_{\min} , eine hohe Spannungsaussteuerung und ein kleiner Serienwiderstand R_S gefordert. Die sich aus dieser Optimierung ergebende Struktur soll nun mit herkömmlichen, in der Literatur vorgestellten Strukturen für den Einsatz als Frequenzverdreifacher verglichen werden [13].

In Abbildung 3.16 sind drei Strukturen schematisch dargestellt. Struktur I ist ein Varaktor, wie er von Kollberg und Rydberg vorgestellt wurde [25], Struktur II ist lediglich mit einer anderen Aluminiumkonzentration in der Heterobarriere versehen ($x_{\text{Al}}=55\%$) und Struktur III entspricht dem im Rahmen dieser Arbeit optimierten Varaktor mit einer Aluminiumkonzentration in der Barriere von 55% und geteilter Verarmungsschicht.

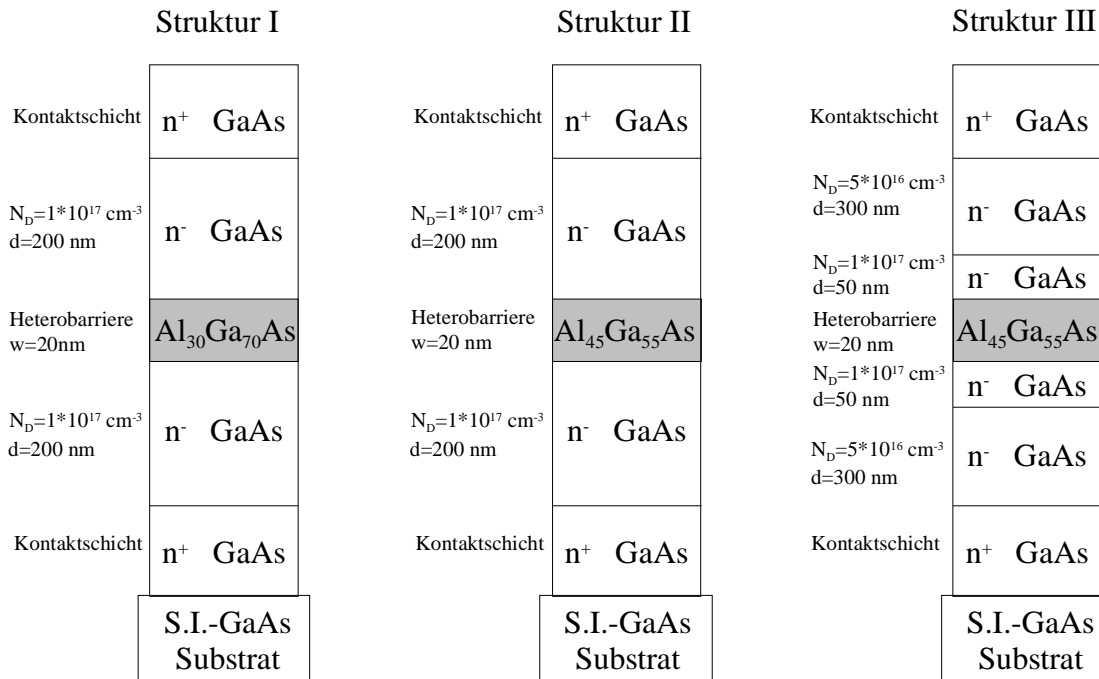


Abbildung 3.16: HBV Strukturen zum Vergleich der Frequenzverdreifachereigenschaften

Für alle Strukturen wird ein Serienwiderstand von 8Ω angenommen. Die Ausgangsleistung und der Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Spannungsaussteuerung für diese drei Varaktorstrukturen sind in Abbildung 3.17 dargestellt. Für alle drei Strukturen wurden die Oberwellenamplitude und die Phase in Bezug auf maximalen Wirkungsgrad optimiert.

Die herkömmliche Struktur zeigt lediglich einen maximalen Wirkungsgrad von 13 % bei einer entsprechenden Ausgangsleistung von ca. 5 mW. Betrachtet man Struktur II, die einen Aluminiumgehalt von 55 % in der Barriere aufweist, erhält man eine Steigerung des maximalen Wirkungsgrades auf 18 % bei einer Leistung von ca. 8 mW. Den höchsten maximalen Wirkungsgrad von über 20 % und eine entsprechenden Ausgangsleistung von etwa 13 mW liefert die Struktur III, die über die Grenzfrequenz optimiert wurde. Nimmt man eine Verringerung des Wirkungsgrades in Kauf, lassen sich Ausgangsleistungen mit zunehmender Grundwellenaussteuerung bis über 20 mW erzielen.

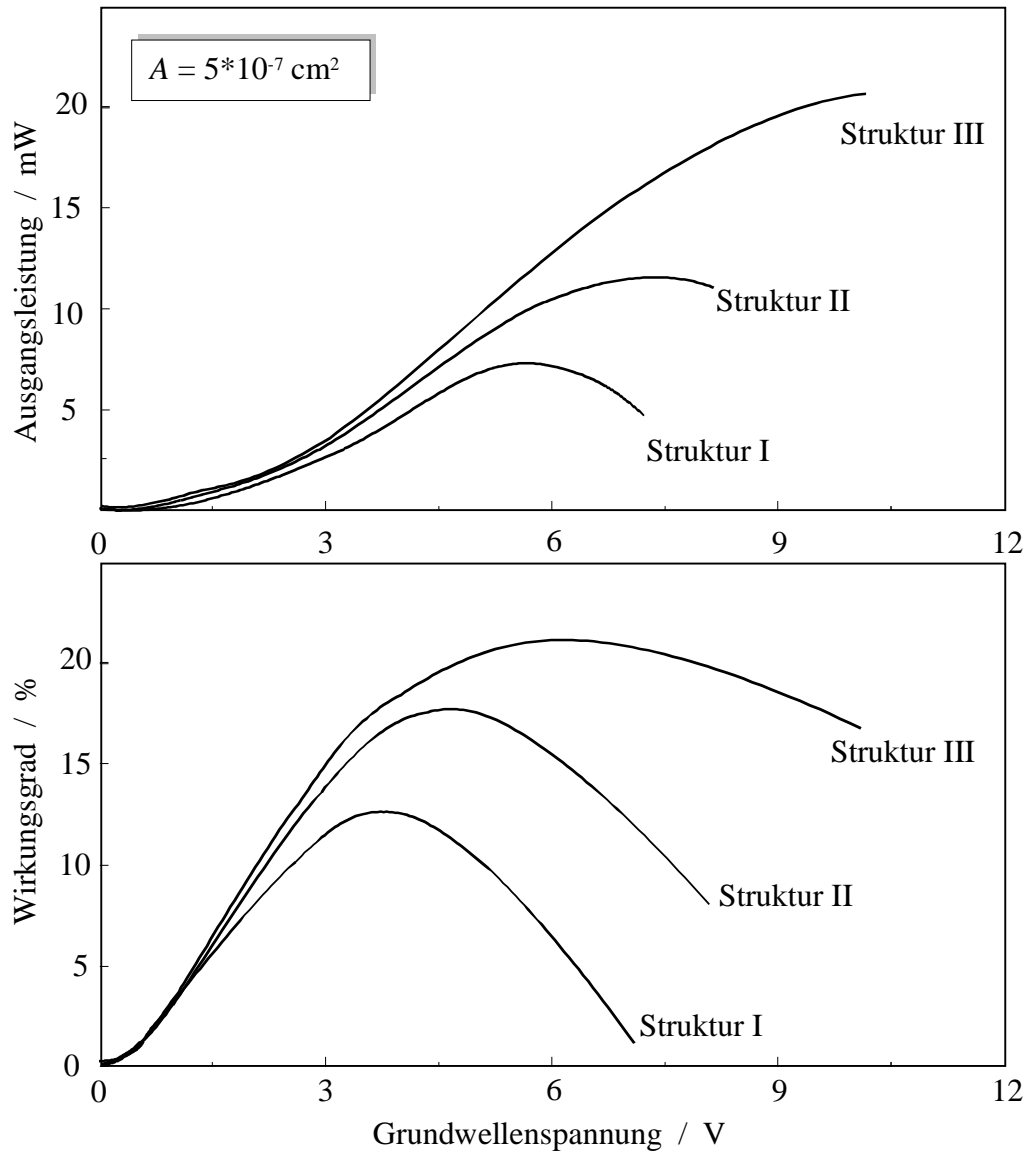


Abbildung 3.17: Vergleich der Ausgangsleistung und des Wirkungsgrades zwischen drei verschiedenen Strukturen: Struktur I, wie sie in der Literatur ursprünglich vorgestellt wurde ($x_{Al}=70\%$; $N_D=10^{17} \text{ cm}^{-3}$), Struktur II mit 55 % Aluminiumgehalt in der Heterobarriere ($x_{Al}=55\%$; $N_D=10^{17} \text{ cm}^{-3}$) und Struktur III mit geteilter Verarmungsschicht ($x_{Al}=55\%$; $N_{D1}=10^{17} \text{ cm}^{-3}$; $N_{D2}=5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$). Für alle Strukturen wurde eine Fläche von $5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$ und ein Serienwiderstand von 8Ω verwendet.

Mit der Entwicklung des Modells zur Beschreibung der Heterobarrierenvaraktoren konnte eine Optimierung dieses Bauelementes für den Einsatz in Frequenzverdreifachern im Frequenzbereich

oberhalb von 200 GHz durchgeführt werden. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird die optimierte Struktur III verwendet, um die nötige Verdreifacherschaltung zu entwickeln.

4 Entwurf der Schaltung des Frequenzverdreibers mit integriertem Varaktor

In diesem Kapitel wird der Entwurf der Frequenzverdreiberschaltung vorgestellt. In Hinblick auf die nötige Impedanzanpassung für optimalen Betrieb des Frequenzverdreibers wird unter Vorgabe angenommener Schaltungsverluste die Schaltungsimpedanz bestimmt und diese durch systematisches Ändern der Schaltungsparameter an die Varaktorimpedanz angepaßt. Mit Hilfe der Harmonischen Balance kann schließlich eine genaue Analyse des Frequenzverdreibers mit der entsprechenden Schaltung durchgeführt werden. Das Verfahren der Harmonischen Balance wird im nächsten Kapitel erläutert.

Zunächst ist unter Vorgabe angenommener Schaltungsverluste eine Flächenoptimierung des Varaktors erforderlich. Die sich daraus ergebenden Varaktorimpedanzen dienen als Grundlage für die Dimensionierung der Schaltung. Ferner wird der Entwurf der einzelnen Schaltungskomponenten diskutiert.

4.1 Flächenoptimierung

Die Flächenoptimierung des Bauelements ergibt sich unter Berücksichtigung von Verlusten im Varaktor sowie in der Schaltung. Verluste im Bauelement können bis zu einer thermischen Zerstörung führen und begrenzen somit die Pumpleistung, mit welcher der Frequenzverdreiber angesteuert wird. In der Schaltung treten ohmsche Verluste auf, die mit zunehmender Fläche des Varaktors stärker ins Gewicht fallen. Diese werden im Rahmen der Flächenoptimierung bei der Grund- und der Oberwelle mit $R_{S,Verlust} = 2\Omega \pm 1\Omega$ angenommen. Unter Berücksichtigung beider Mechanismen ergibt sich eine optimale Fläche, durch welche schließlich die Varaktorimpedanz festgelegt wird. Diese Optimierung kann sowohl in Hinblick auf maximale Ausgangsleistung des Frequenzverdreibers durchgeführt werden, wie auch in Hinblick auf maximalen Wirkungsgrad. In dieser Arbeit wird von einer maximalen Pumpleistung von 70 mW ausgegangen, weshalb eine Flächenoptimierung bezüglich eines maximalen Wirkungsgrades sinnvoll ist. Der Serienwiderstand R_S des HBV beträgt $4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{cm}^2$.

4.1.1 Thermische Verluste im Varaktor

Wärmeverluste im Varaktor können mit zunehmender Pumpleistung bis zur thermischen Zerstörung des Bauelementes führen. Die Leistung, die in Wärme umgesetzt wird, berechnet sich aus der maximal zulässigen Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ und dem Wärmewiderstand R_{th} .

$$P_{th} = \frac{\Delta\vartheta}{R_{th}} \quad (\text{Gl. 4.1})$$

Die maximal zulässige Temperaturdifferenz $\Delta\vartheta$ bei GaAs Bauelementen läßt sich erfahrungsgemäß mit 300 K ansetzen. Für höhere Werte tritt eine Degradation des Bauelementes auf. Der Wärmewiderstand R_{th} des HBV setzt sich aus dem thermischen Schichtwiderstand $R_{Schicht}$ und dem Engewiderstand R_E wie folgt zusammen [43]:

$$R_{th} = R_{Schicht} + R_E \quad (\text{Gl. 4.2})$$

$$R_{Schicht} = \frac{d_s}{A\kappa_{GaAs}} \quad (\text{Gl. 4.3})$$

$$R_E = \frac{1}{4r\kappa_{GaAs}} \quad (\text{Gl. 4.4})$$

Der Schichtwiderstand ergibt sich aus dem Zusammenhang über die Schichtdicke der Struktur d_s , der Fläche A und der Wärmeleitfähigkeit von GaAs κ_{GaAs} . Der Engewiderstand folgt aus dem Varaktorradius r und der Wärmeleitfähigkeit von GaAs κ_{GaAs} .

Ein Teil der vom Varaktor aufgenommenen Pumpleistung $P_{in,Var}$ wird im Bauelement in Wärmeleistung P_{th} umgesetzt.

$$P_{Verlust} = P_{in,Var} (1 - |\eta|) = P_{th} \quad (\text{Gl.4.5})$$

Geht man von einem Wirkungsgrad des Frequenzverdrehers η von etwa 20 % aus, so läßt sich die Verlustleistung im Bauelement aus der aufgenommenen Pumpleistung $P_{in,Var}$ abschätzen. Die auf maximalen Wirkungsgrad optimierte Pumpleistung ergibt sich aus der Optimierungsroutine in Kapitel 3. Die jeweilige Fläche und die Schaltungsverluste müssen dabei berücksichtigt werden. Übersteigt die optimale, von dem Varaktor aufgenommene Pumpleistung mit zunehmender Fläche die thermisch zulässige Verlustleistung, so kann das Bauelement zerstört werden. Somit

wird die Pumpleistung mit zunehmender Fläche durch die maximal zulässige thermische Verlustleistung begrenzt.

4.1.2 Verlustwiderstand der Schaltung

Zur Berücksichtigung der Schaltungsverluste werden diese näherungsweise durch Serienwiderstände $R_{S1,3,Verlust}$ dargestellt. Ein Teil der Pumpleistung wird daran verbraucht. Der Einfluß dieser Verlustwiderstände nimmt mit zunehmender Fläche des Varaktors zu, bedingt durch die Abnahme der Varaktorimpedanz. Abbildung 4.1 zeigt die Ausgangsleistung und den Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Varaktorfläche. Während die Ausgangsleistung des Frequenzverdreibers mit zunehmender Fläche steigt, nimmt der Wirkungsgrad kontinuierlich ab.

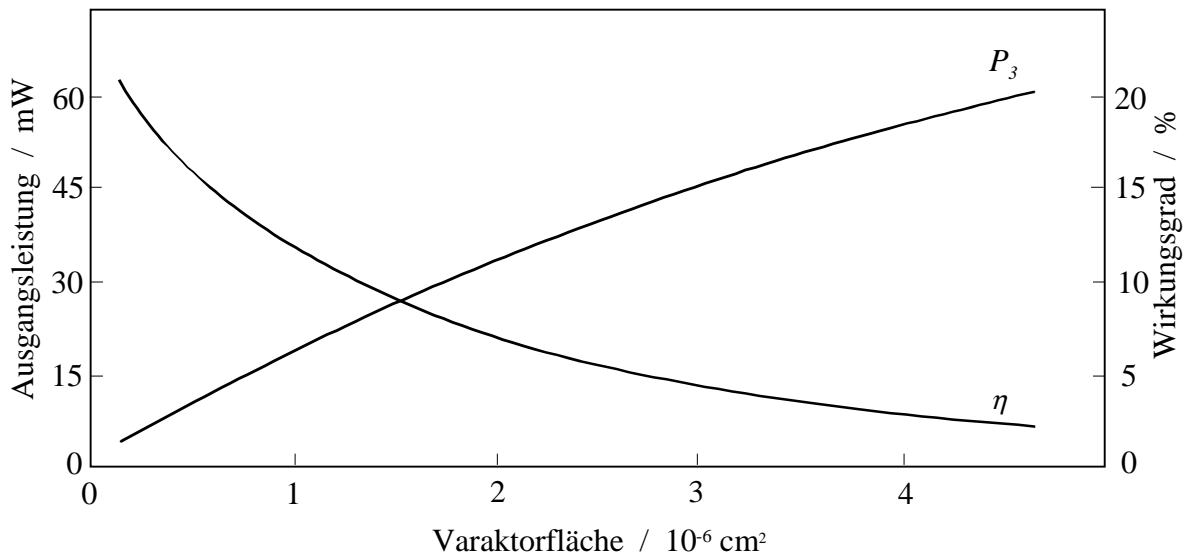


Abbildung 4.1 Ausgangsleistung und Wirkungsgrad des Frequenzverdreibers in Abhängigkeit von der Varaktorfläche unter Berücksichtigung der Schaltungsverluste $R_{S,Verlust} = 2 \Omega$ (Serienwiderstand $R_S = 4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{ cm}^2$) ohne thermische Begrenzung

4.1.3 Thermische Begrenzung und elektrische Verluste

Berücksichtigt man sowohl den thermischen Widerstand des Bauelementes, als auch den ohmschen Verlustwiderstand der Schaltung, so ergeben sich die Kurven in Abbildung 4.2. Die Ausgangsleistung und der Wirkungsgrad sind in Abhängigkeit von der Varaktorfläche aufgetragen. Der Verlustwiderstand der Schaltung $R_{S,Verlust}$ beträgt 2Ω und die maximal zulässige

Temperaturerhöhung liegt bei 300 K. Die Berechnung dieser Kurven erfolgt wie in Kapitel 3.4 bereits beschrieben. Die Ausgangsleistung nimmt solange zu, bis die Begrenzung der Pumpleistung durch die thermische Verlustleistung relevant wird und ein Maximum zeigt. Der Wirkungsgrad nimmt, wie schon in Abbildung 4.1, mit zunehmender Fläche ab. Allerdings verringert sich der Wert des Wirkungsgrades durch die begrenzende Wärmeleistung für hohe Flächen etwas stärker.

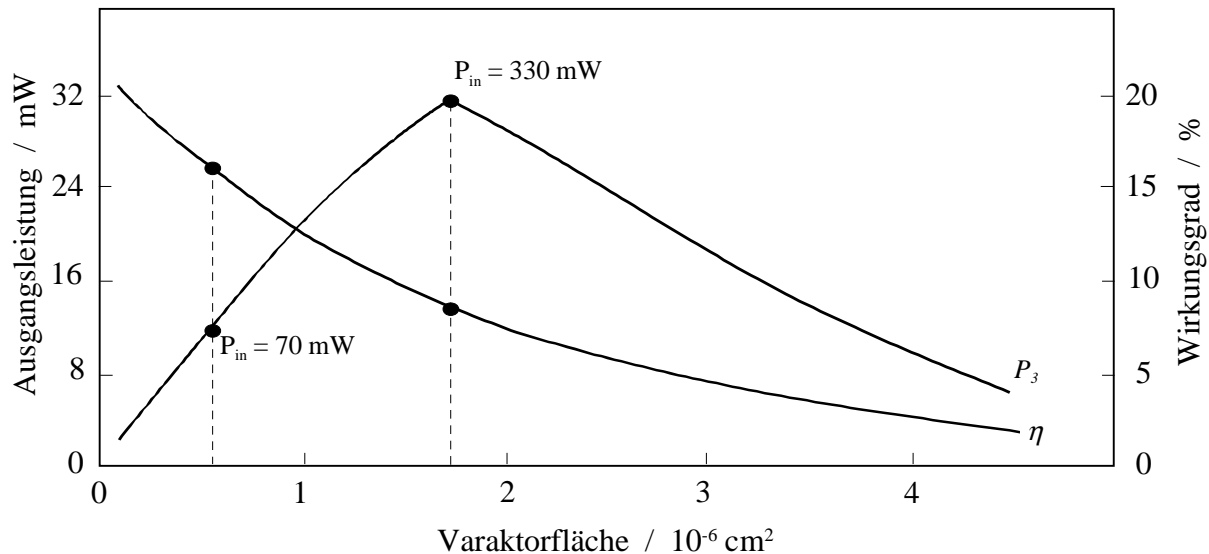


Abbildung 4.2: Ausgangsleistung und Wirkungsgrad des Frequenzverdreifachers in Abhängigkeit von der Varaktorfläche unter Berücksichtigung sowohl der thermischen als auch der elektrischen Begrenzungsmechanismen. Der ohmsche Verlustwiderstand der Schaltung beträgt 2Ω und die maximal zulässige Temperaturerhöhung 300 K (Serienwiderstand $R_S = 4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{cm}^2$)

Eine maximale Ausgangsleistung von 32 mW mit einem Wirkungsgrad von 8 % wird bei einer Fläche von $1,7 \cdot 10^{-6} \text{ cm}^2$ erreicht. Hierzu muß eine Pumpleistung von 330 mW zur Verfügung gestellt werden. Wird die Pumpleistung anwendungsbedingt auf 70 mW begrenzt, so ergibt sich eine optimale Varaktorfläche von $5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$. Die Ausgangsleistung beträgt 11,5 mW und der Wirkungsgrad 16 %. Die Varaktorimpedanzen aus Kapitel 3 für die optimale Fläche sind mit den anderen Kenngrößen in Tabelle 4.1 zusammengefaßt.

Tabelle 4.1: Zusammenstellung der Kenngrößen eines auf eine Pumpleistung von 70 mW optimierten Frequenzverdreibers (Serienwiderstand $R_S = 4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{cm}^2$)

Pumpleistung	Varaktorfläche	Wirkungsgrad	Ausgangsleistung	optimale Grundwellenimpedanz $Z_{V1,opt}$	optimale Oberwellenimpedanz $Z_{V3,opt}$
70 mW	$5 \cdot 10^{-7} \text{cm}^2$	16 %	11,5 mW	$(15 - j64) \Omega$	$(-13 - j21) \Omega$

4.2 Bedingungen zur Impedanzanpassung

Durch die Flächenoptimierung wurde die Varaktorimpedanz festgelegt. Die Schaltungsimpedanz muß nun mit Hilfe einer geeigneten Schaltungskonstellation für einen optimalen Betrieb des Frequenzverdreibers entworfen werden. Da die Varaktorimpedanz von der Pumpleistung abhängt, kann nur für einen einzigen Arbeitspunkt völlige Anpassung zwischen Varaktor- und Schaltungsimpedanzen erreicht werden. Die Schwierigkeit der Impedanzanpassung liegt darin, die Impedanzen bei beiden Frequenzen, Grund- und Oberwelle, gleichzeitig einzustellen.

Durch grafische Darstellung, zum einen bei der Grund- und zum anderen bei der Oberwelle, läßt sich das Verhalten der Impedanzen bezüglich der nötigen Schaltungskonstellation veranschaulichen. Der Frequenzverdreibler wird näherungsweise mit Hilfe der Ersatzschaltbilder in Abbildung 4.3 bei Grund- und Oberwelle beschrieben [44].

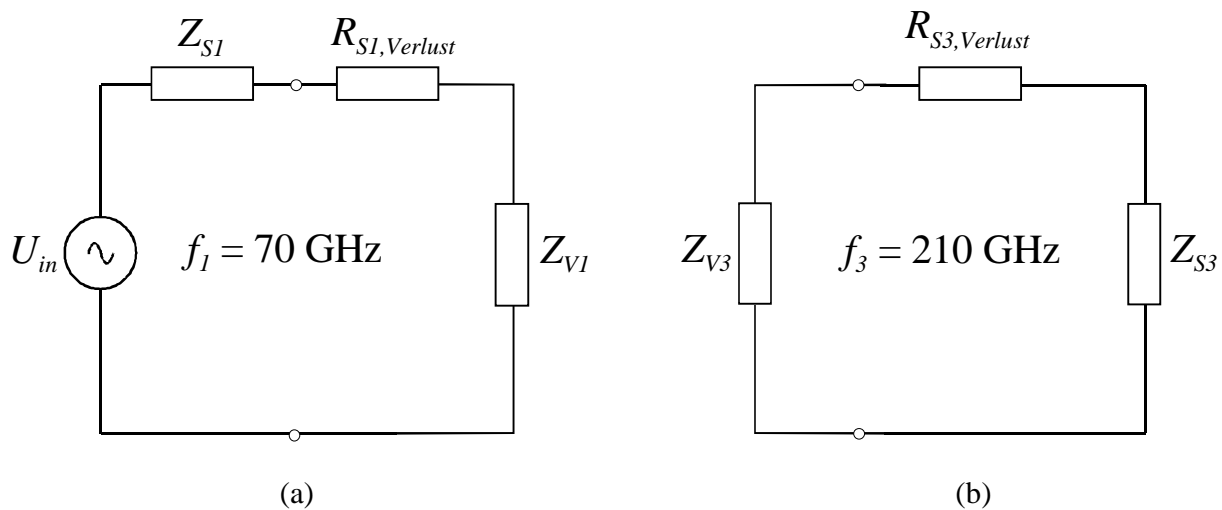


Abbildung 4.3: Ersatzschaltbilder zur Impedanzanpassung bei der Grund- und Oberwelle

Bei der Grundwelle dient eine externe Spannungsquelle U_{in} als Anregung (Abbildung 4.3a). Die Schaltungsimpedanz setzt sich aus dem Verlustwiderstand der Schaltung $R_{S1,verlust}$ und der Transformationsimpedanz Z_{S1} zusammen. Die Transformationsimpedanz stellt die verlustlose Schaltungsimpedanz dar. Gemäß dem Ersatzschaltbild in Abbildung 4.3a liegt die maximale Spannungsamplitude am Varaktor an, wenn Leistungsanpassung erreicht wird und folglich Gleichung 4.6 erfüllt ist. $Z_{V1,opt}$ ist die optimale Varaktorimpedanz.

$$Z_{S1,opt} = \bar{Z}_{V1,opt} + R_{S1,verlust} \quad (\text{Gl. 4.6})$$

Bei der Oberwelle gilt das Ersatzschaltbild nach Abbildung 4.3b. Auch hier setzt sich die Schaltungsimpedanz aus dem Verlustwiderstand $R_{S3,verlust}$ und der Transformationsimpedanz Z_{S3} zusammen. Grundsätzlich gilt Gleichung 4.7.

$$Z_{S3} + R_{S3,verlust} = -Z_{V3} \quad (\text{Gl. 4.7})$$

Für jede beliebige Schaltungsimpedanz stellt sich eine Varaktorimpedanz ein, die Gleichung 4.7 erfüllt. Allerdings gibt es eine optimale Varaktorimpedanz $Z_{V3,opt}$, für welche der Varaktor maximalen Wirkungsgrad erreicht.

$$Z_{S3,opt} + R_{S3,verlust} = -Z_{V3,opt} \quad (\text{Gl 4.7b})$$

Ziel ist es, die Schaltungsimpedanzen so einzustellen, daß Gleichung 4.6 bei der Grundwelle und Gleichung 4.7b bei der Oberwelle gleichzeitig erfüllt werden. Hierzu muß die Schaltung entsprechend entworfen werden, indem mit Hilfe eines geeigneten Anpaßnetzwerkes die nötigen Transformationen bewerkstelligt werden.

