

Untersuchung und Entwicklung

integrierbarer Photomischdetektor (PMD)-Konzepte
auf Halbleiterbasis zur Realisierung
hochauflösender 3D-Messsysteme

Untersuchung und Entwicklung integrierbarer Photomischdetektor (PMD)-Konzepte auf Halbleiterbasis zur Realisierung hochauflösender 3D-Messsysteme

Vom Fachbereich Elektrotechnik und Informatik
der Universität Siegen
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)

Genehmigte Dissertation

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Holger Kraft

geboren am 12.04.1972 in Marburg

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Rudolf Schwarte

2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Elmar Griese

Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. Peter Haring Bolívar

Tag der mündlichen Prüfung: 28.06.2007

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Nachrichtenverarbeitung (INV) der Universität Siegen, sowie meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur bei der Firma PMDTechnologies GmbH in Siegen. Ich möchte an dieser Stelle allen danken, die mich während dieser Zeit auf unterschiedliche Art und Weise unterstützt haben.

Herrn Prof. Dr. Rudolf Schwarte danke ich für die Ermöglichung dieser Arbeit und die wissenschaftliche Betreuung. Insbesondere danke ich ihm für die zahlreichen Ideen und Diskussionen im Verlauf meiner Tätigkeit, sowie die Förderung der Forschungsarbeiten.

Herrn Prof. Dr. Elmar Griese danke ich für die Unterstützung und die freundliche Übernahme des Korreferats. Außerdem danke ich Herrn Prof. Dr. Peter Haring Bolívar für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Weiterhin danke ich der Firma PMDTechnologies GmbH in Siegen und ihren Geschäftsführern Dr. Bernd Buxbaum, Torsten Gollewski und Martin Buck. Ohne deren Unterstützung wären viele technologische Umsetzungen und Untersuchungen nicht möglich gewesen. Meinem Abteilungsleiter Dr. Robert Lange möchte ich für die Schaffung eines optimalen Arbeitsumfeldes danken, in dem neben der industriellen Entwicklung noch Möglichkeiten zur Erforschung neuer Ansätze bestanden.

Mein Dank gilt den Kolleginnen und Kollegen des Instituts für Nachrichtenverarbeitung und der Firma PMDTechnologies GmbH, Jochen Frey, Markus Grothof, Bianca Hagebecker, René Hartert, Holger Hess, Beate Loffeld, Tobias Möller, Joachim Mosen, Martin Profittlich, Jens Richter, Dr. Thorsten Ringbeck, Benja Schink, Arne Stadermann, Dr. Zhanping Xu und Dr. Zhigang Zhang.

Ein besonderer Dank gilt meinem Kollegen Martin Albrecht für die kritische Durchsicht dieser Arbeit und für die überaus hilfreichen Diskussionen. Weiterhin danke ich meinem Kollegen Holger Bette für die Unterstützung bei den Messungen, die zahlreichen Ratschläge und die kritische Durchsicht dieser Arbeit.

Nicht zuletzt danke ich meiner Familie und Freunden, die mich nicht nur während dieser Arbeit unterstützt haben.

Vor allem aber möchte ich mich bei meiner Frau Melanie bedanken, die mich in den vergangenen Jahren auf Ihre ganz besondere Weise begleitet hat.

Abstract.....	V
1 Einleitung.....	1
2 Entfernungsmessung mit Photomischdetektoren (PMD)	7
2.1 Das Prinzip des Time-Of-Flight Verfahrens.....	7
2.1.1 Pulslaufzeitverfahren	7
2.1.2 CW-Modulation	8
2.2 Auswertung der Korrelationsfunktion	9
2.3 Auswertung durch Fouriertransformation	11
2.3.1 Systematische Fehler.....	12
2.4 Korrelationsempfang mit PMD-Strukturen.....	15
2.4.1 Übersicht der halbleiterbasierten PMD-Konzepte.....	15
2.4.2 Fremdmodulation	16
2.4.3 Selbstmodulation.....	17
2.4.4 Unipolare und bipolare SM-PMDs.....	19
2.4.5 Hybridkonzepte	20
2.5 Kenngrößen eines PMD	21
2.5.1 Demodulationskontrast.....	22
2.5.2 Demodulationseffizienz.....	23
2.5.3 Demodulationsempfindlichkeit	24
2.6 Grenzen der Messgenauigkeit	25
2.6.1 Photonen-Schrotrauschen.....	25
2.6.2 Dunkelstrom-Schrotrauschen.....	25
2.6.3 Reset-Rauschen.....	26
2.7 Theoretische Messgenauigkeit.....	26
3 Bauteilspezifische Grundlagen	29
3.1 pn-Halbleiterübergänge	29
3.2 Metall-Halbleiter-Übergänge	31
3.2.1 Idealer Metall-Halbleiter-Kontakt.....	32
3.2.2 Realer Metall-Halbleiter-Kontakt.....	33
3.2.3 Strom-Spannungs-Charakteristik.....	33

3.2.4	Bestimmung der Barrierenhöhe	34
3.3	Metal-Semiconductor-Metal Strukturen (MSM).....	35
3.3.1	Dunkelverhalten	36
3.3.2	Verhalten bei optischer Bestrahlung.....	41
3.3.3	Photoempfindlichkeit.....	45
3.3.4	Frequenzverhalten	46
3.4	MSM als Gegentakt SM-PMD	49
3.4.1	Modellbildung	49
3.4.2	Einfluss der Symmetrieparameter auf die Korrelationsfunktion	51
3.4.3	Einfluss unkorrelierter Bestrahlung	52
3.4.4	Rechteckmodulation (Correlated Balanced Sampling).....	55
4	Galliumarsenid MSM-PMD	59
4.1	Vorbetrachtungen	59
4.2	Realisierungsansatz.....	61
4.3	Singlepixel GaAs MSM-PMD	61
4.3.1	Einseitiges Modulationsverfahren mit Rechteckmodulation	61
4.3.2	Pixelstrukturen.....	63
4.3.3	Diskussion der realen Kennlinie.....	65
4.4	Charakterisierung durch Direktbestrahlung	69
4.4.1	Beschreibung des Messaufbaus.....	69
4.4.2	Ermittlung der Korrelationsfunktion	70
4.5	Messungen an GaAs MSM-PMD Einzelpixelstrukturen.....	71
4.5.1	Unterdrückung unkorrelierter Anteile.....	72
4.5.2	Messgenauigkeit.....	74
4.6	Neuartige Multipixelstrukturen auf GaAs MSM-Basis	78
4.6.1	Architektur.....	78
4.6.2	Sensoraufbau.....	80
4.6.3	Ausleseelektronik	81
4.6.4	3D GaAs MSM-Multichipsensor	85
4.7	Untersuchung des GaAs Multipixelsensors.....	86
4.7.1	Messungen unter Fremdlichteinfluss	86
4.7.2	Homogenität des Sensors	89

4.8	Alternative Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT).....	91
5	Vollintegrierbare Silizium MSM-PMD	95
5.1	Vorbetrachtungen	95
5.2	Realisierung	102
5.2.1	Prozessintegration	102
5.2.2	Substratmaterial.....	104
5.2.3	Fingergeometrie, -abstand.....	107
5.2.4	Herstellung der Schottkykontakte	109
5.3	Pixelstrukturen	111
5.4	DC-Messungen	113
5.4.1	Bestimmung der Barrierenhöhe an realisierten Teststrukturen.....	113
5.4.2	Hell-Dunkelverhalten der PtSi MSM-Struktur.....	115
5.4.3	Temperaturverhalten	119
5.5	AC-Messungen.....	121
5.5.1	Einzelpixel.....	121
5.5.2	Messgenauigkeit.....	126
5.5.3	Multipixel	127
5.6	Optimierungspotential	128
6	Rückseitenbestrahltes Silizium pn-PMD.....	129
6.1	Ansatz	129
6.2	Konzept	130
6.2.1	Rückseitenbestrahlung.....	130
6.2.2	Anpassung der Substratdicke /-dotierung	131
6.2.3	Aufbau mit Flip-Chip Technologie	132
6.3	Umsetzung.....	133
6.3.1	Dimensionierung des Sensors	134
6.4	Messtechnische Untersuchung	140
6.4.1	DC-Messungen	140
6.4.2	AC-Messungen	143
6.4.3	Variation der Modulationsamplitude.....	145
6.4.4	Variation der Modulationsfrequenz.....	147