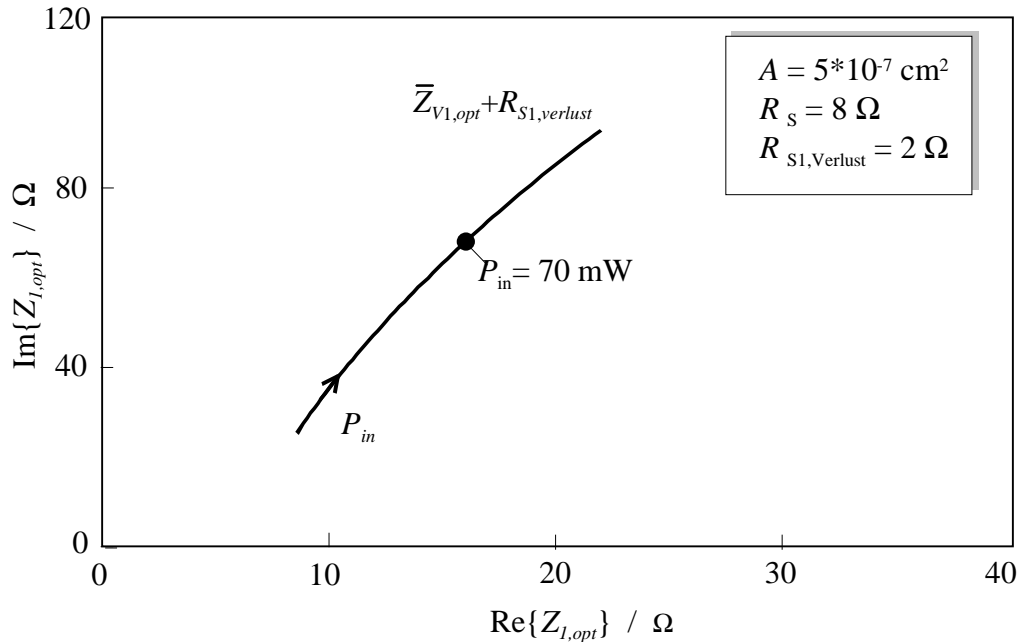


Abbildung 4.4: Konjugiert komplexe Varaktorimpedanz bei der Grundwelle in Abhängigkeit von der Pumpleistung für maximalen Wirkungsgrad des Varaktors mit Schaltungsverlusten

Abbildung 4.4 zeigt die konjugiert komplexe Varaktorimpedanz bei der Grundwelle in Abhängigkeit von der Pumpleistung mit den Schaltungsverlusten, wie sie in Gleichung 4.6 gefordert wird. Diese Kurve entspricht den Impedanzen, die für optimalen Betrieb des Frequenzverdrehers bei der jeweiligen Pumpleistung durch die Schaltung eingestellt werden müssen. Bei einer Pumpleistung von 70 mW, muß die Schaltungsimpedanz so gewählt werden, daß sie die Kurve in Abbildung 4.4 im gekennzeichneten Punkt schneidet.

In Abbildung 4.5 ist entsprechend die negative Varaktorimpedanz für optimalen Verdrehfacherbetrieb bei der Oberwelle dargestellt. Die angestrebte Schaltungsimpedanz bei einer Pumpleistung von 70 mW ist mit einem Punkt gekennzeichnet.

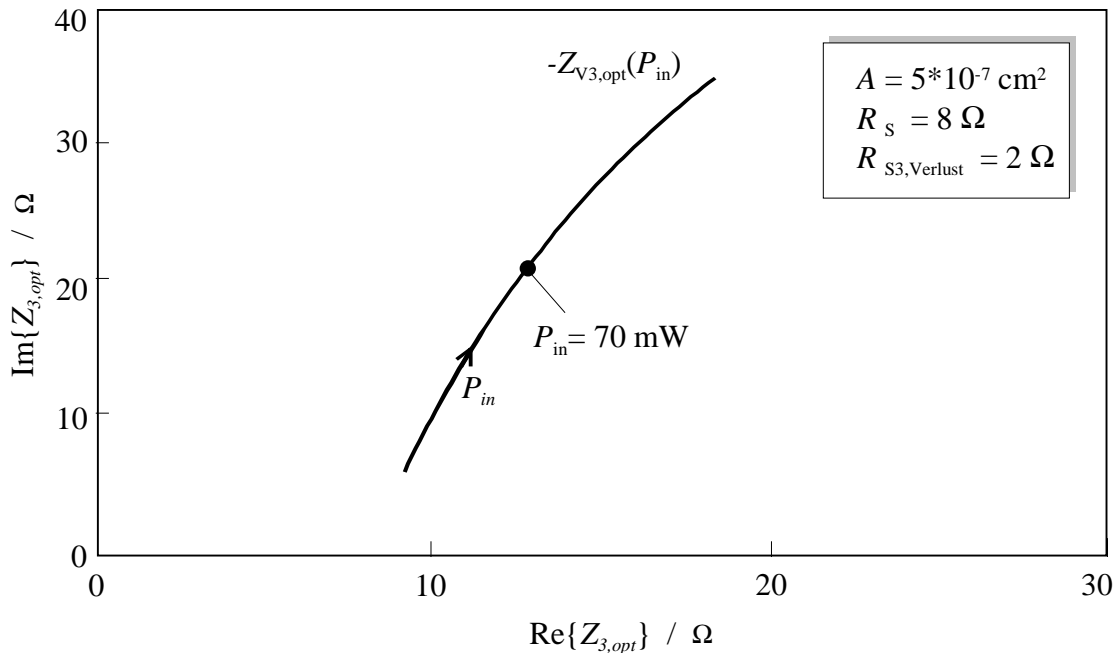


Abbildung 4.5: Negative Varaktorimpedanz bei der Oberwelle in Abhängigkeit von der Pumpleistung für maximalen Wirkungsgrad des Varaktors

Mit diesen Vorgaben wird im folgenden der Entwurf der Schaltung diskutiert. Ausgehend von den einzelnen Schaltungskomponenten soll die Gesamtschaltung entwickelt werden. Dabei steht die monolithische Integration des nichtlinearen Bauelementes im Vordergrund.

4.3 Schaltung des Frequenzverdreibers mit monolithisch integriertem Varaktor

Die Gesamtschaltung besteht aus einem Hohlleiteraufbau, der zur Ein- und Auskopplung des HF - Signals dient, und einem GaAs - Chip mit der eigentlichen Verdreiberschaltung. In Abbildung 4.6 ist eine schematische Darstellung des Frequenzverdreibers gezeigt. Das Pumpsignal bei der Grundwelle wird über einen Hohlleiter in das System eingekoppelt und gelangt über einen Hohlleiter-Streifenleitungsübergang auf den Chip. Die Schaltung auf dem Chip ist in Mikrostreifenleitungstechnik realisiert und besteht aus einem Tiefpaßfilter, einer Luftbrücke, die den Varaktor kontaktiert, und einem Anpaßnetzwerk. Der Varaktor und das Anpaßnetzwerk befinden sich direkt im Ausgangshohlleiter. Das Anpaßnetzwerk, das aus zwei symmetrischen leerlaufenden Stichleitungen besteht, ermöglicht die nötige

Impedanztransformation zur Anpassung bei der Grund- und Oberwelle. Mit Hilfe von jeweils einem Kurzschlußschieber im Ein- und Ausgangshohlleiter wird zusätzlich eine Möglichkeit zur Feinabstimmung der Impedanzen angeboten.

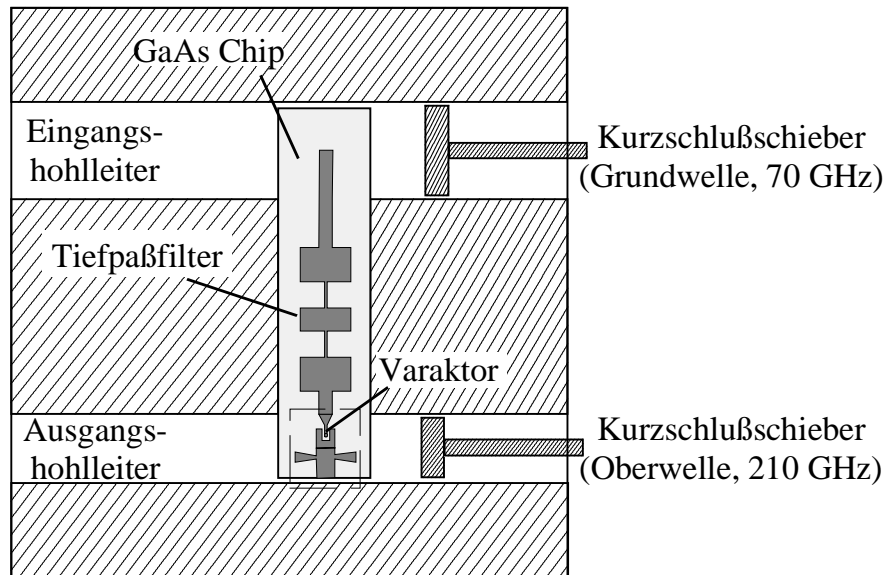


Abbildung 4.6 Schematische Darstellung des Frequenzverdreifacheraufbaus in Hohlleiter- und Mikrostreifentechnik

Die Schaltungskomponenten werden zunächst einzeln entworfen und untersucht. Hierzu wird das Simulationsprogramm HFSS (**H**igh **F**requency **S**tructure **S**imulator) von HP verwendet. Das Programm basiert auf der Finite-Elemente-Methode und berechnet die Streuparameter der Struktur unter Vorgabe der Frequenz und der Materialien. Auftretende Schaltungsverluste können in der Rechnung über die Materialeigenschaften berücksichtigt werden.

4.3.1 Hohlleiterschaltung

Hohlleiter bieten im Millimeterwellenbereich geringe Verluste verglichen mit anderen Systemen zur Wellenführung [34]. Außerdem bieten sie eine komfortable Möglichkeit, unterschiedliche Hohlleiterkomponenten miteinander zu verschalten.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein symmetrischer Hohlleitersaufbau entwickelt, der eine verhältnismäßig einfache mechanische Realisierung bietet. Dies wird erreicht, indem sowohl Eingangs- als auch Ausgangshohlleiter in der gleichen Ebene liegen und der gesamte Aufbau nur

aus zwei Blöcken besteht. In der Literatur werden herkömmlich Aufbauten verwendet mit zueinander gekreuzten Ein- und Ausgangshohlleitern [35][36]. Diese müssen aus mehreren Teilblöcken hergestellt werden und sind daher mit zusätzlichen Herstellungsungenauigkeiten versehen.

Das Signal bei der Grundfrequenz von 70 GHz wird über einen V-Band Hohlleiter WR-15 eingekoppelt. Die Grenzfrequenz des Hohlleiters liegt bei 39.90 GHz. Die Auskopplung erfolgt über einen G-Band Hohlleiter WR-05, der eine Grenzfrequenz von 115.75 GHz aufweist. Der Ausgangshohlleiter dient damit gleichzeitig als Hochpaßfilter. Die Grundwelle kann sich bedingt durch die hohe Grenzfrequenz des Hohlleiters nicht ausbreiten.

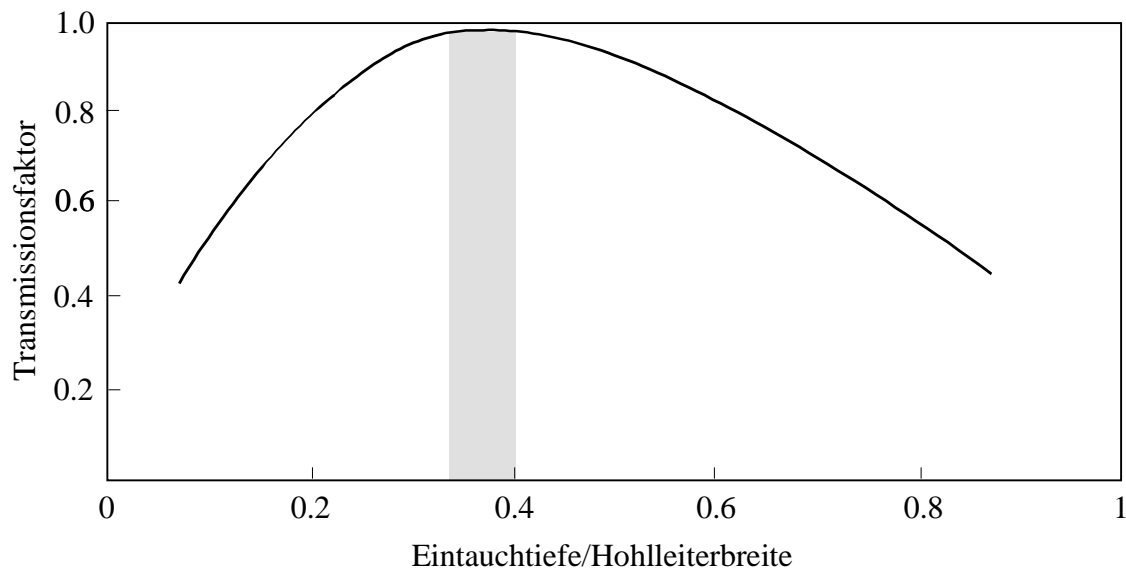


Abbildung 4.7: Berechneter Transmissionsfaktor des Hohlleiter-Streifenleitungsübergangs in Abhängigkeit vom Verhältnis Eintauchtiefe/Hohlleiterbreite.

Das Signal wird über einen Hohlleiterstreifenleitungsübergang auf die Mikrostreifenleitung eingekoppelt. Durch geeignete Dimensionierung der Eintauchtiefe der Streifenleitung in den Hohlleiter kann ein weitgehend reflexionsfreier Übergang des Signals von dem Hohlleiter auf die Streifenleitung erreicht werden [37]. Abbildung 4.7 zeigt den Transmissionsfaktor in Abhängigkeit von der Eintauchtiefe, unter Berücksichtigung des Kurzschlußschiebers am Eingang. Die Schaltung wird mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen. Maximale Transmission zeigt sich für ein Verhältnis von Eintauchtiefe zu Hohlleiterbreite von etwa 0,35.

4.3.2 Streifenleitungsschaltung

Während bei konventionellen hybrid integrierten Mikro- und Millimeterwellenschaltungen besonders Keramiken, Quarz und Kunststoffe als Substratmaterial verwendet werden, kommt für monolithisch integrierte Schaltungen nur Halbleitermaterial in Frage [38]. Die Anforderungen an das Substrat für integrierte Schaltungen sind zum einen mechanische Festigkeit und zum anderen ein möglichst niedriger dielektrischer Verlustfaktor [39]. Die spezifischen Daten für das verwendete GaAs und für Quarz-Substrat sind in Tabelle 4.2 zusammengestellt [39].

Tabelle 4.2: Materialeigenschaften von semiisolierendem GaAs und Quarz

	GaAs	Quarz
relative Permittivität ϵ_r	12,95	3,78
dielektrischer Verlustfaktor $\tan\delta$	0,002	0,0001
spezifische Wärmeleitfähigkeit κ	0,46 W/(cm K)	0,017 W/(cm K)

Ein wesentlicher Nachteil von GaAs Substraten liegt darin, daß sie im Vergleich zu Quarz Substrat einen höheren dielektrischen Verlustfaktor aufweisen. Allerdings erlaubt GaAs bei vorgegebener Frequenz kleinere Chipgrößen, bedingt durch die hohe relative Permittivität und den sich daraus ergebenden kürzeren Wellenlängen auf der Leitung [39].

Die Eigenschaften der Mikrostreifenleitung ergeben sich aus der Wahl der Dicke des Substrats h_{Sub} , der Breite der Streifenleitungsmetallisierung w_{MS} und der Metallisierungsdicke t_{MS} auf der Oberseite des Substrats (siehe Abbildung 4.8). Der sich auf der Leitung ausbreitende Wellentyp wird als Quasi-TEM-Welle betrachtet. Zur Anwendung der allgemeinen Leitungstheorie auf die Mikrostreifenleitung dienen der Wellenwiderstand Z_W und die effektive relative Permittivität $\epsilon_{r,\text{eff}}$. Diese ergibt sich aus dem Verhältnis der Freiraumwellenlänge λ_0 und der Wellenlänge λ auf der Mikrostreifenleitung [39][40].

$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \left(\frac{\lambda_0}{\lambda} \right)^2 \quad (4.8)$$

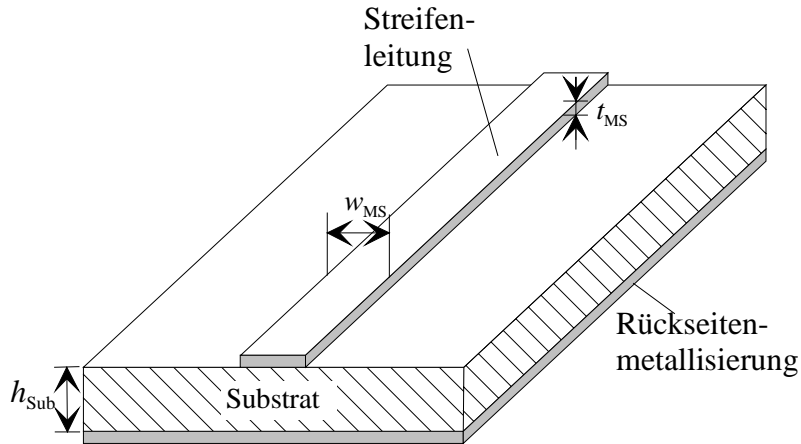


Abbildung 4.8: Struktur einer Mikrostreifenleitung mit allgemeinen Kenngrößen

Der Wellenwiderstand Z_W und die effektive Permittivität $\epsilon_{r,eff}$ in Abhängigkeit vom Verhältnis aus Leitungsweite w_{MS} und Substrathöhe h_{Sub} sind in Abbildung 4.9 dargestellt.

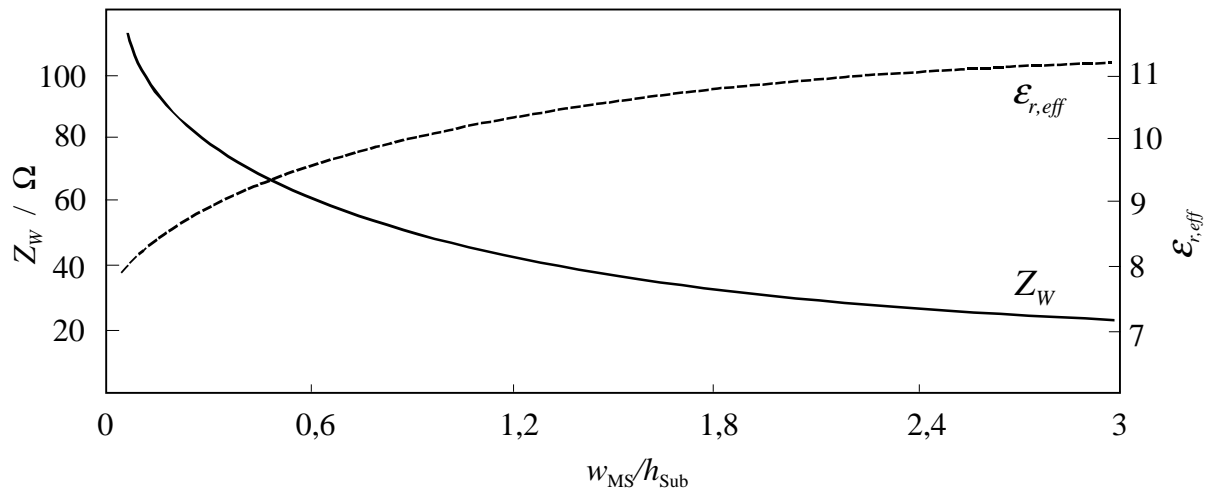


Abbildung 4.9: Wellenwiderstand Z_W und effektive Permittivität $\epsilon_{r,eff}$ einer Mikrostreifenleitung auf GaAs Substrat bei 70 GHz in Abhängigkeit vom Verhältnis Leitungsweite zu Substrathöhe $w_{\text{MS}}/h_{\text{Sub}}$.

Die Abhängigkeit des Wellenwiderstandes bzw. der dielektrischen Permittivität von der Frequenz ist in Abbildung 4.10 gezeigt [39].

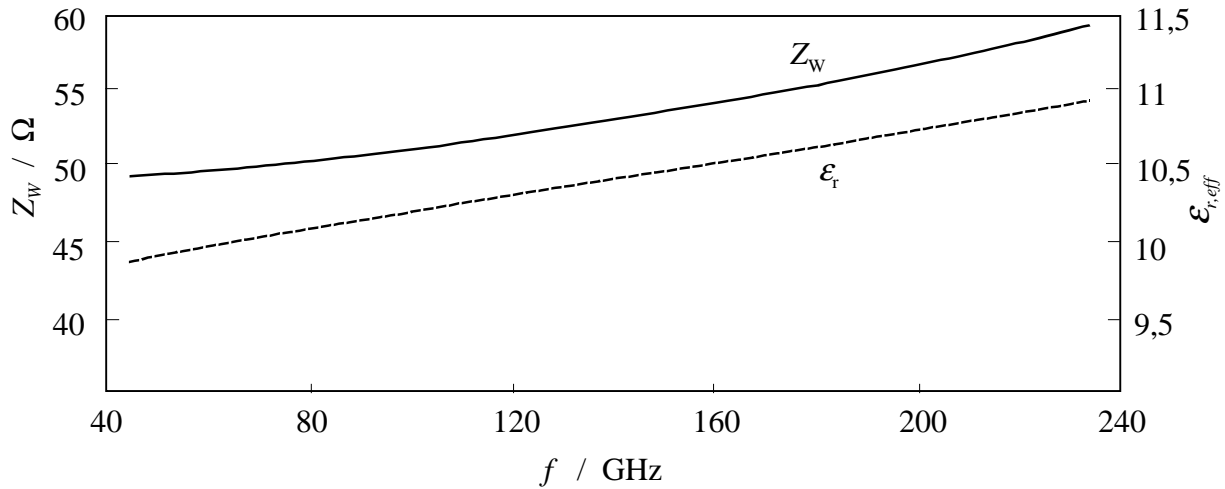


Abbildung 4.10: Wellenwiderstand Z_W und effektive Permittivität $\epsilon_{r,eff}$ einer Mikrostreifenleitung auf GaAs Substrat in Abhängigkeit von der Frequenz f ($w_{MS}/h_{Sub}=0,75$)

Diese Leitungsgrößen der einzelnen Streifenleitungskomponenten wurden auf 50Ω abgestimmt. Damit ergeben sich für die Streifenleitung am Eingang und die im Ausgangshohlleiter die in Tabelle 4.3 aufgelisteten Werte.

Tab. 4.3: Kenngrößen der verwendeten Mikrostreifenleitung

	70 GHz	210 GHz
$w_{MS} / \mu\text{m}$	75	120
$h_{Sub} / \mu\text{m}$	100	100
Z_W / Ω	50	50
$\epsilon_{r,eff}$	10	10,7

Das Tschebycheff Tiefpaßfilter ist in Abbildung 4.11 schematisch dargestellt und die dazu gehörigen Parameter bei 70 GHz in Tabelle 4.4 aufgelistet.

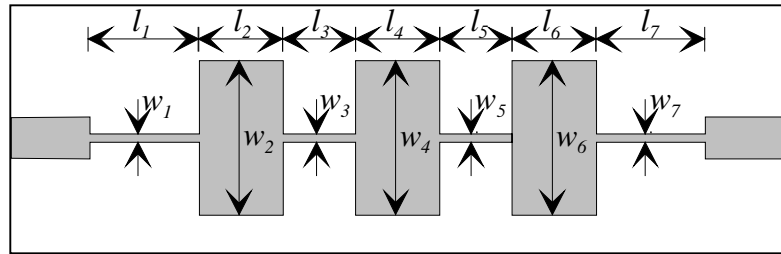


Abbildung 4.11: Schematische Darstellung eines Tiefpaßfilters in Streifenleitungstechnik

Tab. 4.4: Kenngrößen des verwendeten Tiefpaßfilters in Mikrostreifenleitungstechnik bei 70 GHz

	Länge l in mm	Breite w in mm	Wellenwiderstand Z_w in Ω
1	0,094	0,02	90
2	0,067	0,36	20
3	0,168	0,02	90
4	0,075	0,36	20
5	0,168	0,02	90
6	0,067	0,36	20
7	0,094	0,02	90

Es handelt sich um ein Tiefpaßfilter 7ter Ordnung mit einer 3 dB Grenzfrequenz von 85 GHz. Der Wellenwiderstand bei 70 GHz beträgt für die breiten Leitungsabschnitte 20Ω und bei der schmalen Leitungsabschnitte 90Ω . Berechnet wurde das Filter über Näherungsformeln, welche die elektrischen Streufelder durch Kapazitäten und die Verdichtung der Stromdichtelinien an den Stoßstellen durch Induktivitäten berücksichtigen [34]. Das Verhalten des Tiefpasses ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Die Transmission zeigt eine niedrige Dämpfung bei 70 GHz, bei 85 GHz eine Dämpfung von 3 dB und eine hohe Dämpfung bei 210 GHz. Dadurch wird gewährleistet, daß das Signal bei der Grundwelle mit wenig Verlusten zum Varaktor durchdringen kann, während bei der Oberwelle das Signal nahezu total reflektiert wird.