6.4.5	Variation der optischen Nutzleistung	149
6.4.6	Hintergrundlichteinfluss.....	150
6.4.7	Variation der optischen Wellenlänge.....	151
6.4.8	Demodulationsempfindlichkeit	152
6.5	Aktives Verfahren zur Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen	152
6.6	Bipolare pn-PMD Strukturen	155
7	PMD-Performance und Applikationspotential.....	157
7.1	Berechnungsgrundlagen	157
7.1.1	Bestimmung der Signalleistung auf dem Sensor	157
7.1.2	Bestimmung der Hintergrundlichtleistung auf dem Sensor	159
7.1.3	Berücksichtige Rauschquellen	159
7.2	Überblick der Technologien	161
7.3	Theoretische Gegenüberstellung auf Basis gemessener Parameter.....	162
8	Zusammenfassung und Ausblick.....	167
	Literaturverzeichnis.....	171
	Anhang A: Formelzeichen und Abkürzungen.....	177
	Anhang B: Abbildungsverzeichnis.....	183
	Anhang C: Index.....	191

Abstract

For many technical applications the knowledge of the three-dimensional environment is essential. Especially for the implementation of control and navigation functions in the area of automation and robotics, fast and reliable acquisition of 3D data has become a main requirement for future technical developments.

To gather the depth-information of the observed scene there are different technical approaches already realized and available on the market. A solution commonly used for such systems is the realization of the Time-Of-Flight principle. Here the time is measured which is needed by light to cover a distance from an active transmitter to the target and back to the receiver. Due to the speed of light the sensor component of such a system normally needs a very high bandwidth to ensure sufficient depth resolution and accuracy. This requirement makes the system complex and therefore expensive. This complexity is the reason why Time-Of-Flight systems are often limited in number of measuring elements or why the usage of mechanical scanners is mandatory.

This thesis describes the realization of a smart optical sensor concept, the *PMD* device. With this sensor high depth resolution can be combined with an almost unlimited number of measuring elements which enables fast and scanner less 3D measurements with high resolution. A main advantage of this concept is the inherent evaluation of the distance by correlation of the reflected light with a local electrical reference signal within each pixel. Since the output of the pixel is in the low frequency range, the system complexity can be kept low which in turns allows the realization of cost effective 3D measurement systems.

The feasibility of the PMD concept has been proven by realizations of the *Photogate-PMD* (PG-PMD) in several applications in the last years. The main focus of this thesis is to describe and to investigate alternative pixel concepts based on special implementations of another PMD-principle, the *Selfmodulation-PMD* (SM-PMD). Depending on the chosen technology this kind of PMD offers several advantages like high bandwidth, high efficiency and the inherent suppression of uncorrelated signals. The SM-PMD can be realized in different manners which can be optimized for the application needs and the used spectrum of the electromagnetic radiation. Within this thesis the development of semiconductor-based devices is described for the usage with light in the visible and near infrared range. Considering the realisation of the

devices, the integration within state-of-the-art semiconductor processes is the main claim for the developments and is therefore addressed in detail.

Starting with an overview of different implementations and the description of function principles, the device physics are derived. Based on the transfer characteristic of metal-semiconductor-metal structures an analytical model is introduced for the evaluation of device properties in terms of the usage as a PMD device. In this context the suppression of uncorrelated signals is investigated regarding the symmetry of the device.

Based on theoretical studies and analysis of different devices the development of a novel 24x6 MSM-PMD multipixel sensor is described. This sensor array consists of application specific GaAs devices combined with an external silicon CMOS readout circuitry. The characterization of this multichip module is explained whereas the results will be discussed compared with the theoretical expectation.

Considering an MSM-PMD multipixel sensor with a single chip realization, the development of a device implemented in a CMOS process is described. For this purpose a given process has to be modified to obtain optimized PMD properties. The influence of substrate parameters on device performance is explained, also the properties of the Schottky contact in terms of dark current. In order to attain low dark currents a contact using platinum as a barrier material and a modified process flow is implemented. For evaluation different single pixel and multipixel devices have been realized whereas an application specific characterization is used to compare the measurement results with theory.

In order to increase photoresponsivity and signal amplitude another approach for silicon PMD devices is presented. The properties of this novel device are not affected by shadowing of interconnection metal or layer interference since it is illuminated from the backside. Using a dedicated sensor process and flip-chip technology it is possible to realize a PMD with outstanding efficiency which is unique for silicon based PMDs. The performance of this device is verified by realized semiconductor structures and appropriate measurements which are also shown.

As an overview and for comparison with existing PG-PMD devices theoretical analyses are presented which are based on measured parameters. It will be shown, that SM-PMDs have highest flexibility which makes them suitable for many applications. Depending on device structure and technology it is possible to combine high bandwidth with high efficiency and an inherent suppression of uncorrelated signals.

1 Einleitung

Die Realisierung von Bauelementen auf Halbleiterbasis hat in den letzten Jahrzehnten eine enorme Bedeutung in der technischen Entwicklung erlangt. Bereits 1883 entdeckte Michael Faraday an Silbersulfid eine charakteristische Eigenschaft jener Stoffgruppen, die heute als Halbleiter bezeichnet werden [Far39]. Einige Jahrzehnte später wurden 1926 und 1934 von Julius Edgar Lilienfeld [Lil26] [Lil28] und Oskar Heil die ersten Patente für Feldeffekttransistoren veröffentlicht, Bauelemente deren Grundprinzipien noch heute in modernen Halbleiterprozessen genutzt werden. Gleiches gilt für den Bipolartransistor, der 1948 erstmals von einer Arbeitsgruppe unter der Leitung von William Shockley vorgestellt wurde [Shock48]. Dieser erste Spitzentransistor wurde noch mit Germanium realisiert, aber bereits 1954 folgte die erste Umsetzung eines Bipolartransistors mit Silizium was bereits 1833 von Jöns Jakob Berzelius entdeckt wurde und heute das meistverwendete Halbleitermaterial ist. Hinsichtlich einer integrierten Bauweise, also die Realisierung von mehreren Bauteilen auf einem Halbleitermaterial, wurde 1958 der Grundstein von Jack Kilby in den USA gelegt. Er integrierte erstmals Transistoren, Widerstände und Kondensatoren in einem Bauelement. Spätestens mit der Einführung der Siliziumplanartechnologie in 1960 erfährt die Halbleitertechnik eine zunehmende Tendenz zur Mikroelektronik, also die Integration von miniaturisierten elektronischen Schaltungen.

Die Kombination von Mikroelektronik und Optik führte zur Entstehung eines neuen Arbeitsgebietes, der Optoelektronik. In ihm werden Funktionsprinzipien und Bauelemente zur Generierung und Detektion optischer Signale zusammengefasst. Der Grundstein für Laser-Sendeelemente wurde bereits 1916 von Albert Einstein in Form seiner Theorie über stimulierte Emission gelegt. In den sechziger Jahren entstanden erste Laserdioden und LEDs die heute standardmäßig als Sendeelemente in der optischen Nachrichtentechnik verwendet werden.

Parallel zur Entwicklung der Sendeelemente entstanden zahlreiche Bauelemente zur Detektion von Licht. Obwohl die Übertragung von Informationen in Form von optischen Signalen bereits seit mehreren Jahrhunderten bekannt ist, ermöglichen erst halbleiterbasierte Sende- und Empfangselemente in Verbindung mit Lichtleitern eine enorme Steigerung der Datenrate von optischen Übertragungsstrecken. Wesentliches Kriterium der verwendeten Halbleiterbauelemente ist hierbei neben der Photoempfindlichkeit die erreichbare Bitrate bzw. Bandbreite. Zur Umsetzung schneller Photoempfänger werden in der Regel Bauelemente auf Basis von Schottkydioden oder pin-Strukturen realisiert. Durch Verwendung optimierter Halbleiterstrukturen und -prozesse sind heute Bandbreiten im zweistelligen oder gar dreistelligen GHz-Bereich durchaus üblich [Decos03], [Liu94]. Mit entsprechendem Aufwand lassen sich mit solch schnellen Photoempfängern daher Systeme realisieren, die eine Zeitauflösung im Bereich von Pikosekunden ermöglichen.

Mit modernen Halbleiterprozessen eröffnen sich aber auch neue Möglichkeiten im Hinblick auf so genannte *Smart Optical Sensors*, Sensoren die neben der Detektion von Licht zum Teil komplexe Signalverarbeitung im Bereich des Pixels ermöglichen. Durch den Einsatz solcher Sensoren lassen sich bisherige Anwendungsbereiche erweitern, wobei die Vorteile integrierter Halbleiter, wie miniaturisierte Bauweise und kostengünstige Realisierung, zum Teil völlig neue Applikationen ermöglichen.