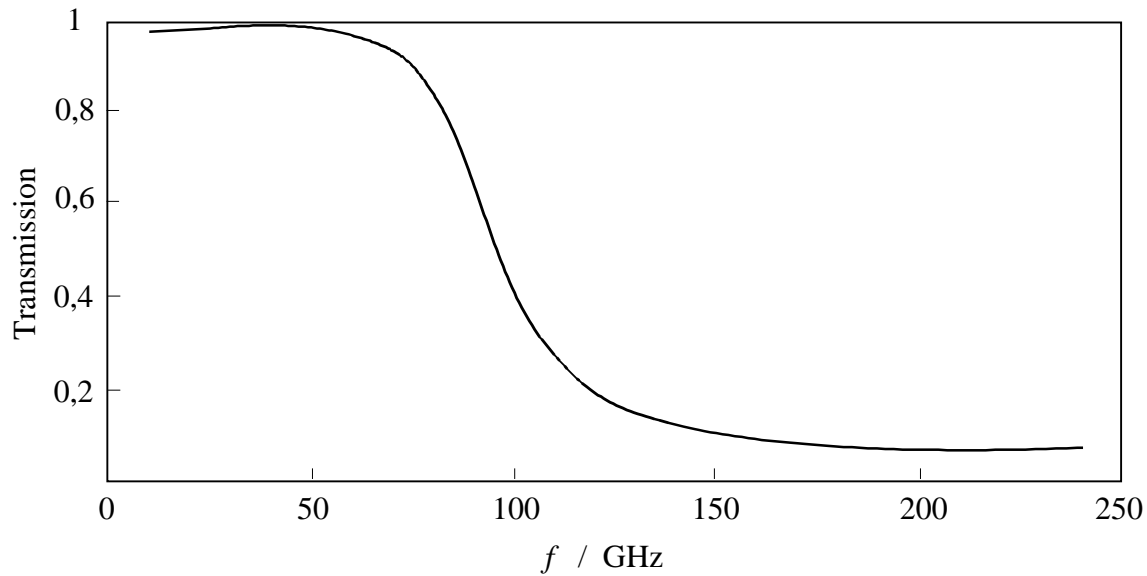


Abbildung 4.12: Berechneter Transmissionsfaktor des Tiefpaßfilters in Abhängigkeit von der Frequenz

Das Anpaßnetzwerk besteht aus zwei trapezförmigen, symmetrischen, leerlaufenden Stichleitungen mit der Breite w_{AN} , der Länge l_{AN} und dem Abstand zum Varaktor d_{AN} und befindet sich im Ausgangshohlleiter. Abbildung 4.13 zeigt schematisch das Anpaßnetzwerk in Streifenleitungstechnik mit den Optimierungsparametern.

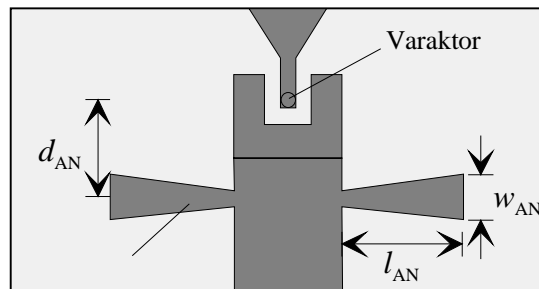


Abbildung 4.13: Schematische Darstellung des Anpaßnetzwerks mit Optimierungsparametern: Abstand zum Varaktor d_{AN} , Breite der Stichleitung w_{AN} und Länge l_{AN}

Durch geeignete Wahl der Optimierungsparameter des Anpaßnetzwerkes kann die Schaltungsimpedanz so eingestellt werden, daß die Anpaßbedingungen nach Gleichung 4.6 und 4.7b erfüllt werden. Dazu wird im folgenden die Bestimmung der Schaltungsimpedanz erläutert.

4.4 Berechnung der Schaltungsimpedanz

Die Schaltungsimpedanz wird mit Hilfe des Simulationsprogrammes HFSS bestimmt. Dazu werden die Anschlüsse für Ein- und Ausgang und für die Kurzschlußschieber als Tore definiert. Der Varaktor wird ebenfalls als Tor definiert, indem von einer fiktiven Leitung ausgegangen wird. Daraus ergibt sich das 5-Tor in Abbildung 4.14, das durch eine Streumatrix beschrieben werden kann.

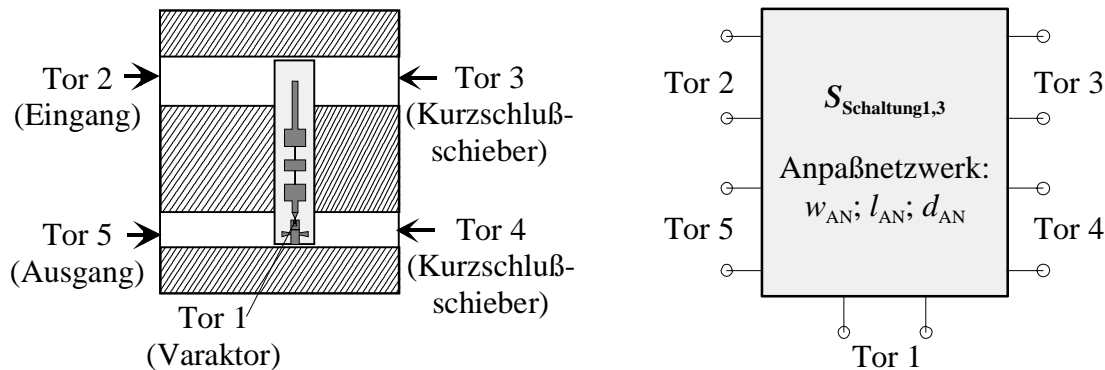


Abbildung 4.14: Schematische Darstellung des Frequenzverdreibers zur Berechnung der Schaltungsimpedanz an der Stelle des Varaktors (Tor 1). Das 5-Tor läßt sich durch eine Streumatrix beschreiben.

Tor 1 gibt die Streuparameter an der Stelle des Varaktors wider, Tor 2 die am Eingang, Tor 3 und 4 die für die Kurzschlußschieber im V-Band bzw. im G-Band Hohlleiter und Tor 5 die am Ausgang. Die Streumatrix wird sowohl bei der Grund- als auch bei der Oberwelle berechnet. Die Berechnung der Schaltungsimpedanz an der Stelle des Varaktors bei der jeweiligen Frequenz erfolgt durch entsprechendes Abschließen der Tore 2 bis 5. Die Kurzschlußschieber werden über den Reflexionsfaktor $\Gamma_{KS1,3}$ nach Gleichung 4.9 simuliert,

$$\Gamma_{KS1,3} = -1 \cdot e^{-j2\beta_{1,3} \cdot l_{V,G}} \quad (\text{Gl. 4.9})$$

wobei $\beta_{1,3}$ die Wellenzahl bei Grund- und Oberwelle ist und $l_{V,G}$ die Änderung der Kurzschlußschieberstellung darstellt. Der Eingangshohlleiter wird bei der Grundfrequenz mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen und spielt für die 3. Harmonische keine Rolle, da diese durch das Tiefpaßfilter abgeblockt wird. Der Ausgangshohlleiter wird entsprechend bei der Oberwelle mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen und spielt durch die hohe Grenzfrequenz des G-Band Hohlleiters keine Rolle für die Grundwelle. Somit läßt sich die 5x5 Matrix mit den entsprechenden Abschlüssen zu einem 1-Tor umrechnen, das den Reflexionsfaktor $\Gamma_{1,3}$ an der Stelle des Varaktors beschreibt. Abbildung 4.15 zeigt das 5-Tor mit den entsprechenden Abschlüssen.

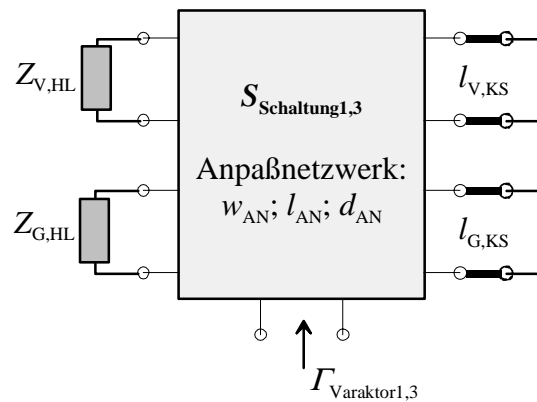


Abbildung 4.15: Streumatrix der Schaltung mit entsprechenden Abschlüssen an den Toren.

Aus $\Gamma_{\text{varaktor1,3}}$ läßt sich die Varaktorimpedanz bei Grund- und Oberwelle berechnen

Aus Gleichung 4.10 ergibt sich schließlich die Schaltungsimpedanz $Z_{S1,3}$ an der Stelle des Varaktors für die jeweilige Frequenz f_1 und f_3 . Z_W ist der fiktive Wellenwiderstand an Tor 1.

$$Z_{S1,3} = -Z_W \frac{\Gamma_{1,3} + 1}{\Gamma_{1,3} - 1} \quad (\text{Gl. 4.10})$$

In Abbildung 4.16 ist, wie bereits in Abbildung 4.4, die Varaktorimpedanz und der Verlustwiderstand der Schaltung $\bar{Z}_{V1,opt} + R_{S1,Verlust}$ in Abhängigkeit von der Pumpleistung P_{in} bei der Grundwelle aufgetragen. Ferner ist die verlustlose Schaltungsimpedanz Z_{S1} in Abhängigkeit von der Kurzschlußschieberstellung im Eingangshohlleiter mit einem optimierten Anpaßnetzwerk dargestellt. Der Kurzschlußschieber im G-Band nimmt keinen Einfluß auf die Grundwelle, da diese sich im Ausgangshohlleiter nicht ausbreiten kann. Die konjugiert komplexe

Darstellungsform, die sich aus Gleichung 4.6 ergibt, gewährleistet beim Schnittpunkt zwischen den beiden Kurven die Erfüllung der Anpaßbedingung bei der Grundwelle. Der entsprechende Schnittpunkt für eine gewählte Pumpleistung von 70 mW ist gekennzeichnet.

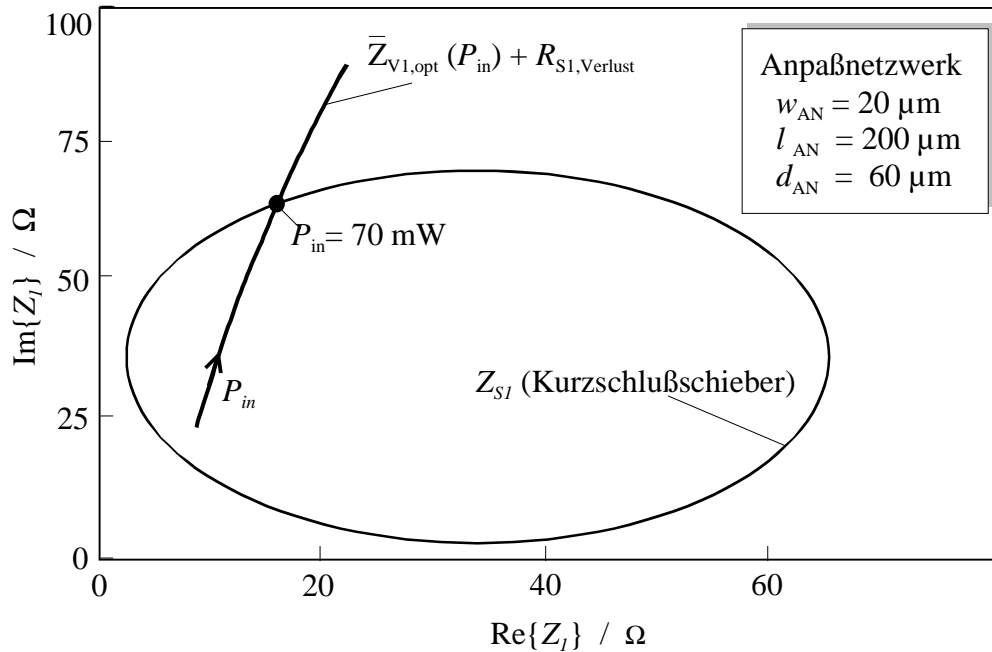


Abbildung 4.16: Schaltungsimpedanz Z_{S1} in Abhängigkeit von der Kurzschlußschieberstellung l_V und konjugiert komplexe Varaktorimpedanz mit Schaltungsverlusten $\bar{Z}_{V1,opt} + R_{S1,Verlust}$ in Abhängigkeit von der Pumpleistung bei der Grundwelle

Bei der Oberwelle muß die Anpaßbedingung nach Gleichung 4.7b erfüllt werden. Hierzu sind die entsprechenden Impedanzkurven in Abbildung 4.17 dargestellt. Die negative Varaktorimpedanz $Z_{V3,opt}$ in Abhängigkeit der Pumpleistung und die Schaltungsimpedanz unter Berücksichtigung der Schaltungsverluste $Z_{S3} + R_{S3,Verlust}$ in Abhängigkeit des Kurzschlußschiebers sind dargestellt. Der optimale Arbeitspunkt des Frequenzverdreifachers bei einer Pumpleistung von 70 mW ist ebenfalls eingezeichnet. Bei dieser Darstellungsform stellt sich im Schnittpunkt zwischen den beiden Kurven im eingezeichneten Arbeitspunkt ($P_{in} = 70$ mW) Anpassung ein. Mit den optimierten Größen des Anpaßnetzwerkes zeigen sich sowohl bei der Grundwelle als auch bei der Oberwelle Schnittpunkte zwischen den Kurven der Schaltungs- und der Varaktorimpedanz im Arbeitspunkt bei einer Pumpleistung von 70 mW.

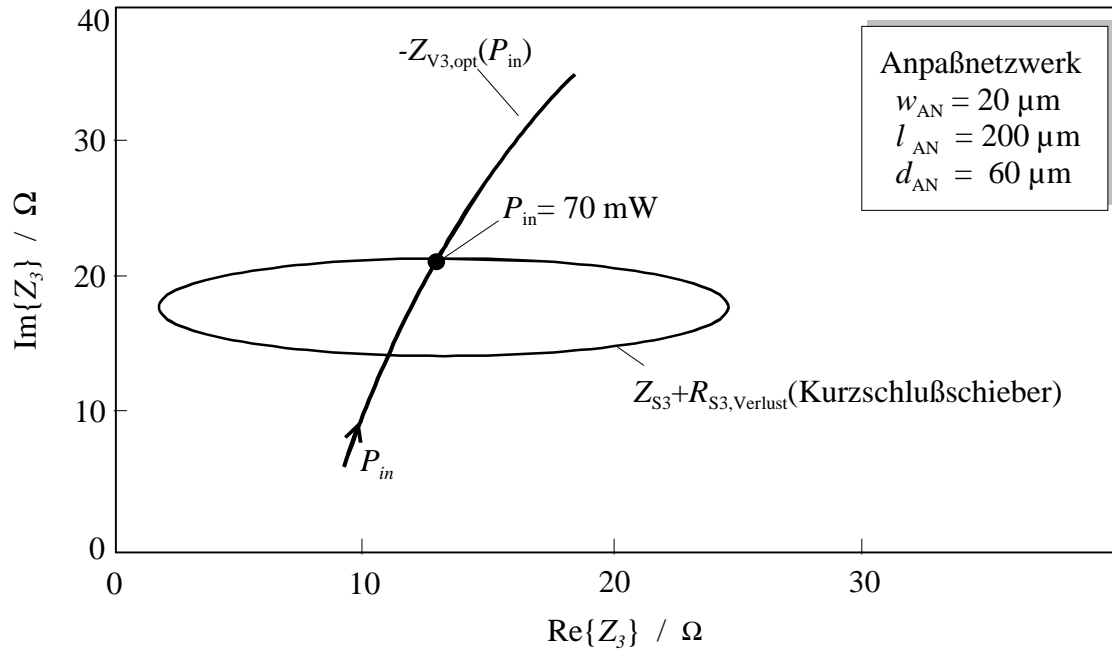


Abbildung 4.17: Schaltungsimpedanz mit Verlusten $Z_{S3} + R_{S3,Verlust}$ in Abhängigkeit von der Kurzschlußschieberstellung l_G und negative Varaktorimpedanz $-Z_{V3,opt}$ in Abhängigkeit von der Pumpleistung bei der Oberwelle

Folglich erfüllt diese Schaltung die Bedingungen für optimalen Betrieb des Frequenzverdreibers bei der vorgegebenen Pumpleistung. Der Frequenzverdreibler mit dem, über dieses vereinfachte Modell, optimierte Anpaßnetzwerk wird mit Hilfe der Harmonischen Balance im nächsten Kapitel genauer analysiert.

Änderungen des Anpaßnetzwerkes über die Länge l_{AN} , die Breite w_{AN} und den Abstand von der Diode d_{AN} transformieren die Schaltungsimpedanzen gleichzeitig bei der Grund- als auch bei der Oberwelle in einem großen Bereich. Abbildung 4.18 und Abbildung 4.19 zeigen das Verhalten der Schaltungsimpedanz bei Änderung der Länge l_{AN} . Eine Änderung der Länge bewirkt eine Verschiebung der Schaltungsimpedanzkurve. Bei der Grundwelle wird mit zunehmender Länge der Stichleitung die Impedanzebene, die über den Kurzschlußschieber eingestellt werden kann, zunächst kleiner und verschiebt sich zu kleineren Impedanzwerten sowohl des Realteils auch als des Imaginärteils.

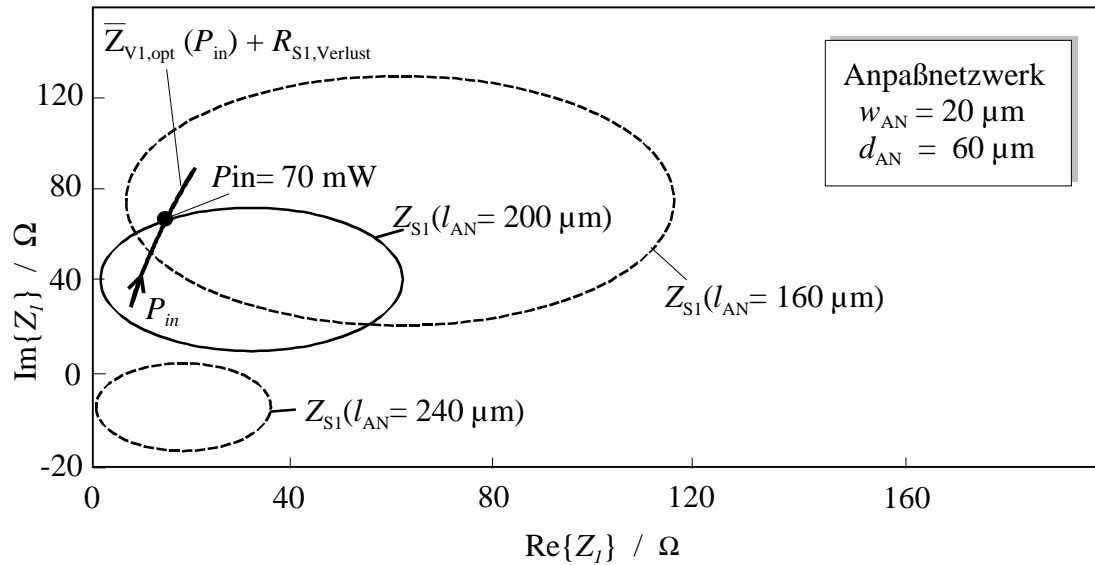


Abbildung 4.18: Schaltungsimpedanz Z_{S1} als Funktion des Kurzschlußschiebers im Eingangshohlleiter für verschiedene Längen l_{AN} der Stichleitungen und konjugiert komplexe Varaktorimpedanz (nach Tabelle 4.1) mit Schaltungsverlusten $\bar{Z}_{V1} + R_{S1,Verlust}$ als Funktion von der Pumpleistung P_{in} bei der Grundwelle.

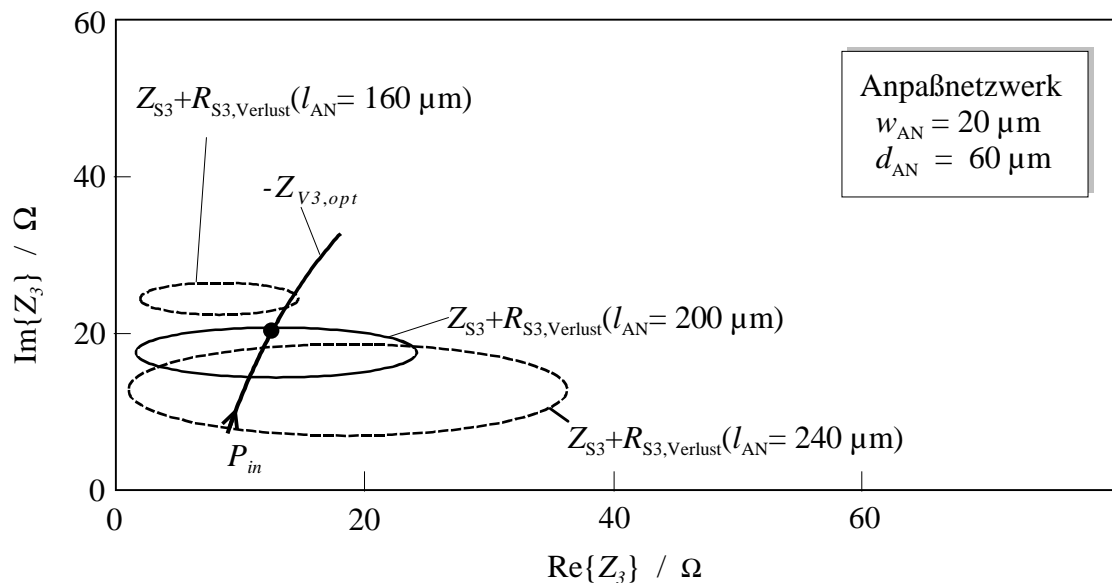


Abbildung 4.19: Schaltungsimpedanz mit Schaltungsverlusten $Z_{S3} + R_{S3,Verlust}$ als Funktion des Kurzschlußschiebers im Ausgangshohlleiter für verschiedene Längen l_{AN} der Stichleitungen und negative Varaktorimpedanz $-Z_{V3,opt}$ (nach Tabelle 4.1) als Funktion der Pumpleistung P_{in} bei der Oberwelle.

Bei der Oberwelle verhält es sich gegenläufig. Mit zunehmender Länge der Stichleitung nimmt der durch den Kurzschlußschieber einstellbare Impedanzbereich zunächst zu. Der Imaginärteil zeigt eine deutliche Tendenz zu kleineren Werten.

Die Abhängigkeit der Schaltungsimpedanz von dem Abstand zwischen Varaktor und Anpaßstichleitung ist in Abbildung 4.20 und Abbildung 4.21 dargestellt. Es zeigt sich auch in diesen Grafiken eine deutliche Verschiebung der Impedanzkurven. Die Tendenz ist ebenfalls gegenläufig und bewegt sich bei der Grundwelle für zunehmenden Abstand zunächst zu kleineren Werten des Imaginärteils, während bei der Oberwelle die Werte des Imaginärteils deutlich zunehmen.

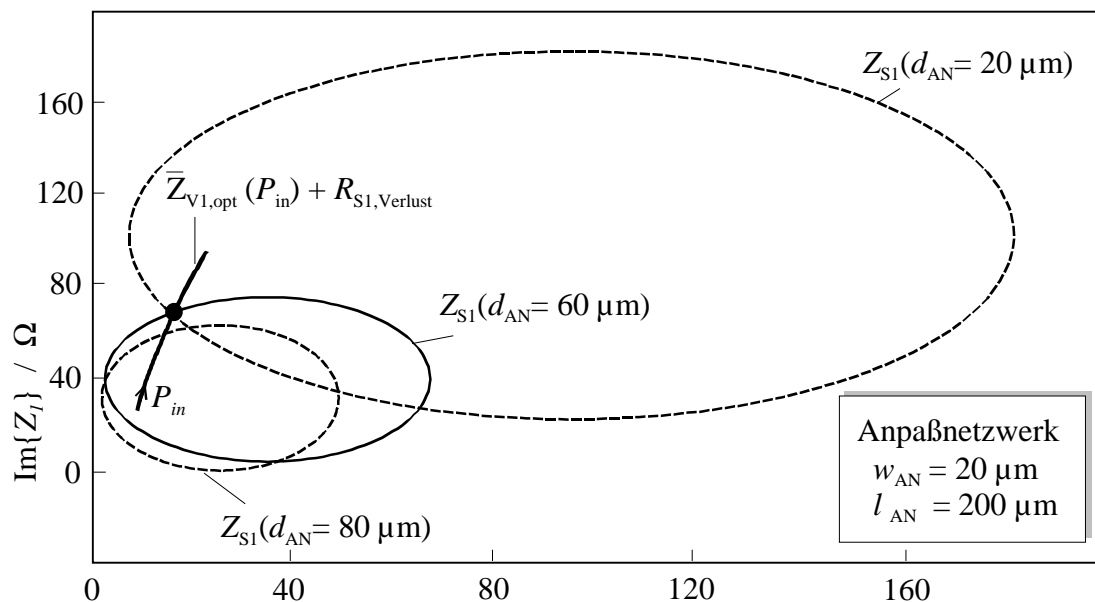


Abbildung 4.20: Schaltungsimpedanz Z_{S1} als Funktion des Kurzschlußschiebers und konjugiert komplexe Varaktorimpedanz (nach Tabelle 4.1) mit Schaltungsverlusten $\bar{Z}_{V1} + R_{S1,Verlust}$ als Funktion der Pumpleistung P_{in} bei der Grundwelle. Variation des Abstands zwischen Varaktor und Stichleitungen d_{AN} .

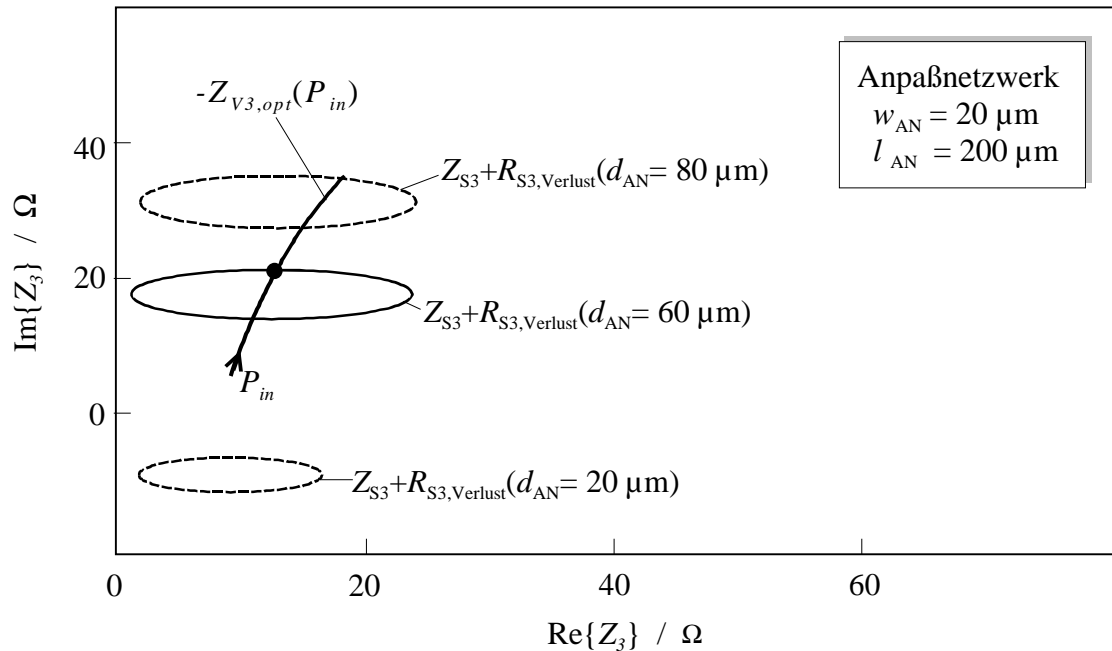


Abbildung 4.21: Schaltungsimpedanz mit Schaltungsverlusten $Z_{S3} + R_{S3,Verlust}$ als Funktion des Kurzschlußschiebers im Ausgangshohlleiter und negative Varaktorimpedanz $-Z_{V3,opt}$ (nach Tabelle 4.1) als Funktion der Pumpleistung P_{in} bei der Oberwelle. Variation des Abstandes zwischen Varaktor und Stichleitungen d_{AN} .

Auch in diesem Fall ist eine Periodizität der Impedanzen zu erkennen. Bedingt durch das gegenläufige Verhalten zwischen Grund- und Oberwelle, gestaltet sich die Bestimmung der Größen für ein optimal abgestimmtes Anpaßnetzwerk äußerst aufwendig.

4.5 Schaltungsverluste und Einfluß der Herstellungstoleranzen auf die Schaltungsimpedanz

Die Schaltungsverluste haben im wesentlichen zwei Ursachen.

- Endliche Leitfähigkeit des Metalls
- Verlustbehaftetes GaAs Substrat ($\tan\delta$)

Bei der Berechnung der Streuparameter bzw. der Impedanzen der Schaltung lassen sich die Verluste anhand der Materialparameter berücksichtigen. Metall hat eine endliche Leitfähigkeit, die bei den Berechnungen über den spezifischen Widerstand ($\rho \approx 2,3 \cdot 10^{-6} \Omega\text{cm}$) eingeht. Der Verlustfaktor von GaAs, $\tan\delta$, ist mit den Materialeigenschaften in Tabelle 4.2 angegeben [39].

Abschätzen läßt sich der Verlustwiderstand aus den HFSS Simulationen, indem die Impedanz zum einen mit und zum anderen ohne Verluste berechnet wird. Aus der Differenz des Realteils ergibt sich schließlich der Verlustwiderstand. Für die Schaltung mit der verwendeten Konstellation des Anpaßnetzwerkes (s. Abbildung 4.16 oder Abbildung 4.17) ergibt sich ein Verlustwiderstand von etwa 2Ω sowohl bei der Grund- als auch bei der Oberwelle. Dieser Wert wurde bereits als Grundlage für die bisherigen Berechnungen angenommen. Je nach Konstellation des Anpaßnetzwerkes variiert der Verlustwiderstand zwischen 1Ω und 5Ω und ist im Allgemeinen für Grund- und Oberwelle unterschiedlich.

Ein wesentlicher Vorteil von monolithisch integrierten Schaltungen ist die Möglichkeit, Herstellungsparasitäten und Toleranzen berechnen und somit berücksichtigen zu können. Es wurden beispielsweise Ungenauigkeiten bezüglich der Luftbrückenhöhe und Substratdicke untersucht. In Abbildung 4.22 und Abbildung 4.23 sind die Schaltungsimpedanzen bei Grund- und Oberwelle in Abhängigkeit von den Kurzschlußschiebern für verschiedene Höhen der Luftbrücke dargestellt. Abweichungen von der verwendeten Höhe ($h_{\text{Luftbrücke}} = 4 \mu\text{m}$) zeigen eine leichte Änderung der Impedanz bei Grund- und Oberwelle.

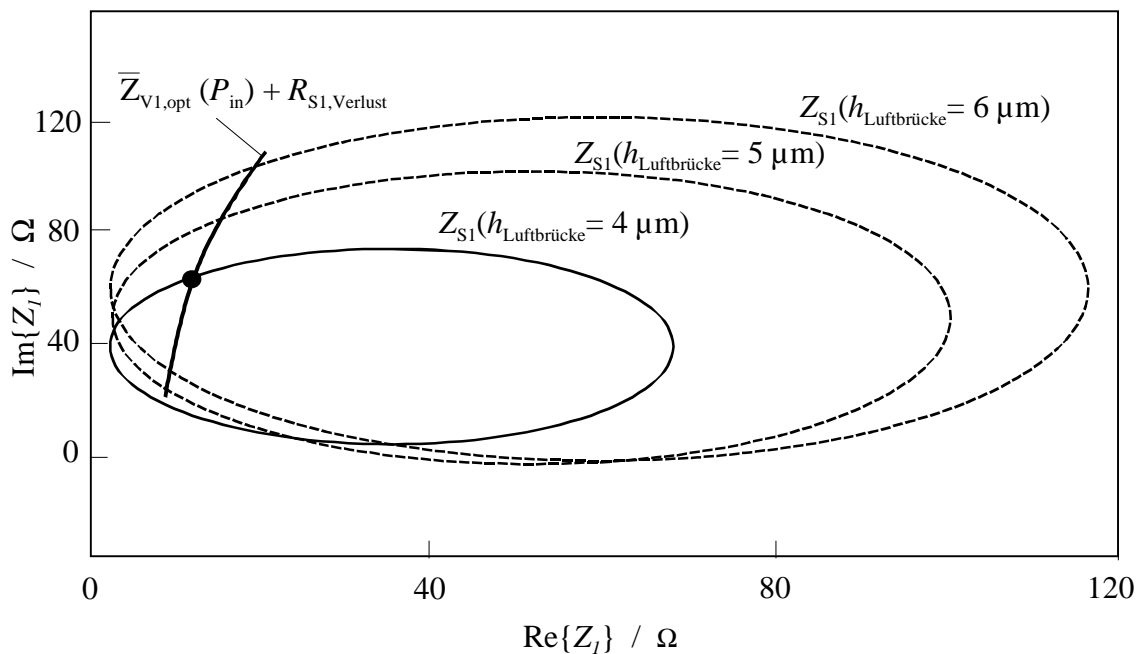


Abbildung 4.22: Konjugiert komplexe Varaktorimpedanz in Abhängigkeit von der Pumpleistung und Schaltungsimpedanz in Abhängigkeit von der

Kurzschlußschieberstellung $l_{V\text{-Band}}$ für verschiedene Höhen der Luftbrücke bei der Grundwelle. Parameter des Anpaßnetzwerkes: $d_{AN}=60\ \mu\text{m}$, $l_{AN}=200\ \mu\text{m}$, $w_{AN}=20\ \mu\text{m}$

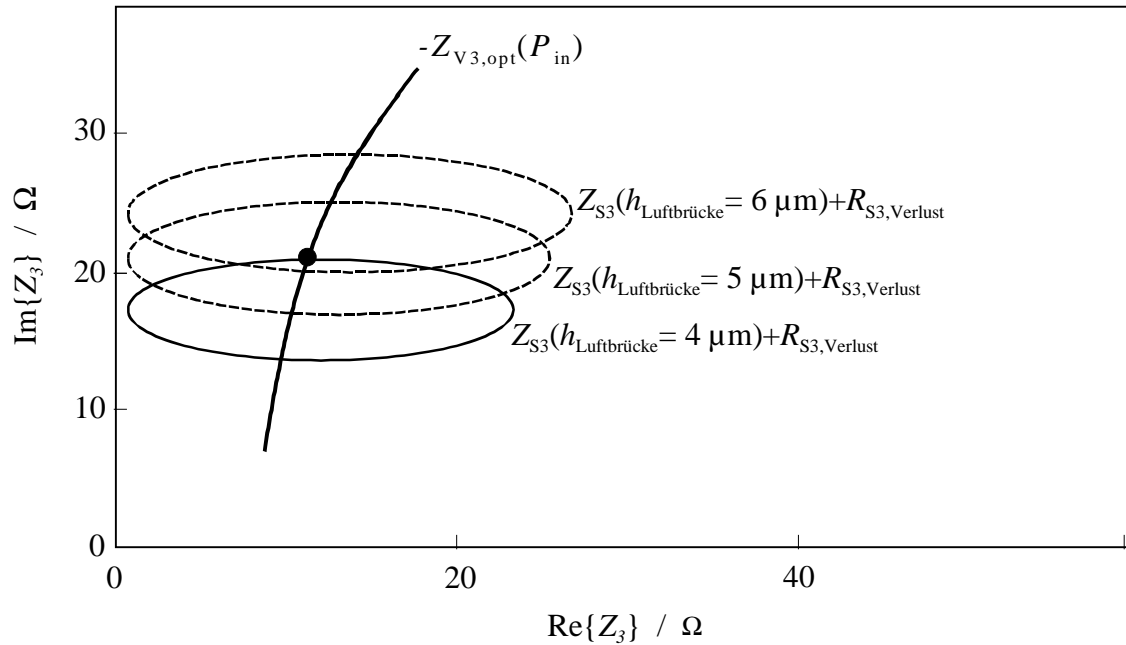


Abbildung 4.23: Negative Varaktorimpedanz in Abhängigkeit von der Pumpleistung und Schaltungsimpedanz in Abhängigkeit von der Kurzschlußschieberstellung $l_{G\text{-Band}}$ mit Verlusten für verschiedene Höhen der Luftbrücke bei der Oberwelle. Parameter des Anpaßnetzwerkes: $d_{AN}=60\ \mu\text{m}$, $l_{AN}=200\ \mu\text{m}$, $w_{AN}=20\ \mu\text{m}$

Ungenauigkeiten in der Substratdicke sorgen für eine Änderung des Wellenwiderstandes. Dieser wird durch Breite der Streifenleitung und Höhe des Substrates festgelegt. Abbildung 4.24 und Abbildung 4.25 zeigen die Schaltungsimpedanz in Abhängigkeit vom jeweiligen Kurzschlußschieber für drei verschiedene Substratdicken. Bereits kleine Abweichungen rufen eine relativ starke Änderung der Schaltungsimpedanz hervor. Für die technologische Herstellung bedeutet dies, daß die Substratdicke mit besonderer Sorgfalt eingestellt werden muß.

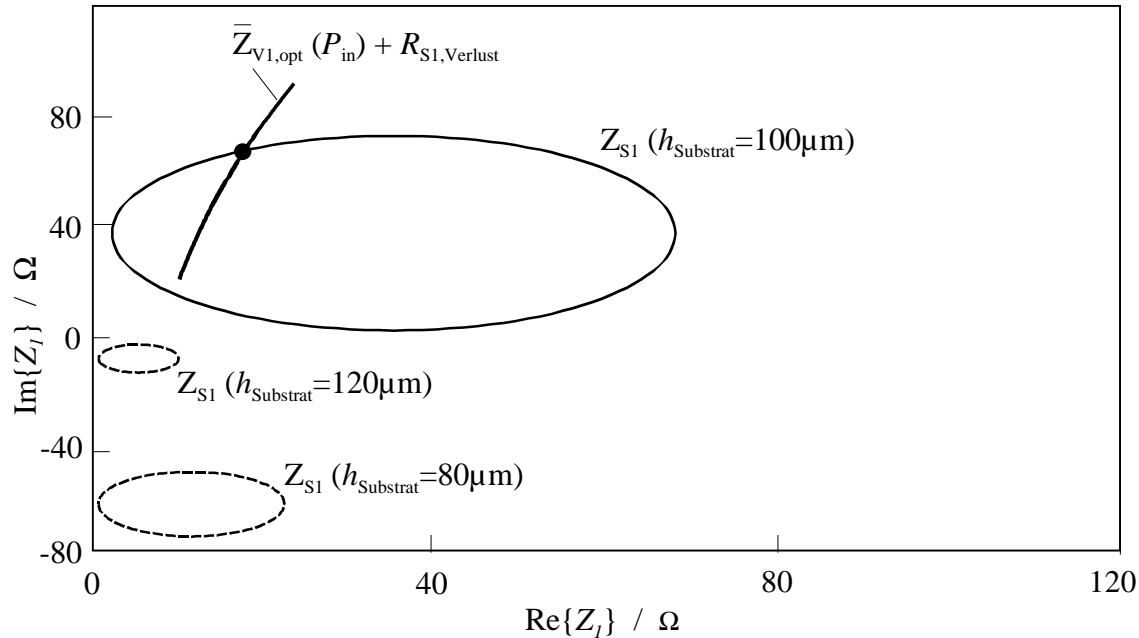


Abbildung 4.24: Konjugiert komplexe Varaktorimpedanz mit Schaltungsverlusten in Abhängigkeit von der Pumpleistung und Schaltungsimpedanz in Abhängigkeit von der Kurzschlußschieberstellung $l_{V\text{-Band}}$ für verschiedene Substratdicken bei der Grundwelle. Parameter des Anpaßnetzwerkes: $d_{\text{AN}}=60 \mu\text{m}$, $l_{\text{AN}}=200 \mu\text{m}$, $w_{\text{AN}}=20 \mu\text{m}$.

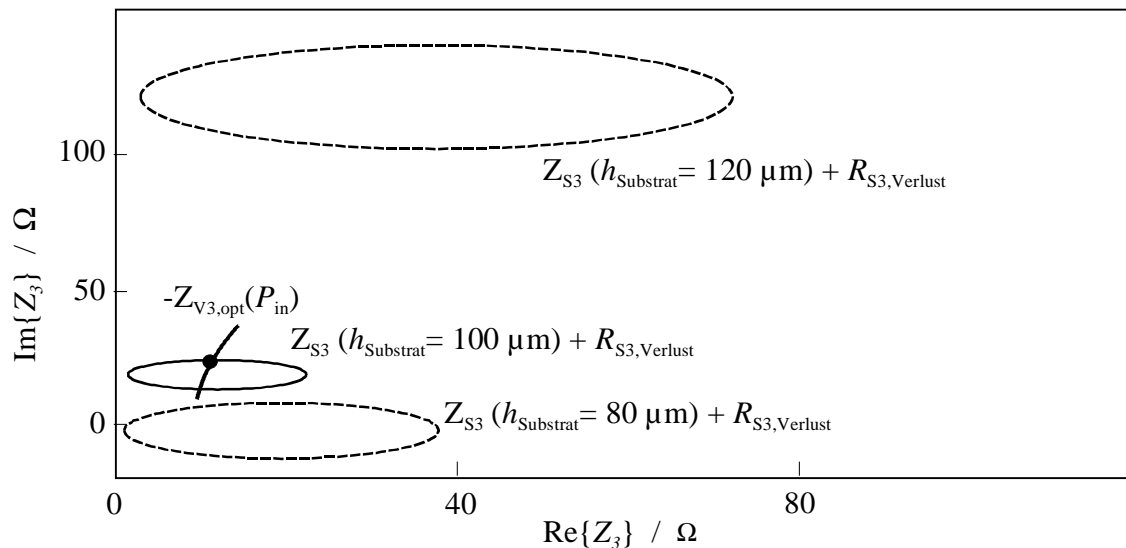


Abbildung 4.25: Negative Varaktorimpedanz in Abhängigkeit von der Pumpleistung und Schaltungsimpedanz in Abhängigkeit von der Kurzschlußschieberstellung $l_{G\text{-Band}}$ für verschiedene Substratdicken bei der Oberwelle. Parameter des Anpaßnetzwerkes: $d_{\text{AN}}=60 \mu\text{m}$, $l_{\text{AN}}=200 \mu\text{m}$, $w_{\text{AN}}=20 \mu\text{m}$.

5 Betriebsverhalten mit dem Verfahren der Harmonischen Balance

Die Eigenschaften eines Frequenzverdreifachers, wie Oberwellenleistung und der entsprechende Wirkungsgrad, lassen sich anhand von Simulationsprogrammen ermitteln, die auf dem Prinzip der Harmonischen Balance basieren. Diese Technik verwendet ein numerisches Verfahren zur Bestimmung der Spannungen und Ströme der jeweiligen Frequenzen [20]. Abbildung 5.26 zeigt ein allgemeines Ersatzschaltbild, in welchem der Frequenzverdreifacher in lineare und nichtlineare Komponenten aufgespalten wird. Die lineare Eingangs- und Ausgangsschaltung mit Anpaßnetzwerk lassen sich, wie in Kapitel 4 beschrieben, mit Hilfe von HFSS berechnen und durch frequenzabhängige Streu- bzw. Z-Parameter darstellen. Der nichtlineare Varaktor wird über die gemessenen Kennlinien im Zeitbereich beschrieben. Die Kurzschlußschieber werden über eine variable Leitung, die mit einem Kurzschluß abgeschlossen ist, simuliert.

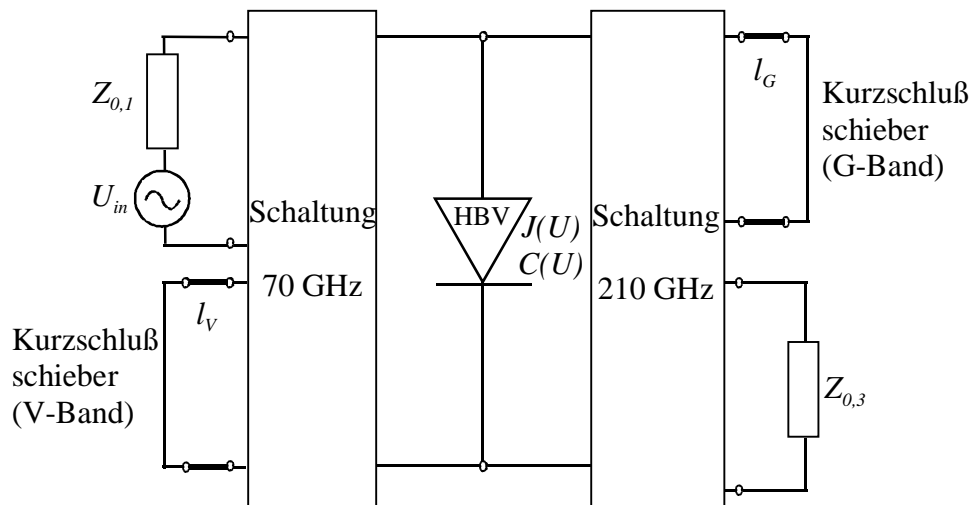


Abbildung 5.26: Allgemeines Ersatzschaltbild eines Frequenzverdreifachers mit HBV

Das Verfahren der Harmonischen Balance ermöglicht die Analyse einer Schaltung bestehend aus nichtlinearen Bauelementen, die im Zeitbereich beschrieben werden, und linearen Schaltungskomponenten, die im Frequenzbereich durch Streuparameter gegeben sind. Die prinzipielle Funktionsweise dieses numerischen Verfahrens wird im folgenden zusammenfassend beschrieben [20]. Ein periodischer zeitlicher Verlauf der Spannung wird am Bauelement vorgegeben und daraus werden die Ströme für jeden Zweig bei den entsprechenden Harmonischen berechnet. Gleichzeitig werden für die vorgegebene Spannung die Ströme am

linearen Block im Frequenzbereich bestimmt. Die Stromkomponenten werden anschließend zwischen linearem und nichtlinearem Block verglichen. Stimmen die Stromkomponenten bei jeder Harmonischen überein, so hat man die endgültige Lösung, ansonsten wird der Vorgang unter Vorgabe eines neuen Spannungsverlaufes erneut durchgeführt.

Die mit dem Simulationsprogramm ADS (**A**dvanced **D**esign **S**ystem) berechneten Eigenschaften des Frequenzverdrehers sind in Abbildung 5.27 dargestellt. Die Ausgangsleistung P_{out} und der Wirkungsgrad η sind in Abhängigkeit von der Pumpleistung P_{in} abgebildet.

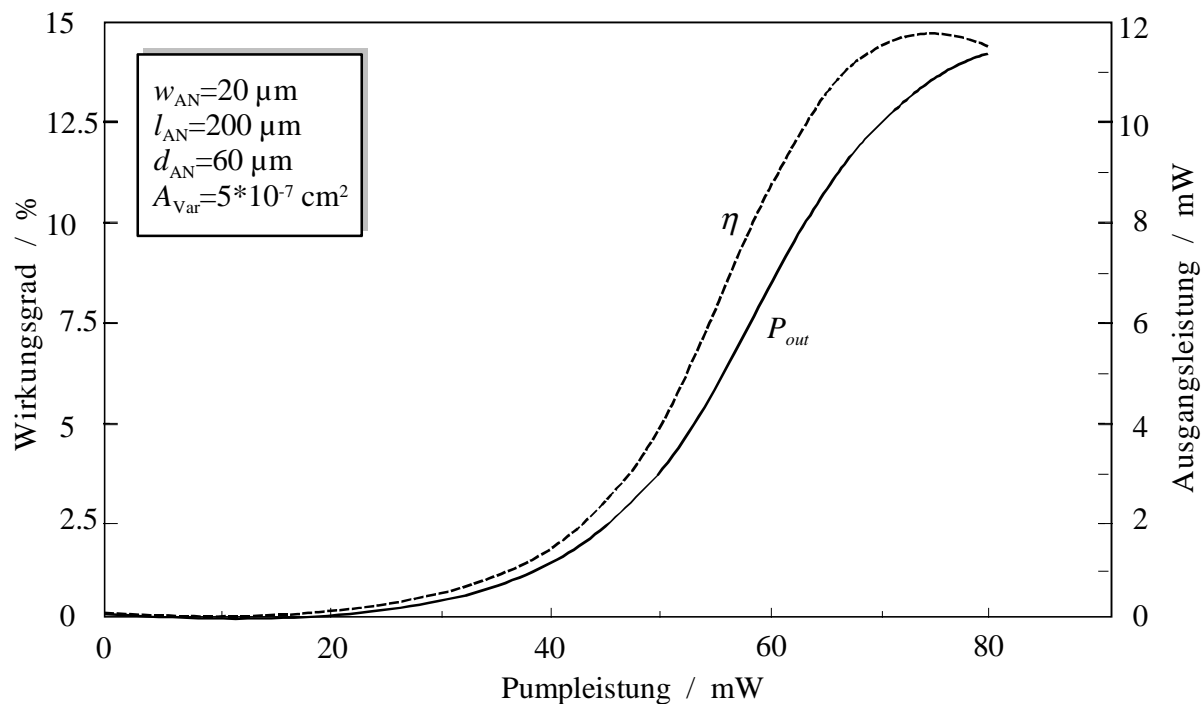


Abbildung 5.27: Berechnete Ausgangsleistung und Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Pumpleistung für die Schaltung mit den angegebenen Anpaßnetzwerkgrößen und dem Varaktor nach Abbildung 3.9 mit $R_S = 8 \Omega$

Die Parameter des Anpaßnetzwerks sind im gleichen Schaubild aufgelistet. Die Varaktorfläche beträgt $5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$. Die Kurzschlußschieber sind jeweils bezüglich maximalem Wirkungsgrad optimiert. Das Programm benötigt nach Abbildung 5.26 die Streuparameter der Eingangs- und Ausgangsschaltung und die Strom-Spannungs- bzw. die Kapazitäts-Spannungs-Charakteristik des Bauelements. Über eine externe Leistungsquelle wird der Frequenzverdrehfacher angesteuert.

Über das Verfahren der Harmonischen Balance werden schließlich der Konversionswirkungsgrad und die Ausgangsleistung berechnet.

Ein maximaler Wirkungsgrad von 14,5 % bei einer Pumpleistung von 75 mW wurde berechnet. Dies entspricht einer Ausgangsleistung von 11 mW. Diese Simulationsergebnisse stimmen gut mit den Werten aus Kapitel 4 überein, die mit Hilfe der Fourieranalyse unter Vorgabe des Verlustwiderstandes der Schaltung ermittelt wurden. Dies zeigt, daß das iterative Verfahren aus Kapitel 4 zur Optimierung der Anpaßnetzwerkgrößen als erste Näherung gute Ergebnisse bietet und die grafische Darstellungsweise eine gezielte Veränderung der Optimierungsgrößen ermöglicht.

In Tabelle 5.1 sind die über die Harmonische Balance berechneten Werte des Frequenzverdreifachers zusammengefaßt.

Tabelle 5.1: Mit Hilfe der Harmonischen Balance berechnete Werte des Frequenzverdreifachers mit den Anpaßnetzwerkgrößen aus Abbildung 5.27 und dem HBV nach Abbildung 3.9 mit $R_S = 8 \Omega$

Pumpleistung	Varaktor- fläche	max. Wirkungsgrad	Ausgangs- leistung
75 mW	$5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$	14,5 %	11 mW

In Abbildung 4.18 bis Abbildung 4.21 wurde die Impedanzverschiebung gezeigt, die bei Änderung der Anpaßnetzwerkgrößen hervorgerufen wird. In den folgenden Schaubildern, Abbildung 5.28 und Abbildung 5.29, wird ersichtlich, welchen Einfluß diese Impedanzänderung auf den Wirkungsgrad hat. Es ist jeweils der Wirkungsgrad η normiert auf den maximalen Wirkungsgrad η_{\max} dargestellt. Eine Verringerung des Abstandes zwischen Anpaßstichleitung und Varaktor d_{AN} um etwa $20 \mu\text{m}$ führt zu einer Halbierung des Wirkungsgrads. Wird der Abstand vergrößert, reagiert das System etwas weniger empfindlich und der Wirkungsgrad fällt erst bei einer Verschiebung von über $40 \mu\text{m}$ auf die Hälfte zurück. Ähnlich verhält sich eine Variation der Stichleitungslänge l_{AN} . Verkürzt man die Länge der Stichleitung um etwa $10 \mu\text{m}$, so halbiert man den Wirkungsgrad. Eine Verlängerung der Leitungslänge führt nach $20 \mu\text{m}$ auf die Halbierung des Wirkungsgrads.