Die vorliegende Arbeit beschreibt ein Verfahren basierend auf einem speziellen integrierten Smart Optical Sensor. Dieser Sensor ermöglicht eine enorm hohe Zeitauflösung bei vergleichsweise geringen Anforderungen an die verwendeten peripheren Komponenten. Grundlage ist hierbei das an der Universität Siegen von Prof. Dr. Schwarte in 1997 entwickelte Prinzip des *Photomischdetektors* oder *Photonic Mixer Device* (PMD) [Schw97]. Mit einem PMD lassen sich kostengünstig hochgenaue Systeme zur Phasenbestimmung zwischen optischen und elektrischen Signalen realisieren. Der Hauptvorteil des PMDs ist hierbei die Verschmelzung eines optischen Bauelementes zur Detektion des Lichts mit einem Mischer zu einem einzigen elektrooptischen Mischer auf Halbleiterbasis. Im Gegensatz zu anderen Systemen werden hierbei keinerlei zusätzlichen breitbandigen Komponenten mehr benötigt. Da das PMD einen Mischer und einen Integrator vereinigt, erfüllt es die Funktion eines Korrelators, wobei am Ausgang direkt die Auswertung der Korrelationsfunktion möglich ist. Die hochfrequenten Signalverarbeitungsprozesse finden dabei im Bauelement selbst und nicht in der angeschlossenen Peripherie statt. Darüber hinaus bietet das PMD-Prinzip

die Möglichkeit, eine Vielzahl dieser Elemente auf einem einzelnen Chip zur Realisierung schneller paralleler Messeinheiten zu integrieren.

Anwendung findet dieses Bauelement vorwiegend in der Entfernungsmessung basierend auf dem Time-Of-Flight (TOF) Lichtlaufzeitverfahren. Hierbei muss die Laufzeit des Lichts ausgehend vom Sender, über die Reflektion am Objekt, bis zum Empfang im PMD hochgenau im Bereich von wenigen Pikosekunden bestimmt werden. Von besonderem Interesse sind dabei insbesondere Multipixelsensoren zur Realisierung von 3D-Messsystemen mit hoher Ortsauflösung [Kraft04]. Ein Hauptvorteil ist hierbei die Erfassung der dreidimensionalen Information ohne scannende Verfahren; das heißt, die Szene wird – ähnlich wie bei herkömmlichen 2D-Kameras – gleichzeitig vom Pixelarray erfasst, wobei zusätzlich zum Helligkeitsbild jedem Bildpunkt eine Entfernung zugeordnet werden kann. Aufgrund dieser Vorteile und der direkten Signalverarbeitungsmöglichkeit auf dem Sensor, sind solche Messsysteme für eine Vielzahl von Applikationen wie z.B. der Robotik, Automatisierungstechnik und automotiven Anwendungen von großem Interesse [BMBF05]. Je nach Anwendung sind PMD-Sensoren mit einzelnen Pixeln oder aber mit Auflösungen von mehreren tausend Bildpunkten erforderlich. Grundvoraussetzung für die universelle Umsetzung ist dabei jeweils die Entwicklung geeigneter PMD-Konzepte im Hinblick auf eine Integrierbarkeit innerhalb eines Halbleiterprozesses.

Zu Beginn dieser Forschungsarbeit im Frühjahr 2002 fokussierte sich die Entwicklung von PMD-Bauelementen auf die Umsetzung und Integration von *Fremdmodulationskonzepten* insbesondere in Form der Photogate-PMD-Technologie [Xu99], [Bux02]. Parallel dazu wurden erste Versuche mit speziellen PMD-*Selbstmodulationskonzepten* durchgeführt. Diese basierten im Wesentlichen auf handelsüblichen MSM-Strukturen mit Galliumarsenid-Substrat [Gul03] bzw. auf ersten Umsetzungen von Strukturen auf Standardsilizium-Prozessen [Bux02], [Kraft02]. Die vorliegende Arbeit knüpft an diesen ersten Umsetzungen der Selbstmodulations-PMDs an. Schwerpunkt ist die Untersuchung und Entwicklung von PMD-Konzepten auf Halbleiterbasis mit dem Ziel integrierfähige Konzepte für eine breite Applikationsbasis zu schaffen.

Die Arbeit gliedert sich in 8 Kapitel. Nach dieser Einleitung wird in Kapitel 2 die Entfernungsmessung nach dem TOF-Prinzip mit PMD-Bauelementen beschrieben. Hierbei wird auf die Auswertung der Korrelationsfunktion im Hinblick auf Phasenlage, Amplitude und Offset und etwaige Fehlerquellen eingegangen. Zur Unterscheidung der vielfältigen PMD-Konzepte wird anschließend ein Überblick über halbleiterbasier-

te PMDs gegeben. Hierbei stehen die zuvor erwähnten Prinzipien im Vordergrund, die Gruppe der fremdmodulierten PMDs (FM-PMDs) und die der selbstmodulierten PMDs (SM-PMDs), wobei letztere Gruppe wiederum in zwei Hauptgruppen mit unterschiedlichen Eigenschaften eingeteilt werden kann. Basierend auf diesen Eigenschaften werden wichtige Kenngrößen eines PMD hergeleitet, sowie deren Bedeutung im Hinblick auf die theoretisch erreichbare Messgenauigkeit diskutiert.