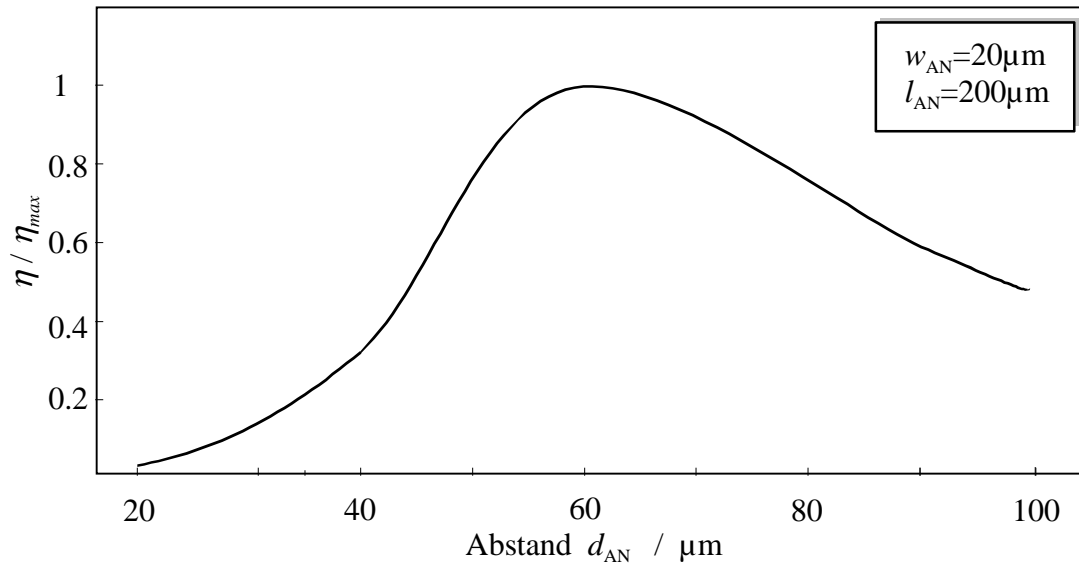


Abbildung 5.28: Normierter Wirkungsgrad ($\eta_{\max} = 14,5\%$) bei einer Pumpleistung von 75 mW in Abhängigkeit vom Abstand der Anpaßstichleitung von dem Varaktor ($A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$; $R_S = 8 \Omega$)

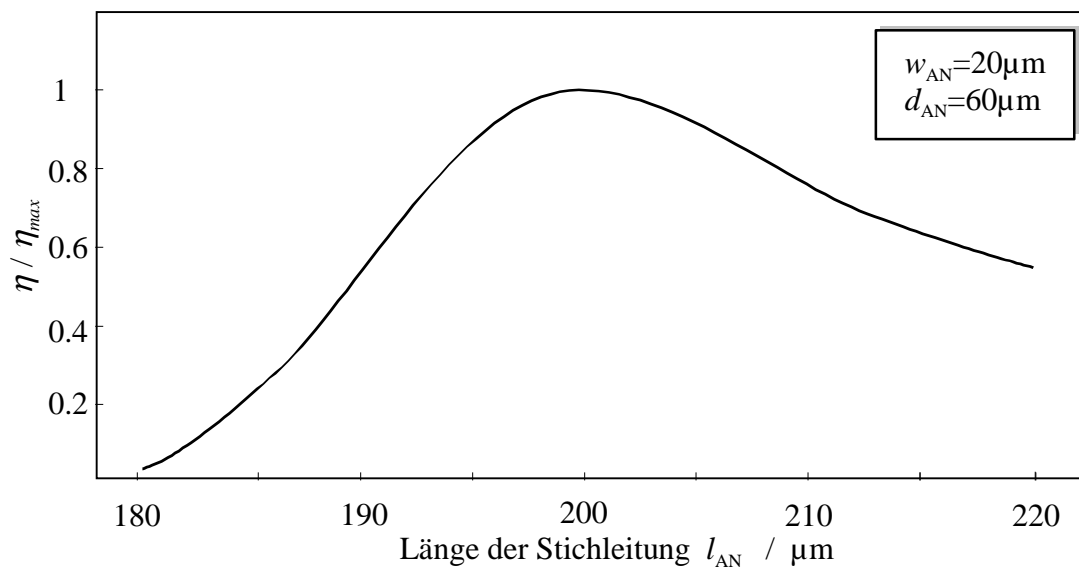


Abbildung 5.29: Normierter Wirkungsgrad ($\eta_{\max} = 14,5\%$) bei einer Pumpleistung von 75 mW in Abhängigkeit von der Stichleitungslänge ($A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$; $R_S = 8 \Omega$)

Insgesamt reagiert eine solche Schaltung sehr empfindlich auf Herstellungstoleranzen und fordert somit ein hohes Maß an Genauigkeit bei der technologischen Herstellung.

5.1 Einfluß von Herstellungstoleranzen auf die Verdreifachereigenschaften

In diesem Abschnitt wird der Einfluß von Herstellungstoleranzen in Bezug auf die Frequenzverdreifachereigenschaften untersucht. Die Impedanzänderungen bedingt durch Abweichungen bei der Luftbrückenhöhe und der Substratdicke wurden bereits in Kapitel 4 gezeigt. Abbildung 5.30 zeigt den normierten Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Luftbrückenhöhe. Die verwendeten Größen für das Anpaßnetzwerk sind ebenfalls in der Grafik angegeben. Eine Abweichung von dem ursprünglichen Wert ($h_{\text{Luftbrücke}} = 4 \mu\text{m}$) macht sich im Wirkungsgrad nur leicht bemerkbar. Der Wirkungsgrad wird bei einer Abweichung von mehr als 50 % auf die Hälfte reduziert.

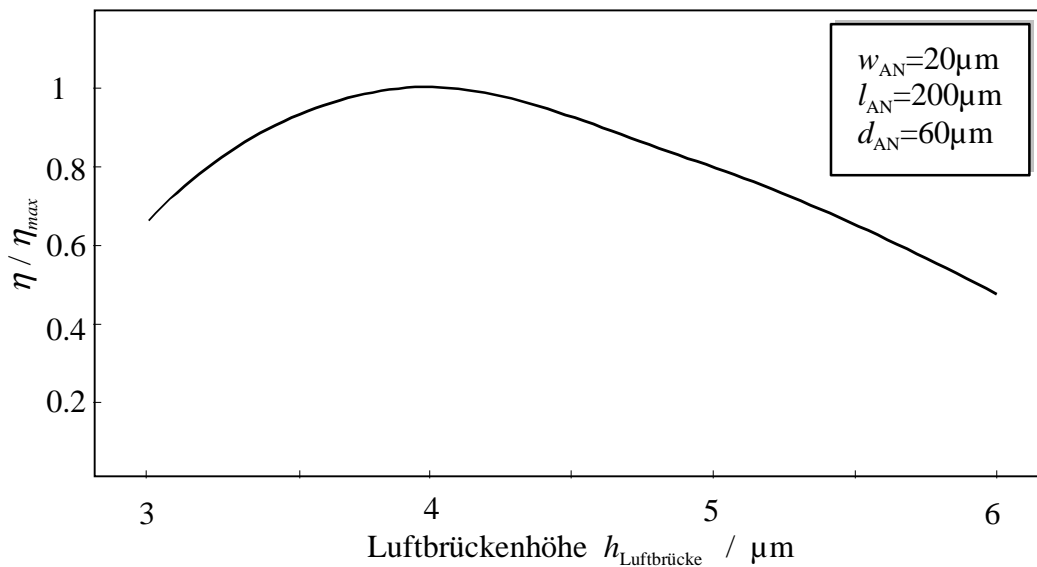


Abbildung 5.30: Normierter Wirkungsgrad ($\eta_{\max} = 14,5\%$) in Abhängigkeit von Abweichungen in Bezug auf die Luftbrückenhöhe ($P_{\text{in}} = 75 \text{mW}$).

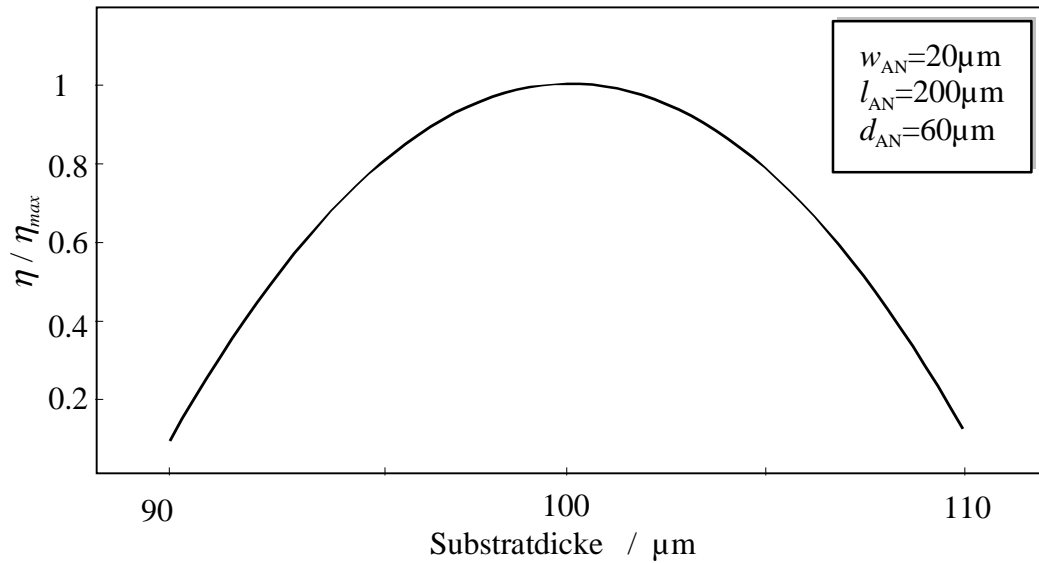


Abbildung 5.31: Normierter Wirkungsgrad ($\eta_{\max}=14,5\%$) in Abhängigkeit von Abweichungen in Bezug auf die Substratdicke ($P_{\text{in}}=75 \text{ mW}$; $A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$; $R_S = 8 \Omega$)

Abbildung 5.31 verdeutlicht den Einfluß einer Abweichung der Substratdicke. Diese Grafik zeigt eine sehr viel höhere Empfindlichkeit im Vergleich zu den Abweichungen bezüglich der Luftbrückenhöhe. Eine Abweichung um etwas mehr als 5 % reduziert den Wirkungsgrad auf die Hälfte. Dies erschwert die technologische Herstellung, liegt aber dennoch im Bereich der realisierbaren Toleranzen.

6 Technologische Realisierung

Das Ausgangsmaterial zur technologischen Realisierung des Frequenzverdrehers ist semi-isolierendes GaAs - Substrat. Auf das Substrat werden die Halbleiterschichten des Varaktors epitaktisch aufgewachsen. Die Schaltung und der Varaktor werden mit Hilfe von Photolithographie, Ätz- und Bedampfungstechniken strukturiert.

6.1 Herstellung des Halbleitermaterials

Die für diese Arbeit verwendeten Halbleiterschichten wurden mit der am Lehrstuhl zur Verfügung stehenden Molekularstrahlepitaxieanlage (MBE, Riber 2300 R&D) hergestellt. Acht Effusionszellen, die mit Aufwachs- (Ga, Al, As) und Dotiermaterialien (Si, Be) bestückt sind, können mit Hilfe von Temperaturregelungen und Abschattungskappen in ihrem Fluß gesteuert werden. Eine ausführliche Beschreibung der Anlage und der Eichung ist unter [43][44][45] zu finden.

Abbildung 6.1 zeigt die Schichtstruktur hergestellter Heterobarrierenvaraktoren. Auf semiisolierendem GaAs-Substrat (Orientierung $\langle 100 \rangle$) wird zunächst eine undotierte $\text{Ga}_{0.45}\text{Al}_{0.55}\text{As}$ -Schicht aufgewachsen, die für die technologische Herstellung lediglich eine Bedeutung als Ätzstoppschicht hat. Danach folgt eine hochdotierte n^+ -Schicht, die als Kontaktschicht dient. Die nachfolgende n^- -Schicht ist für die spannungsabhängige Kapazitätsmodulation zuständig. Diese Verarmungsschicht ist in zwei Bereiche geteilt. Der an die Kontaktschicht angrenzende Bereich weist eine niedrige Dotierung von $N_d = 5 \cdot 10^{16} \text{ cm}^{-3}$ auf und der zweite Bereich eine etwas höhere Dotierung von $N_d = 1 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$. Die Struktur ist symmetrisch, weshalb nach der Heterobarriere wieder eine geteilte Modulationsschicht und schließlich eine hochdotierte Kontaktschicht folgen. Die Dotierungen konnten anhand von Kapazitätsmessungen an entsprechenden Testdioden bestimmt und nachgeprüft werden.

Kontaktschicht	$n=5*10^{18} \text{ cm}^{-3}; d=500\text{nm}$
Modulationsschicht	$n=5*10^{16} \text{ cm}^{-3}; d=320\text{nm}$
	$n=1*10^{17} \text{ cm}^{-3}; d=50\text{nm}$
Heterobarriere	$\text{Ga}_{0.45}\text{Al}_{0.55}\text{As}; d=20\text{nm}$
	$n=1*10^{17} \text{ cm}^{-3}; d=50\text{nm}$
Modulationsschicht	$n=5*10^{16} \text{ cm}^{-3}; d=320\text{nm}$
Kontaktschicht	$n=5*10^{18} \text{ cm}^{-3}; d=1000\text{nm}$
Ätzstoppschicht	$\text{Ga}_{0.45}\text{Al}_{0.55}\text{As}$
GaAs-Substrat	semiisolierend

Abbildung 6.1: Halbleiterschichtstruktur hergestellter Heterobarrierenvaraktoren

6.2 Herstellung der Verdreifacherschaltung mit integriertem Varaktor

Ein Schwerpunkt dieser Arbeit ist die monolithische Integration des nichtlinearen Bauelementes in die Schaltung. Es wurde ein Technologieablauf entwickelt, der dies ermöglicht und im folgenden schematisch beschrieben wird. Abbildung 6.2 zeigt die prinzipielle Vorgehensweise.

Das Substrat wird auf eine Dicke von 100 μm poliert. Hierzu wird ein mechanisches und naßchemisches Ätzverfahren unter Verwendung einer Brom-Methanol-Lösung benutzt. Die Probe wird anschließend für den kompletten Technologieablauf auf ein Al_2O_3 -Keramikträger aufgeklebt, um die mechanische Stabilität zu gewährleisten.

Für die nachfolgende Realisierung des Varaktors und der entsprechenden Schaltung mit integrierter Luftbrücke werden mehrere Photolithographieschritte benötigt, die im Bereich weniger Mikrometer aufeinander abgestimmt sein müssen. Daher werden zunächst Justiermarken mit Hilfe von Photolack (Shipley S 1813) und einer GaAs-Ätze

(Methanol:Phosphorsäure:Wasserstoffperoxid = 3:1:1) in die Probe geätzt. Anschließend werden die Diodenkontakte photolithographisch definiert und galvanisch (pH-7 Goldbad, Doduco) verstärkt (Abbildung 6.2a). Als ohmsches Kontaktmaterial wird AuGeNi als Eutektikum verwendet. Die Diodenkontakte dienen als Maske für die Mesaätzung, mit der die Diodenfläche definiert wird. Diese Mesaätzung wird in zwei Schritten durchgeführt. Zunächst wird ganzflächig bis zur hochdotierten Kontaktschicht geätzt (Abbildung 6.2b) und anschließend nach Aufbringen einer Photolackstruktur die hochdotierte Schicht bis zum Substrat entfernt (Abbildung 6.2c). Bei diesem Schritt dient die Ätzstoppschicht als Hilfsmittel, um sicherzustellen, daß die MESA bis zum Substrat geätzt wurde. Der abgedeckte Bereich der Kontaktschicht definiert die Fläche für den zweiten Diodenkontakt, der von dem Varaktor und der Umgebung isoliert ist. Durch Bedampfen (AuGeNi) und photolithographisches Strukturieren wird ein selbstjustierender ohmscher Kontakt hergestellt (Abbildung 6.2d), der eine Minimierung des Serienwiderstandes durch die hochdotierte Kontaktschicht ermöglicht. Beide Diodenkontakte werden durch Erhitzen auf 400 °C unter Wasserstoffatmosphäre legiert, um ohmsches Verhalten mit einem möglichst geringen Kontaktwiderstand zu erreichen. Als Stütze für die Luftbrücke zum Kontaktieren des Varaktors wird Fotolack aufgebracht und strukturiert. Anschließend wird die Metallisierung für die Streifenleitung (TiAu) aufgedampft (Abbildung 6.2e). Die galvanische Verstärkung erhöht die mechanische Stabilität und reduziert Verluste. Der Stützlack wird daraufhin wieder entfernt. Als letzter Schritt wird die Rückseite der Probe strukturiert und metallisiert, die für die Ausbreitung der elektromagnetischen Welle in einer Mikrostreifenleitung benötigt wird (Abbildung 6.2e). Dazu wird die Probe von dem Al₂O₃-Keramikträger gelöst und mit der Rückseite nach oben gerichtet erneut aufgeklebt. Die Justage erfolgt über eine Infrarotlampe und eine entsprechende Kamera, womit das GaAs durchleuchtet werden kann. Nach Ablösen der Probe von dem Al₂O₃-Keramikträger wird die Probe in Einzelschaltungen zerteilt, die eine Chipgröße von (2,5 x 1) mm² aufweisen.

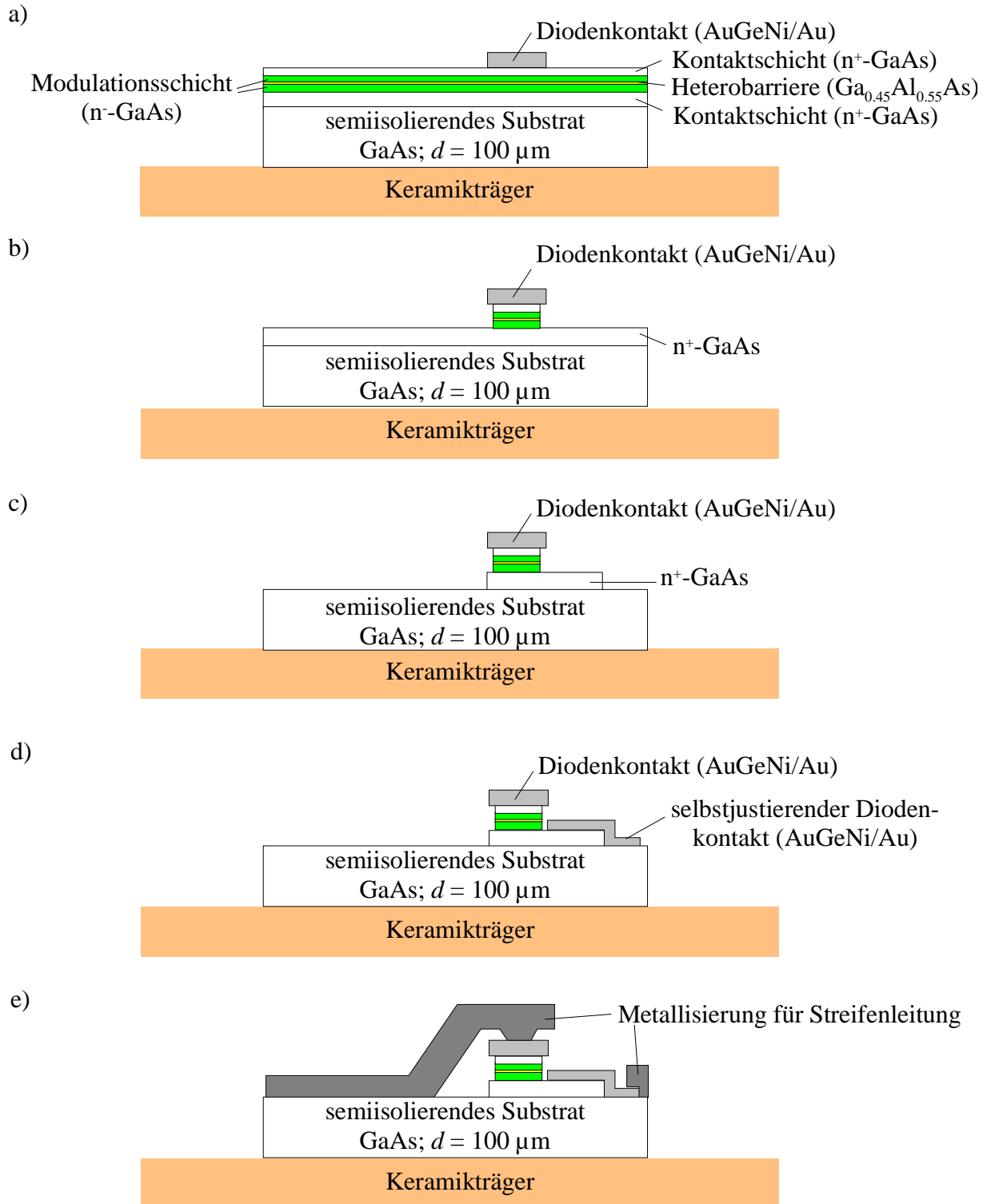


Abbildung 6.2: Schematische Darstellung der einzelnen Technologieschritte zur Herstellung des Frequenzverdreifachers mit monolithisch integriertem HBV

6.3 Herstellung des Hohlleitersaufbaus

Der Hohlleitersaufbau wurde in der lehrstuhleigenen Werkstatt aus Messing hergestellt. Der Aufbau besteht aus zwei symmetrischen Hälften. Beide Hohlleiter liegen in der gleichen Ebene und ermöglichen somit eine Minimierung der Fertigungsungenauigkeiten. Der GaAs-Chip wird in eine Aussparung zwischen den beiden Hohlleitern gelegt und kann dort mit einer Feder befestigt werden. Hohe Leitfähigkeit der Hohlleiterwände wird durch das Vergolden des kompletten Aufbaus erreicht. Dazu wird nach gründlicher Reinigung mit Lösungsmitteln ein Nickelbad (Nickel 802G, Degussa) verwendet, das hauptsächlich als Haftvermittler dient und zusätzlich die Oberfläche glättet. Anschließend wird der Aufbau mit Hilfe eines Goldbades (AURORA 552, Degussa) vergoldet. Die Kurzschlußschieber werden ebenfalls am Lehrstuhl hergestellt. Ein Tiefpaßfilter sorgt dafür, daß keine Leistung entweichen kann und anhand einer Mikrometerschraube läßt sich die Entfernung zur Schaltung variieren. Die Kurzschlußschieber zeigen ein periodisches Verhalten. Dennoch wurde der Kurzschlußschieber im G-Band-Hohlleiter in den Aufbau integriert und reicht nahezu bis an den GaAs-Chip. Hiermit wird vermieden, daß die Transformationswirkung durch Verluste im Hohlleiter verringert wird.

In Abbildung 6.1 wird ein Foto eines realisierter Frequenzverdreifachers gezeigt. Der GaAs-Chip liegt auf dem unteren Block des Hohlleitersaufbaus. Im G-Band-Hohlleiter ist der Tiefpaßfilter des Kurzschlußschiebers zu erkennen. In dem Ausschnittfoto in Abbildung 6.4 ist der Varaktor zu sehen, der durch eine Luftbrücke kontaktiert wird. Der selbstjustierende ohmsche Kontakt umschließt den Varaktor, wodurch der Abstand zwischen Ausgangsstreifenleitung und Varaktor genügend groß gewählt werden kann, so daß kein Kurzschluß zwischen der Luftbrücke und der Ausgangsstreifenleitung zu befürchten ist.

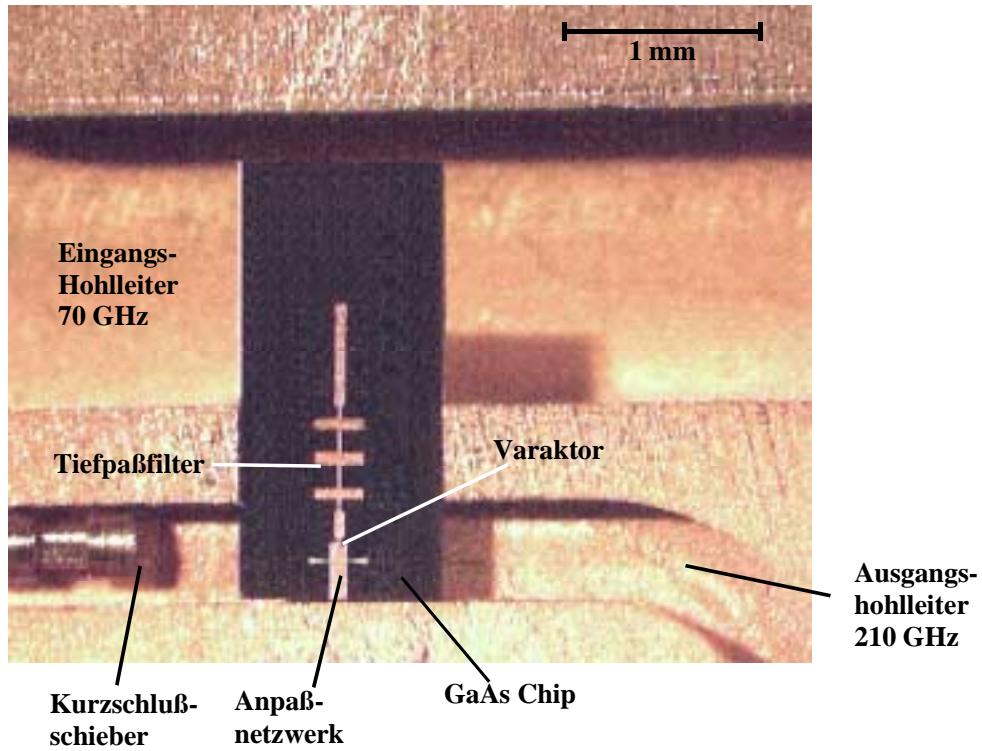


Abbildung 6.3: Foto eines realisierten Frequenzverdreifachers mit integriertem HBV

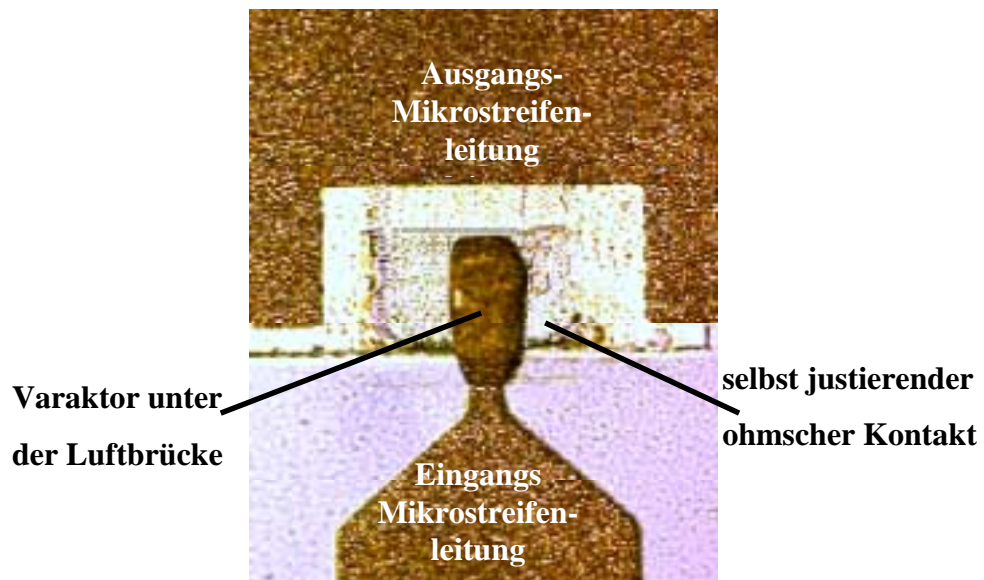


Abbildung 6.4: Ausschnittsfoto: Varaktor durch Luftbrücke kontaktiert und von hochleitendem ohmschen Kontakt umgeben.

7 Experimentelle Ergebnisse

In diesem Kapitel werden zunächst die experimentelle Charakterisierung der Heterobarrierenvaraktoren in Anlehnung an die theoretische Optimierung aus Kapitel 3 diskutiert und anschließend die experimentellen Ergebnisse der Frequenzverdreifacher mit integriertem Varaktor vorgestellt.