In Kapitel 3 sind relevante halbleiterphysikalische Zusammenhänge im Hinblick auf die verschiedenen Realisierungsformen des PMD dargestellt. Hier werden insbesondere verschiedene Diodenübergänge und ihre Eigenschaften beschrieben, wobei der Schwerpunkt auf der Theorie der Metall-Halbleiter-Übergänge und dem darauf basierten MSM-PMD liegt. Dessen Verhalten wird in Bezug auf Stromfluss bei Dunkelheit und bei Beleuchtung näher untersucht. In diesem Zusammenhang wird ein mathematisches Modell beschrieben, mit dessen Hilfe aus der Kennlinie eines Bauelementes Rückschlüsse auf die Eigenschaften als Gegentakt SM-PMD gezogen werden können. Ein wichtiges Merkmal ist hierbei die inhärente Fähigkeit unkorrelierte Fremdlichtanteile zu unterdrücken. Basierend auf extrahierten Kenngrößen und Symmetrieparametern einer MSM-Struktur kann diese Eigenschaft im Kleinsignalbetrieb analytisch und im Grosssignalbetrieb numerisch auf Basis des Modells beschrieben werden. Eine weitere wichtige Kenngröße ist das Frequenzverhalten einer MSM-Struktur, das in Abhängigkeit der Geometrieparameter und Substrateigenschaften sowie der Ansteuerung hergeleitet und beschrieben wird.

In Kapitel 4 wird die Entwicklung eines Multichipmoduls basierend auf GaAs MSM-PMD Sensoren und einer angepassten Ausleseelektronik mit Silizium CMOS-Komponenten beschrieben. Ausgehend von GaAs-Einzelstrukturen werden die zuvor hergeleiteten theoretischen Eigenschaften messtechnisch nachgewiesen und im Hinblick auf eine mögliche Anwendung in einem 3D-Messsystem analysiert. Hierbei werden wichtige Diodenparameter aus Messkurven extrahiert, ins PMD-Modell eingesetzt und die daraus resultierenden Ergebnisse zur Verifizierung mit den Messergebnissen verglichen. Im Rahmen einer 3D-Applikation werden erstmals die Entwicklung eines GaAs basierten PMD-Multipixelmoduls und die Randbedingungen bei der Umsetzung beschrieben. Der entstandene 24x6 PMD-Sensor wird abschließend applikationsspezifisch in Bezug auf seine Messgenauigkeit und Fremdlichtunterdrückung untersucht.

Ein alternativer Ansatz für die Realisierung eines vollintegrierbaren MSM-PMDs auf Siliziumbasis wird in Kapitel 5 beschrieben. Hierzu werden die nötigen Randbedingungen und Prozessmodifikationen hinsichtlich der Umsetzung auf Basis eines SOI (Silicon On Insulator) Prozesses dargestellt. Ausgehend von theoretischen Betrachtungen und Halbleitersimulationen, werden sowohl Material- als auch optimale Geometrieparameter bestimmt. Danach werden die Realisierung der entwickelten Prozesstechnik, sowie die Herstellung der vollintegrierbaren Strukturen beschrieben. Auf Basis verschiedener Teststrukturen wird das gemessene Verhalten den theoretischen Erwartungen gegenübergestellt und diskutiert. Neben den Einzelpixelstrukturen wird die Entwicklung eines – zum GaAs-Ansatz kompatiblen – PtSi-Multipixelsensors beschrieben und der Funktionsnachweis mit entsprechenden Messungen erbracht.

In Kapitel 6 wird ein anderer Ansatz basierend auf pn-Dioden vorgestellt. Dieses Konzept zielt auf die Realisierung eines hocheffizienten aber dennoch leicht zu integrierenden PMDs ab. Basierend auf der Grundidee eines rückseitenbestrahlten Sensors werden Untersuchungen in Bezug auf geeignete Substratmaterialien und Dotierungen auf Basis von Berechnungen und rechnergestützten Halbleitersimulationen durchgeführt. Auch bei diesem neuartigen Ansatz wird anschließend die Integrationsfähigkeit durch realisierte Teststrukturen belegt. Messungen zeigen darüber hinaus den Einfluss der Ansteuerung auf das Demodulationsverhalten. Zusätzlich wird der Einfluss der Wellenlänge, der eingestrahlten Signal- und Hintergrundlichtleistung sowie ein aktives Konzept zur Unterdrückung von Fremdlichtanteilen beschrieben.

Zur Gegenüberstellung werden in Kapitel 7 alle beschriebenen PMD-Konzepte für eine beispielhafte Anwendung verglichen. Wesentliches Kriterium ist hierbei die Photoempfindlichkeit in Verbindung mit dem erreichbaren *Demodulationskontrast*, letztlich also die *Demodulationsempfindlichkeit*. Die Bewertung der Strukturen erfolgt hierbei unter gleichen Systemvoraussetzungen mit Berechnungen basierend auf messtechnisch ermittelten Kenngrößen.

In Kapitel 8 werden abschließend die wichtigsten Aspekte der beschriebenen Entwicklungen zusammengefasst und im Hinblick auf künftige Entwicklungen und Potentiale diskutiert.

2 Entfernungsmessung mit Photomischdetektoren (PMD)

Das Time-Of-Flight Lichtlaufzeitverfahren (TOF) ist seit vielen Jahren eine bekannte Methode zur Entfernungsbestimmung [Schw99]. Da die nachfolgend beschriebenen PMD-Sensoren in Systemen basierend auf diesem Grundprinzip eingesetzt werden, soll zunächst ein Überblick über einige Realisierungsmöglichkeiten und die relevanten Zusammenhänge gegeben werden. Für die Beschreibung alternativer Verfahren zur Entfernungsmessung sei an dieser Stelle auf weiterführende Literatur verwiesen. [Schw99] [Bux02] [Lange00] [Xu99]

2.1 Das Prinzip des Time-Of-Flight Verfahrens

2.1.1 Pulslaufzeitverfahren

Licht breitet sich abhängig vom Medium mit einer endlichen Geschwindigkeit aus. Daher benötigt es eine gewisse Zeit, um von einem Ursprungsort (Sender) zu einem Zielort (Empfänger) zu gelangen. Diese Laufzeit τ_L bestimmt sich bei einem Medium der Brechzahl n_{med} nach folgendem Zusammenhang

$$\tau_L = \frac{n_{med} \cdot Z}{c} \quad (2.1)$$

wobei die Entfernung zwischen Sender und Empfänger mit Z berücksichtigt wird. Diese Verknüpfung zwischen Laufzeit und Entfernung wird beim *Pulslaufzeitverfahren* direkt in der Messumgebung berücksichtigt. Hierbei wird beim Aussenden eines Lichtimpulses eine Elektronik gestartet, welche die Dauer erfasst bis der Lichtimpuls ein Ziel erreicht und durch Reflektion wieder zum Sender gelangt ist. Die Erfassung des reflektierten Lichtsignals wird dabei im Bereich des Senders mit geeigneten Empfangselementen realisiert. Bei bekanntem Medium kann unter Berücksichtigung der zweifach zurückgelegten Distanz somit die Entfernung bestimmt werden.

Vorteilhaft sind bei diesem Verfahren die Erkennbarkeit mehrerer Ziele und die Verwendbarkeit hoher optischer Spitzenleistungen die das Signal-Rauschverhältnis positiv beeinflussen können [Giger05]. Bedenkt man jedoch, dass Licht gemäß voriger Formel im freien Raum eine Distanz von 1 cm in einer Zeit von etwa 33 ps zurücklegt, wird offensichtlich, dass eine genaue Zeitmessung unerlässlich für eine zuverlässige Entfernungsbestimmung ist. Hierfür werden jedoch hohe Bandbreiten und eine entsprechende Signalelektronik benötigt, was die Umsetzung aufwendig und kostenintensiv macht.

2.1.2 CW-Modulation

Eine andere Realisierungsmöglichkeit eines TOF-Systems ist die Modulation des Senders mit einem kontinuierlichen Zeitsignal (**C**ontinuous **W**ave, CW). Bei der Messung wird der Zusammenhang der Phasenverschiebung φ_d und der Laufzeit τ_L zwischen ausgesendetem und empfangenem Signal bekannter Periodendauer T_m gemäß folgender Gleichung zugrunde gelegt.

$$\frac{\tau_L}{T_m} = \frac{\varphi_d}{2\pi} \quad (2.2)$$

Dieser Ausdruck kann wiederum unter Berücksichtigung der zweifachen Distanz mit Gleichung (2.1) zur Entfernungsbestimmung nach folgender Gleichung genutzt werden.