7.1 Experimentelle Charakterisierung der Heterobarrierenvaraktoren

Der Heterobarrierenvaraktor wird über die Strom-Spannungs- und der Kapazitäts-Spannungs-Kennlinien charakterisiert. Der Meßaufbau zur Aufnahme der experimentellen Daten wird im folgenden kurz vorgestellt. Der anschließende Vergleich der gemessenen Kennlinien mit den theoretischen Berechnungen aus Kapitel 3 soll zeigen, daß das verwendete Modell eine gute Beschreibung der Heterobarrierenvaraktoren bietet.

7.1.1 Meßaufbau zur Charakterisierung der Hetero-Barrieren Varaktoren

Zur Bestimmung der Strom-Spannungs-Charakteristik bedient man sich eines einfachen Meßaufbaus, bestehend aus einer Spannungsquelle, einem Vorwiderstand und eines Oszilloskops. In Abbildung 7.1 ist der Meßaufbau schematisch dargestellt.

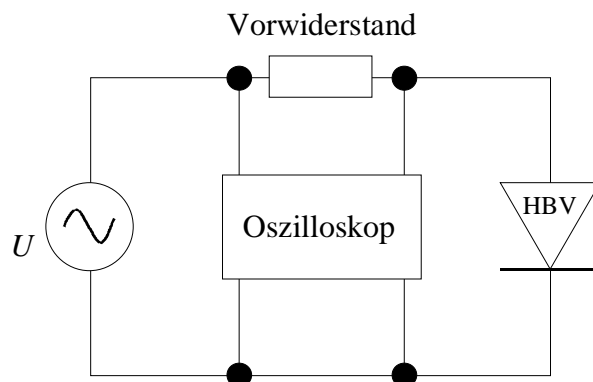


Abbildung 7.1: Meßaufbau zur Bestimmung der Strom-Spannungs-Kennlinien

Mit Hilfe der Spannungsquelle wird eine Spannung an den Varaktor angelegt. Der Strom durch das Bauelement wird anhand der Spannungsdifferenz am Vorwiderstand bestimmt und durch ein Oszilloskop angezeigt. Die Aufnahme der Kennlinien wird mit Hilfe eines Rechners gesteuert.

Der Meßaufbau zur Bestimmung der Kapazität in Abhängigkeit von der Spannung ist etwas aufwendiger. Die verwendeten Strukturen weisen sehr kleine Kapazitäten auf, die mit herkömmlichen Meßbrücken nicht gemessen werden können. Mit Hilfe eines Netzwerkanalysators werden die Streuparameter dieser Bauelemente bestimmt. Aus den Streuparametern lassen sich schließlich die Kapazitäten berechnen. Im Rahmen dieser Arbeit wurden Eintor-Reflexionsmessungen durchgeführt. Der Meßaufbau ist in Abbildung 7.2 dargestellt.

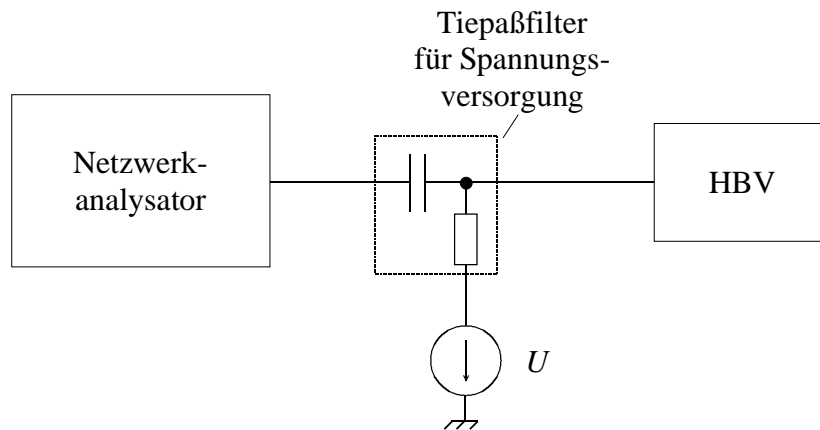


Abbildung 7.2: Streuparametermeßaufbau zur Bestimmung der Varaktorkapazität

Die Varaktoren werden mit Hilfe von Koplanarleitungen kontaktiert. Abbildung 7.3 zeigt eine solche Struktur. Die Abstände und Längen der Koplanarleitungen sind auf Dreifinger-Prober vom Typ Sinatron ACP 40 GSG 100 abgestimmt.

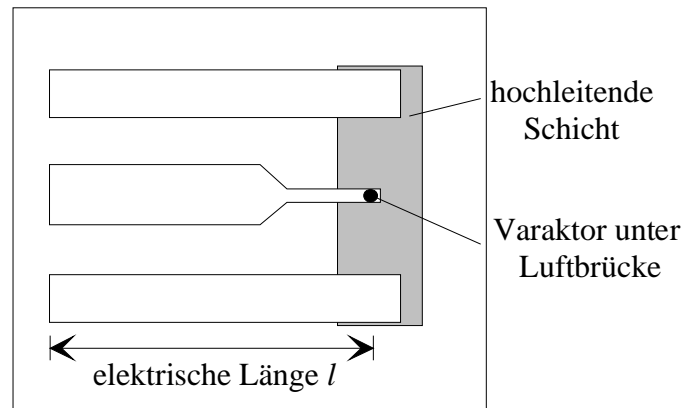


Abbildung 7.3: Teststruktur zur Bestimmung der Varaktorkapazität. Varaktor wird über Koplanarleitungen kontaktiert

Der Prober ist an einem höhenverstellbaren Meßtisch befestigt und ist zur Signalübertragung an einer kurzen flexiblen Koaxialleitung (Suciflex 102) angeschlossen. Diese geht anschließend in eine feste „Semi-Rigid“ Leitung über, die äußere Störeinflüsse möglichst ausschließt. Die Spannungszufuhr bzw. der Abgriff für ein Spannungsmeßgerät wird über einen Verbindungsstecker in der „Semi-rigid“ Leitung bewerkstelligt.

Der Netzwerkanalysator ist ein Wiltron Model 366B mit einer Signalquelle des Typs Sweep Frequency Synthesizer 6759B-10. Der Frequenzbereich liegt zwischen 10 MHz und 26,5 GHz. Das Verbindungsstück für die Spannungsversorgung und das Spannungsmeßgerät ist jedoch nur bis zu einer Frequenz von 15 GHz vorgesehen, wodurch der Frequenzbereich des kompletten Meßaufbaus auf 15 GHz eingeschränkt wird.

Der Netzwerkanalysator bietet die Möglichkeit, die Leitungen einschließlich des Dreifingerprobers im kompletten Frequenzbereich zu kalibrieren, so daß während der Messung die Reflexionen durch die Leitungen keine Rolle spielen. Für die Kalibrierung sind Strukturen mit definierten Hochfrequenzabschlüssen (Leerlauf, Kurzschluß, reflexionsfreier Abschluß) vorgesehen. Eine sorgfältige Kalibrierung, die Minimierung des Verkippungswinkel des Probers beim Kontaktieren der Strukturen und die Einhaltung der Überlappungsflächen zwischen Prober und Struktur sind wichtige Voraussetzungen für genaue Messungen [47].

7.1.2 Berechnung der Varaktorkapazität aus den gemessenen Reflexionsfaktor

Der Varaktor lässt sich zur Berechnung der Kapazität als Ersatzschaltbild darstellen, das in Abbildung 7.4 gezeigt ist.

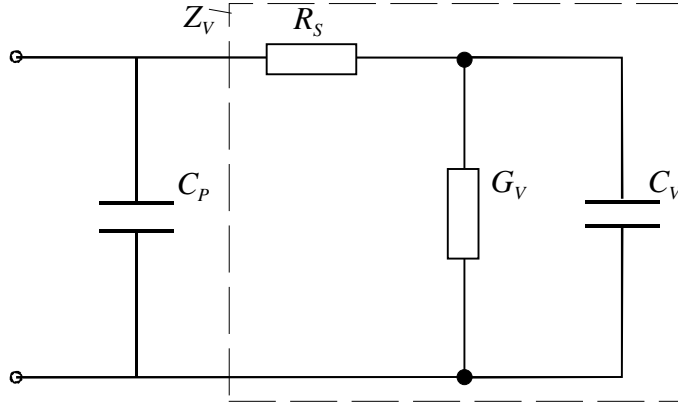


Abbildung 7.4: Ersatzschaltbild eines Varaktors zur Bestimmung der Kapazität

Es besteht aus der spannungsabhängigen Varaktorkapazität C_V , dem spannungsabhängigen Paralleleitwert G_V und dem Serienwiderstand R_S . Eine parallele Kapazität C_p berücksichtigt parasitäre Einflüsse der Schaltung. Die Gesamtimpedanz Z_{ges} des Ersatzschaltbildes errechnet sich aus dem gemessenen Reflexionsfaktor S_{11} . Kennt man die parasitäre Kapazität, bekommt man aus der Parallelschaltung die eigentliche Varaktorimpedanz Z_V :

$$\operatorname{Re}\{Z_V\} = \frac{\operatorname{Re}\{Z_{ges}\}}{(1 + \omega C_p \operatorname{Im}\{Z_{ges}\})^2 + \omega^2 C_p^2 \operatorname{Re}\{Z_{ges}\}^2} \quad (\text{Gl. 7.1a})$$

$$\operatorname{Im}\{Z_V\} = \frac{\operatorname{Im}\{Z_{ges}\} + \omega C_p (\operatorname{Re}\{Z_{ges}\} + \operatorname{Im}\{Z_{ges}\})^2}{(1 + \omega C_p \operatorname{Im}\{Z_{ges}\})^2 + \omega^2 C_p^2 \operatorname{Re}\{Z_{ges}\}^2} \quad (\text{Gl. 7.1b})$$

Die Varaktorimpedanz lässt sich weiter in Abhängigkeit von den Ersatzschaltbildgrößen darstellen:

$$Z_V = R_S + \frac{1}{G_V + j\omega C_V} \quad (\text{Gl. 7.2})$$

Mit zwei verschiedenen Frequenzpunkten ω_1 und ω_2 errechnet sich die Varaktorkapazität folgendermaßen [30]:

$$C_V = \frac{\frac{\omega_1}{\operatorname{Im}\{Z_{V1}\}} - \frac{\omega_2}{\operatorname{Im}\{Z_{V2}\}}}{\omega_2 - \omega_1} \quad (\text{Gl. 7.3})$$

Liegen die Frequenzpunkte zu nah beieinander, kann es bedingt durch Meßgenauigkeiten zu einer Verfälschung der Ergebnisse kommen. Die bestimmten Kapazitäten zeigen mit zunehmender Frequenz keine wesentlichen Änderungen, wodurch eine Bestimmung bei einer Frequenz bis zu 15 GHz ausreichend ist [47].

7.1.3 Bestimmung der parasitären Größen

Die Einflüsse der zuführenden Leitungen müssen beim Auswerten der Daten berücksichtigt werden. Eine Zuleitung mit einer bestimmten Länge l verursacht eine Phasendrehung des Reflexionsfaktors. Aus Streuparametermessungen mit einem definiertem Abschluß, wie z.B. einem kurzgeschlossenen Varaktor, läßt sich die Leitungslänge l bestimmen.

$$S'_{11} = S_{11} \exp(j2\beta \cdot l) \quad (\text{Gl. 7.4})$$

S_{11} entspricht dem gemessenen Reflexionsfaktor und S'_{11} stellt den Reflexionsfaktor des Varaktors ohne Zuleitung dar. Aus diesen experimentell bestimmten Daten läßt sich eine Zuleitungslänge l von 170 μm berechnen. Eine mögliche Kontrolle über die Richtigkeit der bestimmten Leitungslänge läßt sich aus dem Frequenzverhalten der Kapazität entnehmen. Die Kapazität darf bei sorgfältiger Bestimmung in dem relativ kleinen Frequenzbereich keine wesentliche Frequenzabhängigkeit vorweisen. Eine deutliche Änderung in Abhängigkeit der Frequenz, läßt sich auf die Frequenzabhängigkeit der Leitung zurückführen und somit auf eine unkorrekte Bestimmung der Leitungslänge.

Die parasitäre Kapazität läßt sich nach dem gleichen Rechenverfahren wie in Kap. 7.1.2 berechnen. Die Teststruktur besteht aus reinem semiisolierendem GaAs-Substrat, wodurch sich das Ersatzschaltbild aus Abbildung 7.4 auf die parasitäre Kapazität reduziert. Für die verwendeten Strukturen ergibt sich eine parasitäre Kapazität C_p von 14 fF.

7.1.4 Bestimmung des Serienwiderstandes

Der Serienwiderstand setzt sich aus zwei wesentlichen Komponenten zusammen: Der Bahnwiderstand, der durch die nicht vollständig entleerte Verarmungsschicht verursacht wird und der Kontaktwiderstand, der im wesentlichen durch das verwendete Materialsystem vorgegeben

wird. Der Kontaktwiderstand wurde mit TLM Messungen (Transmission Line Measurements) bestimmt und zeigt einen Wert von $4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{cm}^2$. Eine detaillierte Erläuterung zur TLM Messung ist im Anhang zu finden. Der Bahnwiderstand ergibt sich aus einer theoretischen Abschätzung mit einem Wert kleiner $1 \cdot 10^{-7} \Omega \text{cm}^2$. Damit ist der Bahnwiderstand im Vergleich zum Kontaktwiderstand vernachlässigbar klein und der Serienwiderstand kann mit $4 \cdot 10^{-6} \Omega \text{cm}^2$ angegeben werden.

7.1.5 Vergleich der experimentellen und theoretischen Ergebnisse zur Charakterisierung der Heterobarrierenvaraktoren

In Anlehnung an die Strukturoptimierung aus Kapitel 3 wird im folgenden die entsprechende experimentelle Charakterisierung der Varaktoren vorgestellt. Abb. 7.5 zeigt die gemessenen und die theoretisch berechneten Stromdichte-Spannungs-Kennlinien für verschiedene Aluminiumkonzentrationen in der Heterobarriere. Die Strukturen haben jeweils eine Barrierenweite von 20 nm, eine Länge der Verarmungsschicht von 200 nm und eine konstante Dotierkonzentration von 10^{17}cm^{-3} . Die Schichtstruktur ist ebenfalls in Abbildung 7.5 skizziert. Die Meßpunkte sind je nach Aluminiumkonzentration als Rechtecke ($x_{Al} = 40 \%$), als Kreise ($x_{Al} = 55 \%$) oder als Dreiecke ($x_{Al} = 70 \%$) symbolisiert. Die durchgezogenen Kurven entsprechen den dazu gehörigen Simulationsergebnissen, die bereits in Kapitel 3.3 vorgestellt wurden. Die Kennlinien zeigen eine sehr gute Übereinstimmung zwischen Simulation und experimenteller Realisierung. Es läßt sich lediglich eine leichte Abweichung bei der Struktur mit der Aluminiumkonzentration von 40 % feststellen. Diese Abweichung kann durch Ungenauigkeiten bei der Bestimmung der Varaktorfläche oder der Aluminiumkonzentration in der Barriere hervorgerufen werden.

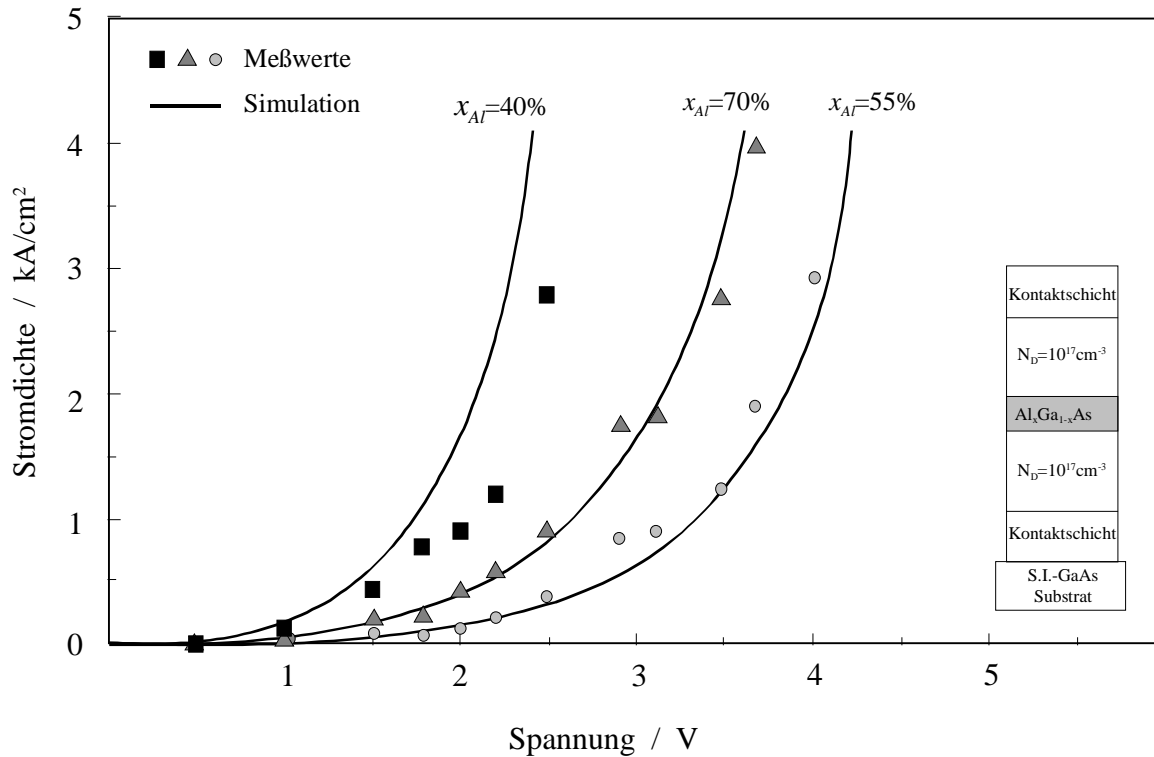


Abbildung 7.5: Vergleich zwischen experimentell und theoretisch bestimmten Stromdichte - Spannungs - Kennlinien. Die Dotierkonzentration in der Verarmungsschicht liegt bei $N_D = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, die Barriere hat eine Weite von 20 nm, der Aluminiumgehalt liegt bei 40 % (Rechtecke), 55 % (Kreise) und 70 % (Dreiecke).

Die Kennlinien von Strukturen mit unterschiedlichen Dotierkonzentrationen in der Verarmungsschicht sind in Abbildung 7.6 dargestellt. Die Aluminiumkonzentration in der Heterobarriere beträgt bei allen Strukturen 55 %, die Länge der Verarmungsschicht liegt bei 200 nm. Die Dotierkonzentration in der Verarmungsschicht liegt bei $0,8 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ (quadratische Symbole), 10^{17} cm^{-3} (kreisförmige Symbole) und $1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ (dreiecksförmige Symbole). Abbildung 7.6a zeigt die Stromdichte-Spannungs-Kennlinien, während die Kapazität-Spannungs-Kennlinien in Abbildung 7.6b dargestellt sind. Auch hier liegt eine gute Übereinstimmung der theoretischen und experimentellen Ergebnisse vor.

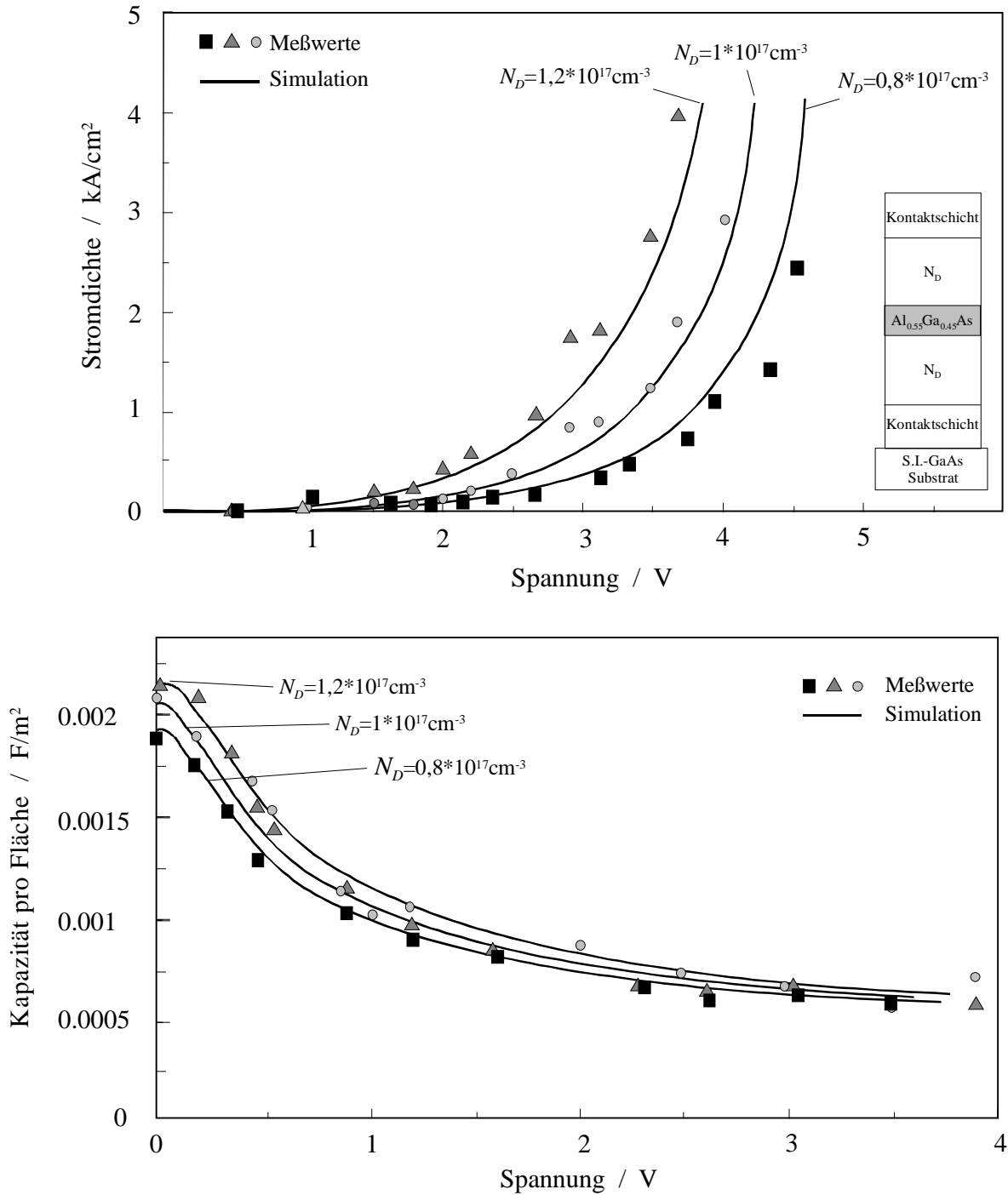


Abbildung 7.6: Vergleich zwischen experimentell und theoretisch bestimmten Kennlinien. Die Dotierkonzentration wird zwischen $N_D = 0,8 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$, $1 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ und $1,2 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ variiert, der Aluminiumgehalt in der Barriere liegt bei 55 %: a) Stromdichte-Spannungskennlinien b) Kapazität-Spannungskennlinien

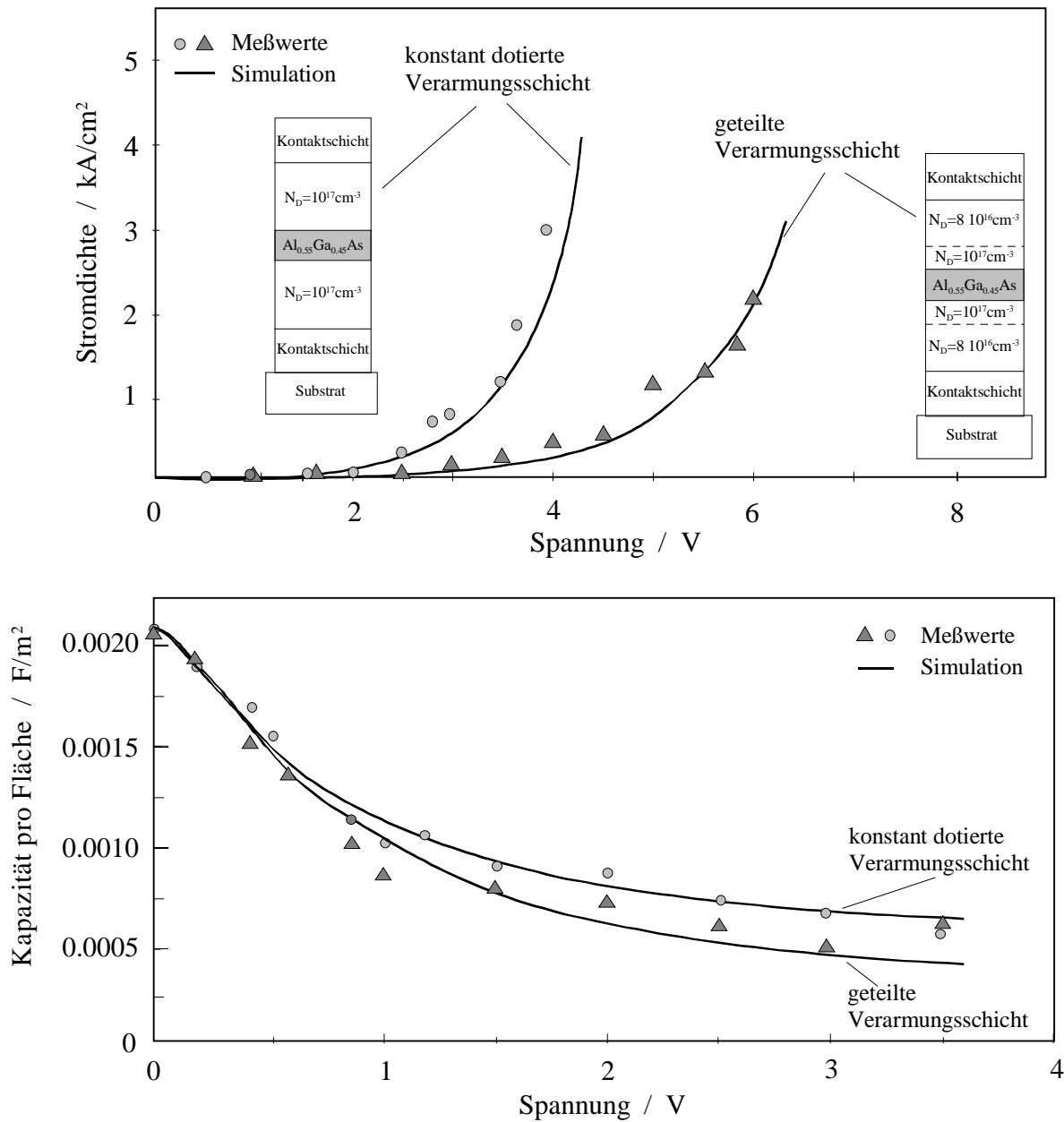


Abbildung 7.7: Vergleich der Kennlinien der Struktur mit geteilter Verarmungsschicht und der herkömmlichen Varaktorstruktur mit konstantem Dotierprofil in der Verarmungsschicht. Die Schichtenfolgen sind ebenfalls eingezeichnet. a) Stromdichte-Spannungs-Kennlinien b) Kapazität-Spannungs- Kennlinien

Einen höheren Kapazitätshub bekommt man durch die Teilung der Verarmungsschicht in zwei unterschiedlich dotierte Bereiche. Abbildung 7.7 zeigt die Kennlinien der optimierten Struktur

mit zwei Dotierbereichen in der Verarmungsschicht und der herkömmlichen Struktur im Vergleich. Die Stromdichte-Spannungs-Kennlinien sind in Abbildung 7.7a zu sehen und die Kapazität-Spannungs-Kennlinien in Abbildung 7.7b. Beide Varaktorstrukturen bestehen aus einer Heterobarriere mit 55 % Aluminium und einer Weite von 20 nm. Die Struktur mit konstanter Verarmungsschicht ist mit einer Dotierkonzentration von 10^{17} cm^{-3} versehen, während die Struktur mit geteilter Verarmungsschicht angrenzend an der Heterobarriere ebenfalls eine Dotierkonzentration von 10^{17} cm^{-3} und im zweiten Bereich eine Dotierkonzentration von $0,5 \cdot 10^{17} \text{ cm}^{-3}$ aufweist.

Die Meßergebnisse stimmen weiterhin sehr gut mit den berechneten Kurven aus Kapitel 3 überein. Auch hier sind leichte Abweichungen auf Ungenauigkeiten bei der Bestimmung der Varaktorflächen, der Aluminiumkonzentration in der Barriere und der Dotierkonzentration in den einzelnen Schichten zurückzuführen.

Aus den meßtechnisch erfaßten Größen, wie minimale und maximale Kapazität und dem Serienwiderstand läßt sich die in Kapitel 3.3 vorgestellte Grenzfrequenz berechnen. Mit einer Aussteuerspannung von 5,2 V ergibt sich ein Kapazitätsverhältnis von 5. Der Serienwiderstand beträgt 8Ω bei einer Fläche von $5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$. Aus Gleichung 3.13 errechnet sich folglich eine Grenzfrequenz von etwa 0,9 THz. Diese Angaben sind in Tabelle 7.1 zusammengefaßt.

Tabelle 7.1: Experimentell bestimmte Größen des HBV

Varaktor- fläche	Serien- widerstand	Aussteuer- spannung	Kapazitäts- verhältnis	Grenzfrequenz
$5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$	8Ω	5,2 V	5	0,9 THz

7.2 Experimentelle Charakterisierung der Frequenzverdreifacher mit integriertem HBV

Die Eigenschaften eines Frequenzverdreifachers werden durch Ausgangsleistung und Wirkungsgrad beschrieben. Zur Bestimmung dieser Größen wird im folgenden der Meßaufbau vorgestellt. Anschließend werden die Meßergebnisse diskutiert und ein Vergleich zwischen experimentell und theoretisch ermittelten Daten vorgenommen.

7.2.1 Meßaufbau

Der Meßaufbau zur Bestimmung der Verdreifachereigenschaften ist in Abbildung 7.8 zu sehen. Als Signalquelle wurde ein am eigenen Lehrstuhl hergestellter IMPATT Oszillator verwendet, welcher bei 70 GHz eine Leistung von etwa 74 mW erreicht. Dabei handelt es sich um eine Flachprofiliodenstruktur [48]. Ein Dämpfungsglied schützt den Frequenzverdreifacher und die folgenden Meßkomponenten vor zu hohen Leistungsspitzen. Mit Hilfe eines 10 dB-Kopplers wird die Leistung vor dem Frequenzverdreifacher abgegriffen und anhand eines Leistungsmeßgerätes (HP-432A) angezeigt. Damit läßt sich die Leistung ermitteln, mit welcher der Frequenzverdreifacher angesteuert wird. Am Ausgang des Frequenzverdreifachers wird ein Mischer (Tektronix WM782G) angeschlossen, der das zu detektierende Signal auf eine Frequenz heruntermischt, die von einem Spektrumanalysator (Tektronix 2782) verarbeitet und entsprechend angezeigt werden kann. Der Spektrumanalysator zeigt die Oberwellenleistung des Frequenzverdreifachers, die Frequenz und das dazugehörige Spektrum an. Die Dämpfung der einzelnen Komponenten und die Eichfaktoren der Meßgeräte wurden mit Hilfe eines Kalorimeters bestimmt.

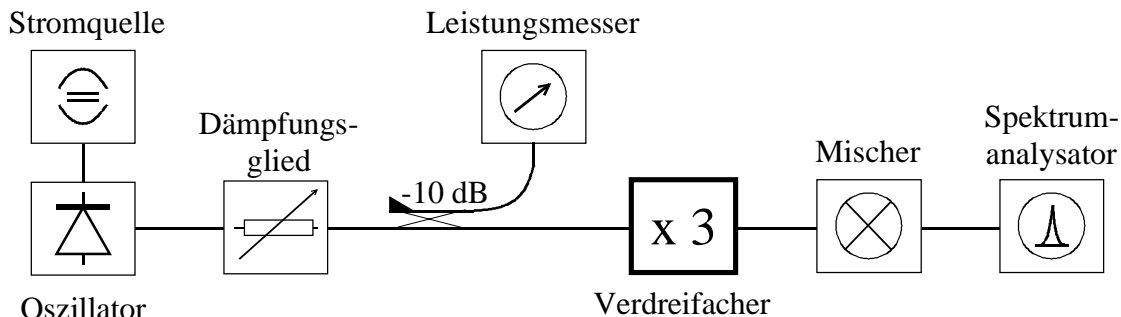


Abbildung 7.8: Schematische Darstellung des Meßaufbaus zur Bestimmung der Frequenzverdreifachereigenschaften

7.2.2 Experimentelle Ergebnisse des Frequenzverdreifachers mit integriertem HBV

Abbildung 7.9 zeigt die gemessenen Kurven des Wirkungsgrades und der Ausgangsleistung eines Frequenzverdreifachers mit monolithisch integriertem HBV. Die Varaktorfläche beträgt $A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$. Die Ausgangsfrequenz liegt bei 208,7 GHz. Mit einer Pumpleistung bis zu

74 mW, wurde eine Ausgangsleistung von über 10 mW erreicht. Das entspricht einem Wirkungsgrad von etwa 13,5 %. Der Wirkungsgrad zeigt mit zunehmender Pumpleistung ein Sättigungsverhalten. Der maximale Wirkungsgrad ist bei einer Pumpleistung leicht über 74 mW zu erwarten. Dies ergibt sich aus dem Kurvenverlauf und aus den berechneten Kurven aus Kapitel 5.

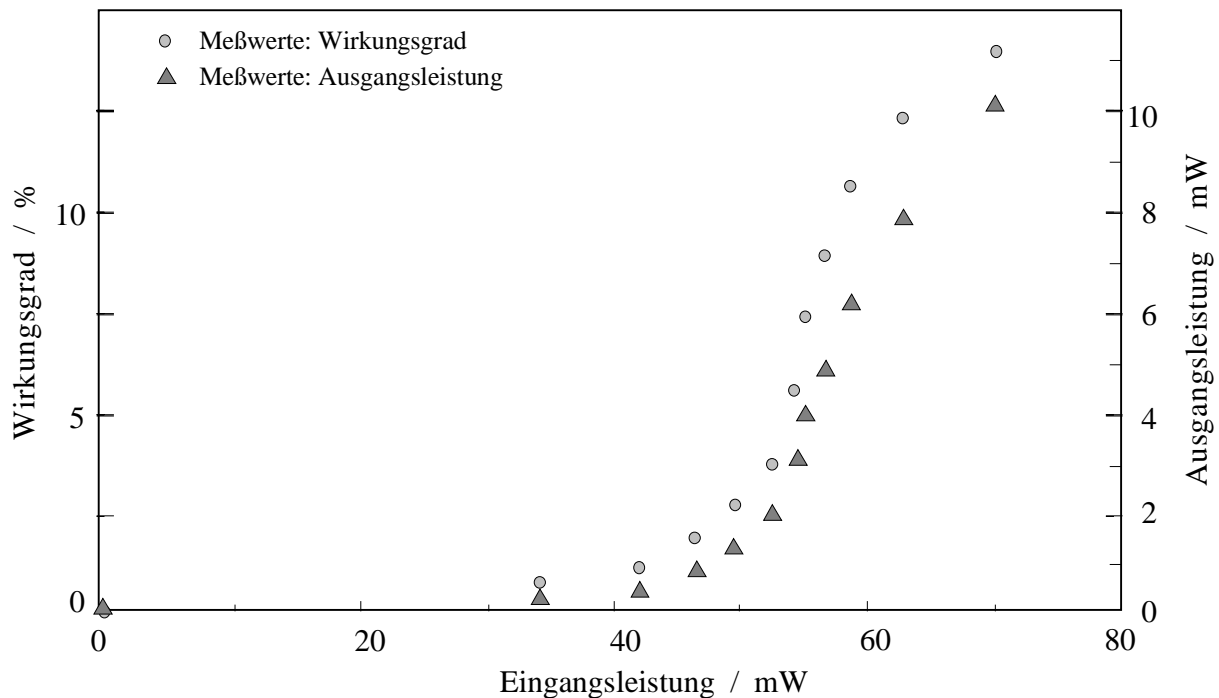


Abbildung 7.9: Gemessene Ausgangsleistung und Konversionswirkungsgrad für einen Frequenzverdreifacher mit monolithisch integriertem HBV ($A = 5 \cdot 10^{-7} \text{ cm}^2$)

Die Kurven stimmen gut mit den theoretischen Kurven in Abbildung 5.2 überein. Die berechneten Werte liegen bei einem maximalen Wirkungsgrad von 14,5 % und der entsprechenden Ausgangsleistung von 11 mW.

In Abbildung 7.10 ist das Spektrum des Pumpsignals dargestellt. Der Grundwellenoszillator zeigt ein sehr sauberes und stabiles Signal. Entsprechend resultiert ein ebenfalls sauberes Signal bei der Oberwelle des Frequenzverdreifachers. Abbildung 7.11 zeigt das Spektrum des verdreifachten Signals bei einer Frequenz knapp unter 210 GHz.

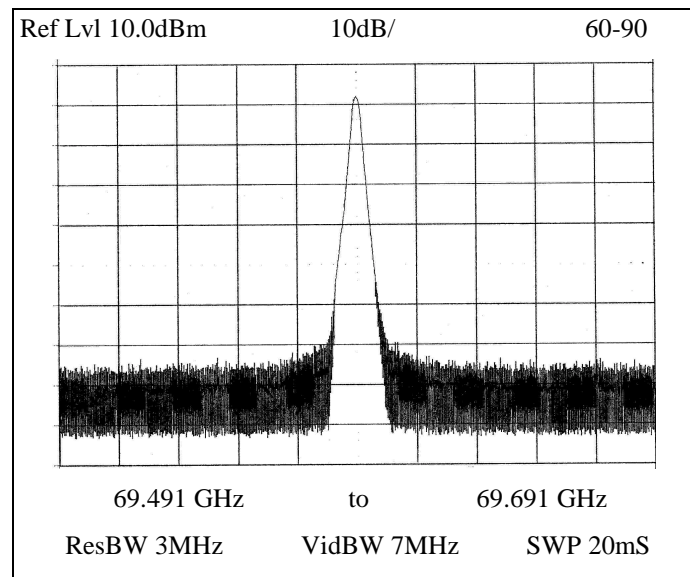


Abbildung 7.10: Frequenzspektrum des Eingangssignals bei 69,591 GHz

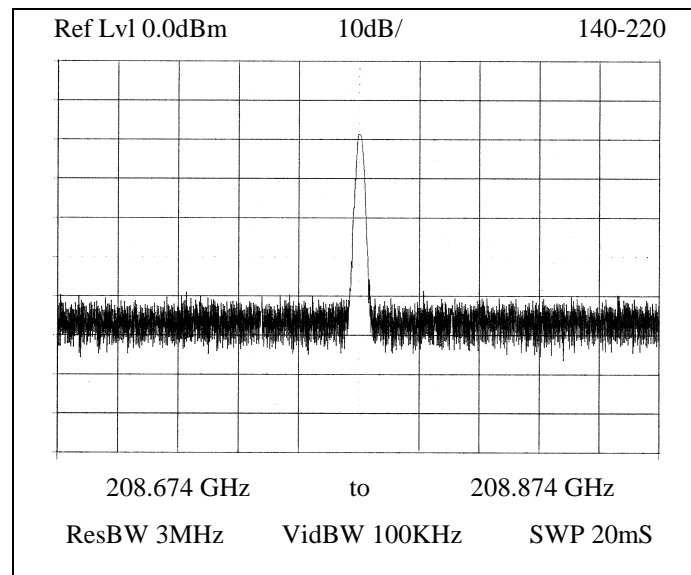


Abbildung 7.11: Frequenzspektrum des Ausgangssignals bei 208,774 GHz

In Kapitel 5.2 wurde der Einfluß der Stichleitung auf die Impedanzanpassung untersucht. Die experimentellen Untersuchungen sind in Abbildung 7.12 dargestellt. In der Grafik ist der normierte Wirkungsgrad des Frequenzverdreifachers in Abhängigkeit vom Abstand zwischen

Stichleitungen und Varaktor aufgetragen. Der Wirkungsgrad η ist auf den maximalen Wirkungsgrad η_{\max} normiert. Es wurde jeweils eine Pumpleistung von 70 mW eingespeist. Es zeigen sich Abweichungen zwischen den gemessenen (Punkte) und den simulierten (durchgezogene Linie) Werten, die durch Ungenauigkeiten beim Positionieren der Anpaßstichleitung erklärt werden können.

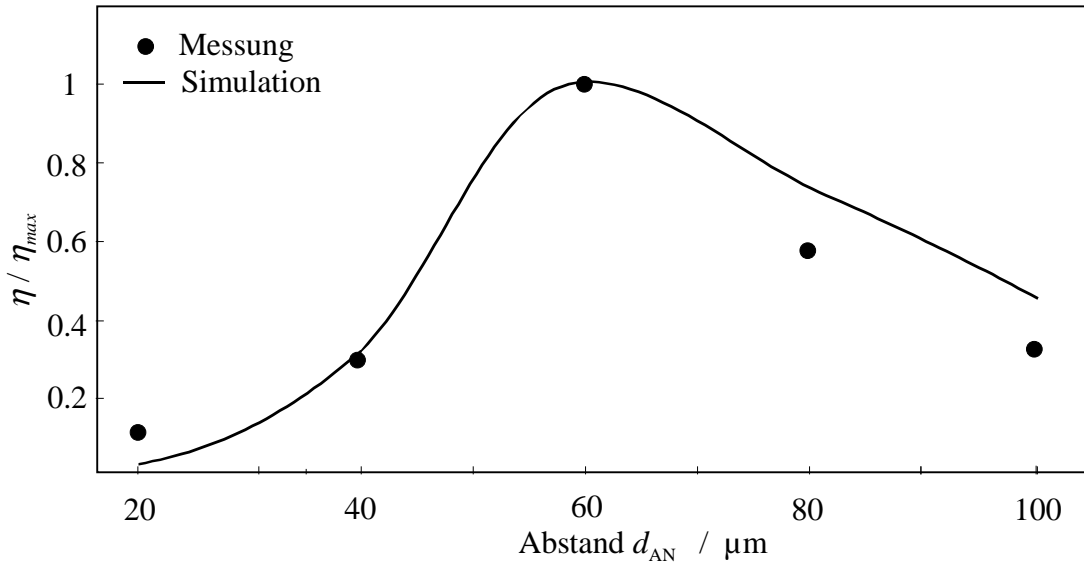


Abbildung 7.12: Variation des Anpaßnetzwerks: Normierter Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Abstand zwischen Stichleitung und Varaktor ($P_{\text{in}} = 74$ mW)

7.2.3 Ergebnisse im internationalen Vergleich

In Tabelle 7.2 sind einige Ergebnisse von Frequenzverdreifachern im internationalen Vergleich aufgelistet. Die Werte in der ersten Zeile stehen für Frequenzverdreifacher, die bezüglich eines maximalen Wirkungsgrads optimiert wurden. Die dazu gehörige Ausgangsleistung ist ebenfalls angegeben. Die Frequenzverdreifachereigenschaften für maximale Ausgangsleistung sind in der zweiten Zeile angegeben.

Tabelle: 7.2: Frequenzverdreifachereigenschaften im internationalen Vergleich

	Schottky - Diode (hybrid)	HBV (hybrid)	HBV (monolithisch)
η_{\max} / P_3	19 % / 5,6 mW $f = 267$ GHz [24]	11,5 % / 8 mW $f = 250$ GHz [51]	13,5 % / 10 mW $f = 210$ GHz [50]
$P_{3,\max} / \eta$	15 mW / 5 % $f = 245$ GHz [49]	9,5 mW / 10,5 % $f = 210$ GHz [52]	

Die besten Ergebnisse von Frequenzverdreifachern wurden bisher mit hybrid eingebauten Schottky Dioden erreicht. Es wurde ein maximaler Wirkungsgrad von 19 % mit einer Ausgangsleistung von 5,6 mW erzielt [24]. Heterobarrierenvaraktoren haben jedoch in den letzten Jahren maßgeblich aufgeholt. Während 1998 der maximal erreichte Wirkungsgrad bei 5 % lag, liegen die aktuellen Werte mit hybrid eingebautem Varaktor bei 11,5 % [53][51]. Im Rahmen dieser Arbeit wurde mit einem monolithisch integriertem Heterobarrierenvaraktor ein Wirkungsgrad von 13,5 % erzielt. Dies ist aktuell der höchste gemessene Wirkungsgrad, der mit Heterobarrierenvaraktoren veröffentlicht wurde [50].

8 Ausblick

Frequenzverdreifacher finden, wie bereits in der Einleitung erwähnt, im oberen THz-Bereich einige Anwendungen in der Radioastronomie. Der vorgestellte Heterobarrierenvaraktor zeigt in der Form, wie er für diese Arbeit optimiert wurde, eine Grenzfrequenz von 0,9 THz. In diesem Kapitel soll nun eine Abschätzung durchgeführt werden, die zeigt, daß der entwickelte Frequenzverdreifacher mit entsprechenden Modifikationen auch für höhere Grenzfrequenzen optimiert werden und somit für Anwendungen im oberen THz Bereich mit hohen Wirkungsgraden eingesetzt werden kann. Abbildung 8.1 zeigt eine Abschätzung des Wirkungsgrades des vorgestellten Frequenzverdreifachers in Abhängigkeit von der Pumpfrequenz.

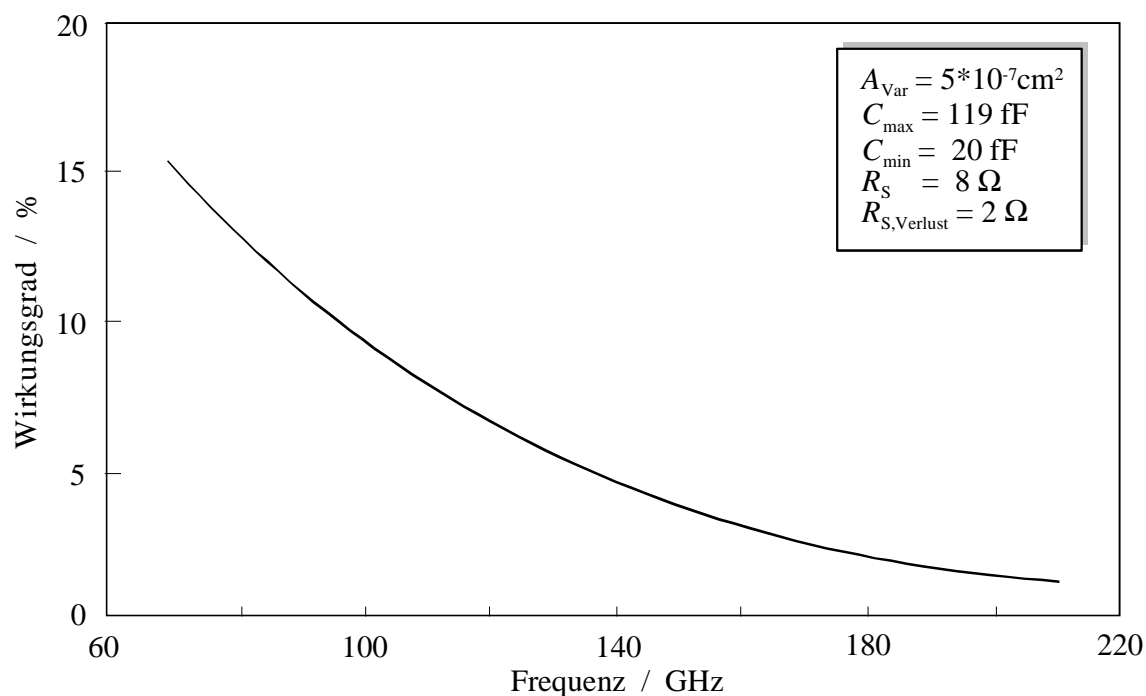


Abbildung 8.1: Abschätzung des Wirkungsgrades des Frequenzverdreifachers mit integriertem HBV in Abhängigkeit von der Pumpfrequenz.

Die Angaben über Fläche, Kapazitäten, Serienwiderstand des Bauelementes und Verlustwiderstand der Schaltung sind ebenfalls in Abbildung 8.1 gegeben. Diese Abschätzung

zeigt, daß der Wirkungsgrad mit zunehmender Frequenz des Pumpsignals abnimmt. Bei einer Verdreifachung von 140 GHz auf 420 GHz liegt der Wirkungsgrad bereits unter 5 %. Eine Verbesserung des Wirkungsgrades läßt sich durch Reduzierung der Verlustwiderstände erreichen. In Abbildung 8.2 ist der Wirkungsgrad für die gleichen Strukturen mit reduzierten Schaltungsverlusten und Serienwiderstand aufgetragen. Ausgehend von der fett gezeichneten Kurve, die mit herkömmlichen Verlusten ($R_V=2 \Omega$, $R_S=8 \Omega$) berechnet wurden, stellt die gestrichelte Kurve den Wirkungsgrad bei gleich bleibendem Serienwiderstand ($R_S=8 \Omega$), aber reduziertem Verlustwiderstand der Schaltung ($R_V=0,5 \Omega$) dar. Es wird deutlich, daß durch die Reduzierung der Schaltungsverluste höhere Wirkungsgrade erreicht werden können. Eine weitere Verbesserung des Wirkungsgrades zeigt die zusätzliche Reduzierung des Serienwiderstandes. Die dünn gezeichnete Kurve gibt den Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Pumpfrequenz für einen Serienwiderstand $R_S=2 \Omega$ und einem Verlustwiderstand der Schaltung von $R_V=0,5 \Omega$ an.

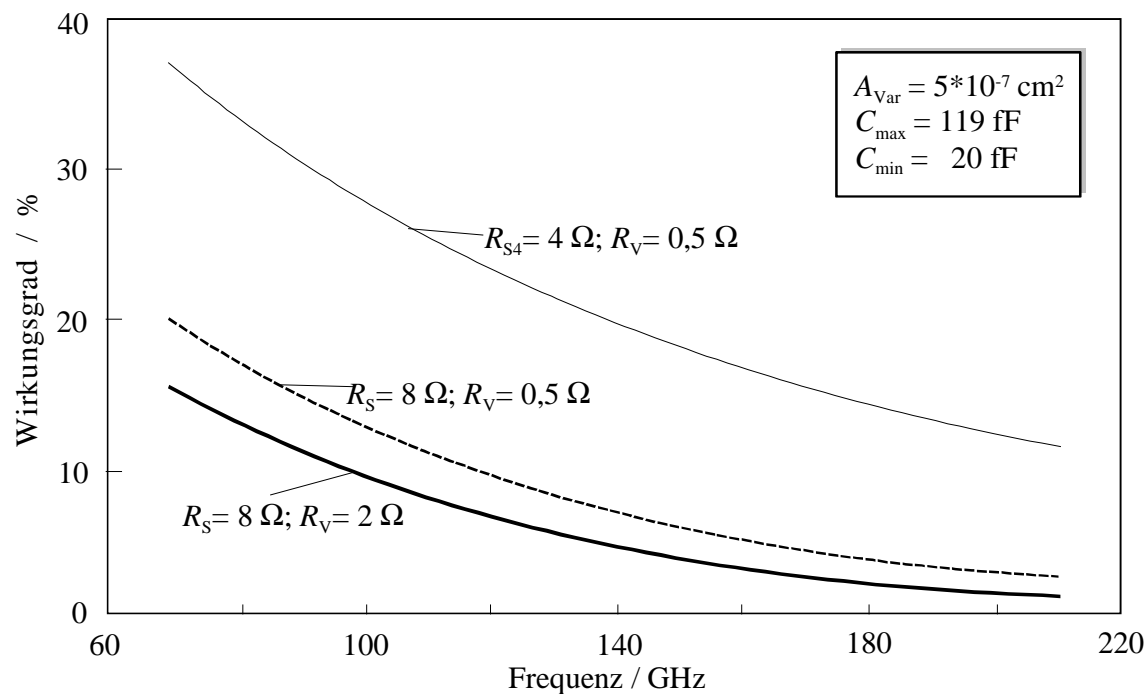


Abbildung 8.2: Abschätzung des Wirkungsgrades des Frequenzverdreibers mit integriertem HBV in Abhängigkeit von der Pumpfrequenz mit unterschiedlichen Werten für Verlustwiderstand der Schaltung und Serienwiderstand des Bauelementes.

Eine Reduzierung der Verluste kann beispielsweise durch die Wahl von anderen Materialsystemen erreicht werden. Der Verlustwiderstand der Schaltung von $R_V=0,5 \Omega$ wurde mit Quarz-Substrat errechnet. Der Serienwiderstand wird vorwiegend durch den Kontaktwiderstand verursacht (s. Kapitel 7) und kann mit einer InGaAs-Kontaktschicht, die eine kleinere Bandlücke als GaAs vorweist, verbessert werden. Damit lassen sich Kontaktwiderstände kleiner als $10^{-6} \Omega\text{cm}^2$ realisieren [52] [54].

Diese Abschätzungen zeigen, daß der Frequenzverdreifacher mit integriertem Heterobarrierenvaraktor mit einigen Modifikationen auch für Anwendungen im oberen THz-Bereich hohe Wirkungsgrade bieten kann.

9 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wurde der Entwurf, die technologische Realisierung und die meßtechnische Charakterisierung eines Frequenzverdreifachers mit monolithisch integriertem Heterobarrierenvaraktor auf GaAs Substrat beschrieben. Ausgehend von einer Pumpleistung von $P_{\text{in}} = 70 \text{ mW}$ wurde eine Frequenzverdreifachung von 70 GHz auf 210 GHz vorgenommen.

Als nichtlineares Bauelement wurde ein Hetero-Barrieren Varaktor verwendet, der durch seine symmetrische Struktur wesentliche Vorteile gegenüber der Schottky Diode vorweist. Das Wegfallen von Vorspannungs- und Idlerkreisen vereinfacht den Schaltungsentwurf und eignet sich somit besonders für eine monolithische Integration. Ausgehend von dem Heterobarrierenvaraktor, wie er von Kollberg vorgestellt wurde, wurde eine Strukturoptimierung durchgeführt. Es wurde ein hohes Verhältnis für $C_{\text{max}}/C_{\text{min}} = 5$ und eine hohe Aussteuerung $U = 5,2$ erzielt. Die Optimierung wurde anhand eines am Lehrstuhl entwickelten Programms zur Berechnung der Strom-Spannungs- und Kapazität-Spannungs-Charakteristiken durchgeführt. Die meßtechnische Untersuchung der einzelnen Strukturen, die für diese Optimierung nötig waren, zeigt eine sehr gute Übereinstimmung mit den theoretisch ermittelten Kurven.

Die Schaltung wurde in Hohlleiter- und Streifenleitungstechnik realisiert. Die Ein- und Auskopplung des Signals erfolgt über einen V-Band Hohlleiter am Eingang und einem G-Band Hohlleiter am Ausgang. Der Hohlleiteraufbau wurde aus zwei spiegelsymmetrischen Blöcken aufgebaut und gewährleistet somit eine relativ einfache Herstellung. Der GaAs-Chip mit der Streifenleitungsschaltung befindet sich in diesem Hohlleiteraufbau zwischen den beiden Hohlleitern. Ein Hohlleiter-Streifenleitungs-Übergang sorgt für die Einkopplung des Signals in die Schaltung, ein Tschebychev Tiefpaßfilter dient zur Entkopplung von Ein- und Ausgangssignal, der Varaktor befindet sich auf dem Chip direkt im Ausgangshohlleiter und wird durch eine Luftbrücke kontaktiert. Die Impedanztransformation zur Anpassung erfolgt über ein Anpaßnetzwerk in Streifenleitungstechnik, das sich ebenfalls im Ausgangshohlleiter befindet.

Eine der schwierigsten Aufgaben bei der Entwicklung der Schaltung war die richtige Dimensionierung des Anpaßnetzwerks. Zwei leerlaufende Sticheleitungen, die symmetrisch zueinander im Ausgangshohlleiter angeordnet sind, sorgen für die nötige Impedanztransformation. Mit Hilfe von Ersatzschaltbildern für Grund- und Oberwelle wurden

Anpaßbedingungen aufgestellt. Die grafische Darstellung dieser Anpaßbedingungen veranschaulicht die Abhängigkeit der Impedanzen von den einzelnen Optimierungsparametern des Anpaßnetzwerks und ermöglicht somit eine gezielte Änderung. Über das Verfahren der Harmonischen Balance wurde die entsprechende Ausgangsleistung und der Wirkungsgrad des untersuchten Frequenzverdrehers berechnet. Bei optimaler Anpassung wurde mit einer Eingangsleistung von 72 mW ein Wirkungsgrad von 14,5 % und eine Ausgangsleistung von 11 mW errechnet.

Die meßtechnische Charakterisierung der technologisch realisierten Frequenzverdrehers zeigt eine gute Übereinstimmung mit der theoretischen Beschreibung. Es wurde mit einer Pumpleistung von 70 mW ein maximaler Wirkungsgrad von 13,5 % mit einer Ausgangsleistung von über 10 mW erreicht. Diese Werte liegen sehr nahe an den theoretisch errechneten Werten. Es läßt sich daraus schließen, daß Anpassung sowohl bei der Grundwelle als auch bei der Oberwelle erreicht wurde. Im internationalen Vergleich sind das die besten Werte, die mit Heterobarrierenvaraktoren derzeit veröffentlicht wurden. Insbesondere ist dies die einzige bekannte Arbeit, in welcher ein Frequenzverdrehers mit einem Heterobarrierenvaraktor in völlig monolithischer Version realisiert wurde.

Eine Abschätzung des Wirkungsgrads für höhere Frequenzen zeigt, daß die untersuchten Frequenzverdrehers durch gezielte Modifikationen auch für Anwendungen im oberen THz-Bereich mit hohen Wirkungsgraden eingesetzt werden können.

Anhang A: Experimentelle Bestimmung des Kontaktwiderstands

Der Kontaktwiderstand läßt sich experimentell durch TLM-Messungen (Transmission Line Measurements) bestimmen. Abbildung A1 zeigt die Meßstruktur für eine solche Messung.

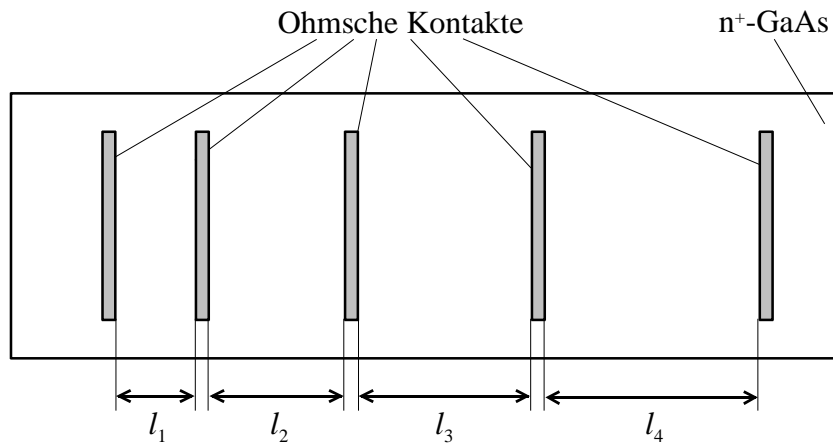


Abbildung A1: Struktur zur experimentellen Bestimmung des Kontaktwiderstandes (TLM-Struktur)

Es werden auf einem stark dotierten Halbleiter ohmsche Kontakte aufgebracht. Die Abstände zwischen den Kontakten sind jeweils unterschiedlich gewählt.

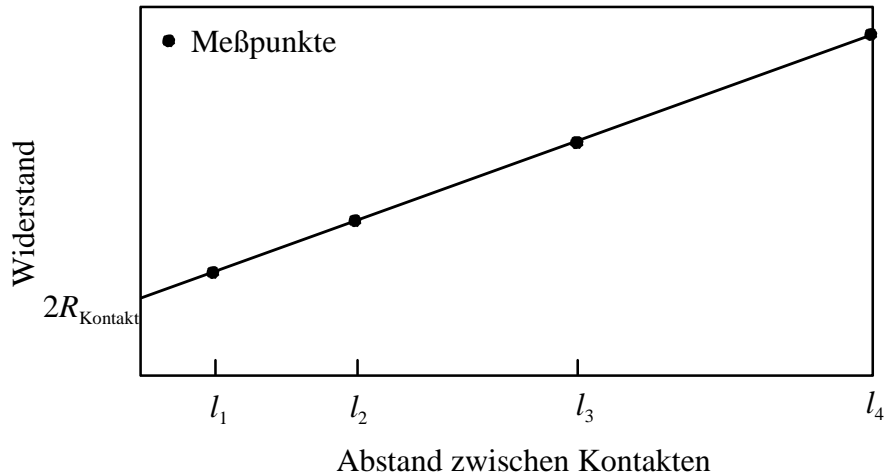


Abbildung A2: Widerstand in Abhängigkeit des Abstandes zwischen den Kontakten. Der Schnittpunkt mit der Ordinate entspricht $2 R_{\text{Kontakt}}$.

Durch Messung der Widerstände zwischen den verschiedenen Kontakten, ergibt sich die in Abbildung A2 dargestellte Grafik. Der gemessene Widerstand ist in Abhängigkeit vom Abstand zwischen den Kontakten aufgetragen. Der Schnittpunkt mit der Ordinate gibt den Wert für $2 R_{\text{kontakt}}$ an.

Anhang B: Verwendete Chemikalien

Reinigung:	Organische Lösungsmittel der Reinheitsstufe MOS-Selectipur 1-Methy-2-pyrrolidon, Azeton, Isopropanol		
Photoprozeß:	S 1813		Fa. Shipley
	STR 1045		Fa. Shipley
	Entwickler MF 322		Fa. Shipley
Galvanik:	Goldbad	Puramet 402, pH 7 (Schaltung)	Fa. Doduco
	Silberbad	Ag-Trisalyt (Hohlleiter: matt)	Fa. Schering
	Goldbad	Puramet 402, pH 11 (Hohlleiter: matt)	Fa. Doduco
	Nickelbad	Nickel 802 G (Hohlleiter, hochglänzend)	Fa. Degussa
	Goldbad	Auruna 552 (Hohlleiter, hochglänzend)	Fa. Degussa
Metallätzen:	Gold	Examet 2000	Fa. Doduco
	Titan	Flußsäure HF (50%), Wasser H ₂ O (DI)	
	AuGeNi	Jod J ₂ (2.5g), Kaliumjodid KJ (5g) gelöst in 50ml Wasser H ₂ O (DI)	
Halbleiter- ätzen:	Mesaätze	Phosphorsäure H ₃ PO ₄ , H ₂ O ₂ (30%), Methanol CH ₃ OH im Verhältnis 1:1:3 bei T=5°C	
	Selektive Ätze	Flußsäure HF (50%), Wasser H ₂ O (DI) im Verhältnis 1:10	
Ätzpolieren	GaAs-Substrat	Brom Br, Methanol CH ₃ OH im Verhältnis 1:20	
Klebestift		Crystal bond #509	Fa. Aremco

Anhang C: Verwendete Formelzeichen

A	Fläche
C	Kapazität
C_p	parasitäre Kapazität
C_V	Varaktorkapazität
C_{\max}	maximale Kapazität des Varaktors
C_{\min}	minimale Kapazität des Varaktors
D	dielektrische Verschiebung
d	Schichtweite
d_{AN}	Abstand zwischen Anpaßstichleitung und Varaktor
E	elektrische Feldstärke
e	Elementarladung
f	Frequenz
f_{\max}	Grenzfrequenz
G_V	Paralleleitwert des Varaktors
h_{Sub}	Substrathöhe
$i(t)$	zeitabhängiger Strom
i_{Kon}	Konvektionstrom
i_{Ver}	Verschiebungsstrom
J	Stromdichte
k_B	Boltzmannkonstante
l	Länge
l_{AN}	Länge der Anpaßstichleitung
$l_{G,KS}$	Kurzschlußschieberabstand am Ausgang (G-Band)
$l_{V,KS}$	Kurzschlußschieberabstand am Eingang (V-Band)
N_D	Dotierkonzentration
P	Leistung
P_{th}	thermische Leistung
P_{Verlust}	Verlustleistung
$P_{\text{in}} = P_1$	Pumpleistung des Frequenzverdreifachers
P_3	Ausgangsleistung des Frequenzverdreifachers
Q	Ladung

r	Radius
R	Widerstand
R_D	Widerstand durch die Raumladungszone
R_E	Engewiderstand
R_K	Kontaktwiderstand
R_S	Serienwiderstand
R_{Schicht}	Schichtwiderstand
$R_{S,\text{Verlust}}$	Verlustwiderstand der Schaltung
R_{th}	Wärmewiderstand
S	Elektronenverteilung
S	Streuparametermatrix
S_{ij}	Streuparameter
T	Temperatur
t	Zeit
t_{MS}	Metallisierungsdicke der Streifenleitung
$t(x)$	ortsabhängige Tunnelwahrscheinlichkeit
$u(t)$	zeitabhängige Spannung
$u_{1,3}(t)$	zeitabhängige Gesamtspannung am Varaktor bei Grund- und Oberwelle
$U_{D1,3}$	Spannungsamplitude bei Grund- und Oberwelle
v	Geschwindigkeit
Vol	Volumeneinheit
$V(x)$	ortsabhängiges elektrisches Potential
w_{MS}	Breite der Streifenleitung
w_{AN}	Breite der Stichleitungen
$W_C(x)$	ortsabhängige Leistungsbandkante
W_F	Ferminiveau
x	Ortsvariable
x_{Al}	Aluminiumkonzentration in der Heterobarriere
Z	Impedanz
$Z_{S1,3}$	verlustlose Schaltungsimpedanz bei Grund- bzw. Oberwelle
$Z_{V1,3}$	Varaktorimpedanz bei Grund- bzw. Oberwelle
Z_W	Wellenwiderstand
β	Wellenvektor

$\tan \delta$	Verlustfaktor
ε	Dielektrizitätskonstante
ε_{eff}	effektive Dielektrizitätskonstante
λ	Wellenlänge
λ_0	Freiraumwellenlänge
η	Konversionswirkungsgrad
φ	Phasenwinkel in Bezug auf U_{D1} und U_{D3}
Γ_{11}	Reflexionsfaktor
$\rho(x)$	ortsabhängige Raumladungsdichte
κ	Temperaturkoeffizient
ω	Kreisfrequenz

Literaturverzeichnis

- [1] M. T. Faber, J. Chramiec, M. E. Adamski, 'Microwave and Millimeter-Wave Diode Frequency Multipliers', Artech House, Boston, London, 1995
- [2] N. Salomon, R. Appleby, 'Passive Millimetre Wave Imaging through Fog at 35 GHz and 140 GHz', Proc. of the 21st Int. Conf. on Infrared and mm Waves, Berlin, July, 1998
- [3] T. W. Crowe, R. J. Mattauch, H. P. Röser, W. L. Bishop, W. C. B. Peatman, X. Liu, 'GaAs Schottky Diodes for THz Mixing Applications', Proceedings of the IEEE, Vol. 80, Nov. 1992
- [4] D. Arnone, C. Ciesla, A. Corchia, S. Egusa, M. Pepper, 'Applications of Terahertz (THz) Technology to Medical Imaging', Conference on Terahertz Spectroscopy and Applications, Munich, Germany, June 1999, pp. 209-217
- [5] O. P. Koistinen, H. T. Valmu, A. Räisänen, V. F. Vdovin, Y. A. Dryagin, I. V. Lapkin, 'A 110 GHz Ozone Radiometer with Cryogenic Planar Schottky Mixer', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, Dec. 1993, pp. 2232-2235
- [6] M. Koch, 'THz- Imaging: Fundamentals and Biological Applications', Conference on Terahertz Spectroscopy and Applications, Munich, Germany, June 1999, pp.202- 209
- [7] T. W. Crowe, 'Multiplier Technology for Terahertz Applications', Conference on Terahertz Electronics Proceedings, University of Leeds, Sept. 1998, pp. 58-60
- [8] H. P. Roeser, 'Atmospheric and Astronomical Remote Sensing in the THz Region', Conf. Proc. 21st Int. Conf. on Infrared and MM-Waves, Berlin, 1998
- [9] J. Freyer, M. Tschernitz, H. Grothe, W. Harth, 'GaAs transit-time devices for frequencies above 140 GHz', Proc. of 3rd International Workshop on Terahertz Electronics, Zermatt, 1995, pp.22-33
- [10] H. Eisele, 'Two-terminal devices as fundamental solid-state terahertz oscillators', Conference on Terahertz Spectroscopy and Applications, Munich, Germany, June 1999, pp. 70-80
- [11] J. W. Archer, 'A Novel Quasi -Optical Frequency Multiplier Design for Millimeter and Submillimeter Wavelengths', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 32, Apr. 1984, pp. 421-427
- [12] D. Choudhury, P. H. Siegel, R. P. Smith, A. V. Räisänen, S. C. Martin, M. A. Frerking, 'Integrated Back to Back Barrier-N-N⁺ Varactor Diode Tripler Using a Split-Waveguide

- Block', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, Apr.1995, pp. 948-954
- [13] A. V. Räisänen, 'Frequency Multiplier for Millimeter and Submillimeter Wavelengths', Proceedings of the IEEE, Vol. 80, Nov. 1992, pp. 1842-1852
- [14] Kollberg, Rydberg, 'Quantum-barrier varactor diodes for high efficiency mm-wave multipliers', Electronic Letters, Vol. 25, pp. 1696-1698, Dec. 1989
- [15] D. Choudhury, M. A. Frerking, P. D. Batelan, 'A 200 GHz Tripler using a Single Barrier Varactor', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, April 1993, pp. 595-599
- [16] S. Chen, T. C. Ho, K. Pande, P. D. Rice, 'Rigorous Analysis and Design of a High-Performance 94 GHz MMIC Doubler', IEEE, Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, Dec. 1993, pp. 2317-2322
- [17] G. Hegazi, A. Ezzeddine, F. Pheleps, P. McNally, K. Pande, 'W-Band Monolithic Frequency Doubler Using Vertical GaAs Varactor Diode with n^+ Buried Layer', Electronics Letters, Vol. 27, Jan. 1991, pp. 213-214
- [18] S. A. Maas, 'Nonlinear Microwave Circuits', Artech House, Boston, London
- [19] P. Penfield, R. P. Rafuse, 'Varactor Applications', The M.I.T. Press, Cambridge, Massachusetts, 1962
- [20] Unger, W. Harth, 'Hochfrequenz-Halbleiterelektronik', Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New-York
- [21] M. A. Frerking, J. R. East, 'Novel Heterojunction Varactors', Proceedings of the IEEE, Vol. 80, Nov. 1992, pp. 1853-1860
- [22] W. Bogner, 'Herstellung und Untersuchung von integrierten aktiven Millimeterwellenschaltungen auf GaAs-Substrat', Promotionsarbeit am Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Angewandte Elektronik, Technische Universität München, 1994
- [23] R. Meola, J. Freyer, M. Claassen, 'Simultaneous Frequency Multiplier and Power Combiner at MM-Waves: A Proposal' 4th International Workshop on Terahertz Electronics, Sept. 1996, Erlangen
- [24] A. Simon, C. Lin, M. Rodriguez-Gironés, H. Hartnagel, P. Zimmermann, R. Zimmermann, R. Henneberger, 'High Efficiency Frequency Multipliers Using Substrateless Schottky Diodes', IEEE Sixth International Conference on Terahertz Electronics Proceedings, University of Leeds, Sept. 1998, pp. 72-73

- [25] D. Lippens, 'Electronic devices for non-linear applications at Terahertz frequency', Conf. on Terahertz Spectroscopy and Applications, Munich, June 1999, pp. 97-107
- [26] S. M. Nilsen, H. Gröqvist, H. Hjelmgren, A. Rydberg, E. L. Kollberg, 'Single Barrier Varactors for Submillimeter Wave Power Generation', IEEE on Microwave Theory and Techniques, Vol. 41, April 1993, pp. 572-579
- [27] A. V. Räisänen, T. J. Tolmunen, M. Natic, M. A. Frerking, E. Brown, H. Grönquist, S. M. Nilsen, 'A Single Barrier Varactor Quintupler at 170 GHz', IEEE Transactions in Microwave Theory and Techniques, Vol. 43, March 1995, pp. 685-688
- [28] M. J. Abou-Khalil, A. Rahal, M. Goano, R. Maciejko, K. Wu, R. G. Bosisio, 'Predicting Nonlinear Electrical Performance in Single and Multiple Quantum-Barrier Varactors (QBV) by Monte Carlo Technique', IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 4, July 1998, pp. 1399-1405
- [29] A. Windschiegel, 'Charakterisierung von Einzelbarrierenvaraktoren zur Frequenzvervielfachung im MM-Wellenbereich', Diplomarbeit am Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Angewandte Elektronik, Technische Universität München, 1996
- [30] F. Neugebauer, 'Charakterisierung und Optimierung von Heterobarrierenvaraktoren', Diplomarbeit am Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Angewandte Elektronik, Technische Universität München, 1997
- [31] J. Freyer, R. Meola, M. Claassen, F. Neugebauer, 'Design of GaAs/GaAlAs Single-Barrier Varactors (SBV) for mm-Wave Frequency Multipliers', 23rd International Conference on Infrared and Millimeter Waves, Essex (UK), Sept. 1998, pp. 48-49
- [32] E. L. Kollberg, T. J. Tolmunen, M. A. Frerking, J. R. East, 'Current Saturation in Submillimeter Wave Varactors', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 40, May 1992, pp. 831-838
- [33] T. W. Crowe, W. C. B. Peatman, R. Zimmermann, R. Zimmermann, 'Consideration of Velocity Saturation in the Design of GaAs Varactor Diodes', IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 3, June 1993, pp. 161-163
- [34] E. Pehl, 'Mikrowellentechnik', Hüthig Verlag, Heidelberg, 1984
- [35] J. R. Jones, W. L. Bishop, S. H. Jones, G. B. Tait, 'Planar Multibarrier 80/240 GHz Heterostructure Barrier Varactor Triplers', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, Apr. 1997, pp. 512-518

- [36] J. W. Archer, R. A. Batchelor, J. Smith, 'Low-Parasitic, Planar Schottky Diodes for Millimeter-Wave Integrated Circuits', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 38, Jan. 1990, pp. 15-22
- [37] T. Q. Ho, Y. Shih, 'Spectral-Domain Analysis of E-Plane Waveguide to Microstrip Transitions', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 37, Feb. 1989, pp. 388-392
- [38] J. T. Louhi, A. V. Räisänen, 'A frequency Doubler for 200 GHz with a Planar Schotkky Varactor', International Journal of Infrared and Millimeter Waves, Vol. Sept, 1997
- [39] R. K. Hoffmann, 'Integrierte Mikrowellenschaltungen' Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, Tokyo, 1983
- [40] R. Mehran, 'Zur Dimensionierung der Mikrostreifenleitungs-Schaltung', Mikrowellenmagazin, Heft 4, 1981, pp. 421-430
- [41] W. Harth, W. Claassen, 'Aktive Mikrowellendioden', Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-NewYork, 1981
- [42] M. Claassen, Persönliche Mitteilung
- [43] H. Grothe, J. Freyer, 'Ga(Al)As Molecular Beam Epitaxy Technology and ist Application to MM-Wave Impatt Diodes', Proceedings of MIOP, Wiesbaden, 1987, 6B-5
- [44] M. Tschernitz, 'Optimierung von GaAs-Lawinenlaufzeitdioden mit Hilfe einer neuartigen monolithischen Einbautechnik', Dissertation, Technische Universität München, 1995
- [45] H. Eisele, 'Theorie, Technologie und Untersuchung von Lawinenlaufzeitdioden aus MBE-GaAs für W-Band-Frequenzen', Dissertation, Technische Universität, München, 1989
- [46] Cascade Microtech, 'Calibrations- and Accuracy-Factors on Cascade Microtech Summit High Frequency Probestations', Reference Manual, 1993
- [47] X. Mélique, J. Carbonell, R. Havart, P. Mounaix, O. Vanbésien, D. Lippens, 'InGaAs/InAlAs/AlAs Heterostructure Barrier Varactors for Harmonic Multiplication', IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 8, July 1998, pp.254-256
- [48] T. Bauer, 'Herstellung und Untersuchung von Oszillatoren mit mehreren GaAs-Lawinenlaufzeitdioden im Millimeterwellenbereich', Dissertation am Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Angewandte Elektronik, Technische Universität München, 1998
- [49] J. Thornton, C. M. Mann, P. de Maagt, 'Optimization of a 250 GHz Schottky Tripler Using Novel Fabrication and Design Techniques', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 46, Aug. 1998, pp. 1055-1061

- [50] R. Meola, J. Freyer, M. Claassen, 'Frequency Tripler with monolithically integrated Hetero-Barrier Varactor on GaAs Substrate', zur Veröffentlichung eingereicht
- [51] X. Mélique, A. Maestrini, P. Mounaix, M. Favreau, O. Vanbésien, J. M. Goutoule, G. Beaudin, T. Nähr, D. Lippens, 'Record Performance of a 250 GHz InP-based Heterostructure Barrier Varactor Tripler', *Electronics Letters*, Vol. 35, May 1999, pp. 938-939
- [52] V. Duez, M. Henini, O. Vanbésien, M. Chamberlain, D. Lippens, 'Highly non linear Capacitance in Quantum Well/Barrier Heterostructures: Application to Harmonic Multiplication at Terahertz Frequency', *Conference on Terahertz Spectroscopy and Applications*, Munich, Germany, June 1999
- [53] X. Mélique, C. Mann, P. Mounaix, J. Thornton, O. Vanbésien, F. Mollot, D. Lippens, '5 mW and 5 % Efficiency 216 GHz InP-Based Heterostructure Barrier Varactor Tripler', *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, Vol. 8, Nov. 1998, pp.384-386
- [54] T. C. Shen, C. B. Gao, H. Morkov, 'Recent developments in ohmic contacts for III-V compound semiconductors', *Journal of Vacuum Science and technology*, Vol. 10, Sep./Oct. 1992
- [55] F. Schwabl, 'Quantenmechanik', Springer Verlag, 2. Auflage, 1992

Die vorliegende Arbeit wurde am Lehrstuhl für Allgemeine Elektrotechnik und Angewandte Elektronik der Universität München angefertigt.

Herrn Prof. Dr. rer. nat. W. Harth möchte ich dafür danken, diese Arbeit an seinem Lehrstuhl anfertigen zu dürfen, für das rege Interesse mit dem er den Fortgang der Untersuchungen verfolgte und für die wertvollen Anregungen.

Ein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. M. Claassen für die unterstützende Betreuung, die zahlreichen Hinweise und die äußerst konstruktiven Diskussionen in Bezug auf das theoretische Verständnis dieser Arbeit.

Herrn Dr. J. Freyer möchte ich ebenfalls meinen besonderen Dank aussprechen für die sehr angenehme Unterstützung, die zahlreichen Anregungen und Ideen, und die stete Bereitschaft, Fragen und Ideen zu diskutieren.

Weiterhin möchte ich mich bei Herrn Dr. H. Grothe für die Herstellung der verwendeten Epitaxiescheiben bedanken.

Mein herzliches Dankeschön gilt auch Herrn Dr. T. Bauer für die Herstellung des Grundwellenoszillators, mit welchem die meßtechnische Charakterisierung erst ermöglicht wurde.

Ferner möchte allen technologischen Assistenten und den Werkstattangestellten danken für die große Hilfsbereitschaft und die sorgfältige Unterstützung bei der technologischen Realisierung der Schaltungen.

Allen Kollegen möchte ich für das äußerst angenehme Arbeitsklima, die hilfreichen Diskussionen und die stete kollegiale Zusammenarbeit danken.

Zur Person:

Name: Renato Meola
Geburtsdatum: 19. Mai 1969
Geburtsort: Sindelfingen
Staatsangehörigkeit: italienische

Studium:

1989 Abitur am Siftsgymnasium Sindelfingen

Okt. 1989 - Juli 1995 Studium der Elektrotechnik an der Universität Ulm
Nov. 1994 - April 1995 Diplomarbeit bei Daimler-Benz AG, Forschungszentrum Ulm,
„Mikrowellendetektordioden mit integrierter Antenne“
Nov. 1993 - Juli 1994 Auslandsstudium am Politecnico di Milano in Italien

Berufstätigkeit:

Mai 1995 - April 2000 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Allgemeine
Elektrotechnik und Angewandte Elektronik,
Technische Universität München