$$Z = \frac{\varphi_d}{2\pi} \frac{c \cdot T_m}{2 \cdot n_{med}} \quad (2.3)$$

Nachteilig ist bei diesem Verfahren die Tatsache, dass sich der Signalverlauf nach $\varphi_d = 2\pi$ wiederholt und somit über diesen Bereich hinaus ohne zusätzliche Maßnahmen keine eindeutige Entfernung mehr bestimmt werden kann. Der Eindeutigkeitsbereich L einer TOF-Entfernungsmessung basierend auf CW-Modulation beträgt demnach

$$L = \frac{c \cdot T_m}{2 \cdot n_{med}} \quad (2.4)$$

Neben der Verwendung von periodischen Signalen existieren noch weitere Möglichkeiten der CW-Modulation. Als Beispiel sei hier die Modulation mit Pseudonoise-(PN) Folgen genannt [Bux02]. Diese Folgen bestehen aus periodisch aufeinander folgenden zweiwertigen Sequenzen, wobei die Länge dieser Sequenzen den Eindeutigkeits-

bereich maßgeblich beeinflusst ohne zwingend die erreichbare Genauigkeit einzuschränken. Weitere Möglichkeiten bieten die Verwendung von mehreren Modulationsfrequenzen (Heterodynverfahren) sowie die zyklische Variation der Modulationsfrequenz (Chirping) [Stann03].

2.2 Auswertung der Korrelationsfunktion

Nach Gleichung (2.3) kann die Entfernung bei einem CW-TOF System durch die Auswertung der Phasenverschiebung φ_d berechnet werden. Die Phasenlage zwischen dem Sendesignal und dem empfangenen Signal kann mathematisch durch Korrelation des Empfangssignals mit dem zugehörigen Sende-Modulationssignal bestimmt werden. Im folgenden Abschnitt wird beschrieben, wie die Korrelation dieser Signale durchgeführt wird und wie sich neben der Phase noch weitere Eigenschaften des Empfangssignals bestimmen lassen.

Die Kreuzkorrelationsfunktion (KKF) zweier periodischer Signale $s(t)$ und $g(t)$ ist allgemein nach folgender Gleichung definiert.

$$K(\tau) = s(t) \otimes g(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t) \cdot g(t + \tau) dt \quad (2.5)$$

Handelt es sich um Signale der gleichen Periodendauer T_m , so ist auch die Kreuzkorrelationsfunktion eine periodische Funktion mit der Periodendauer T_m . Ein Sonderfall stellt die Korrelation eines Signals $s(t)$ mit dem phasenverschobenen, ansonsten aber gleichen Signal $s(t + \tau)$ dar. Hierbei handelt es sich um die Autokorrelationsfunktion (AKF) des Signals, wobei definitionsgemäß der Wert der AKF bei $\tau = 0$ maximal ist und dem quadratischen Mittelwert des Signals entspricht.

Zur Verdeutlichung der weiteren Zusammenhänge wird die Bestimmung des Korrelationsergebnisses hier exemplarisch für zwei cosinusförmige Signale durchgeführt. Das Empfangssignal wird dabei als $s(t)$ mit der Amplitude A_1 und dem Offset A_1^0 nach folgender Gleichung definiert.

$$s(t) = A_1^0 + A_1 \cos(\omega t - \varphi_d) \quad (2.6)$$

Dieses Signal ist gegenüber dem folgenden allgemeinen Demodulations-/ Referenzsignal $g(t)$ um die Phasenlage φ_d verzögert.

$$g(t) = A_2^0 + A_2 \cos(\omega t) \quad (2.7)$$

Mit Gleichung (2.5) ergibt sich für die Korrelationsfunktion ein Ausdruck nach Gleichung (2.8).

$$K(\tau) = s(t) \otimes g(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \left(A_1^0 + A_1 \cos(\omega t - \varphi_d) \right) \cdot \left(A_2^0 + A_2 \cos(\omega(t + \tau)) \right) dt \quad (2.8)$$

$$K(\tau) = A_1^0 \cdot A_2^0 + \frac{A_1 A_2}{2} \cos(\omega \tau + \varphi_d)$$

In der Korrelationsfunktion sind die Amplitude A_1 und der Offset A_1^0 des Empfangssignals sowie die Phasenlage φ_d unbekannt. Um diese Werte zu bestimmen, sind mindestens drei Messungen bei verschiedenen Zeitverzögerungen τ bzw. Phasenverzögerungen φ_τ zwischen Sendesignal und Referenzsignal notwendig. Betrachtet wird im Folgenden die Bestimmung der Kenngrößen durch 4 Messungen bei äquidistanten Phasenverschiebungen bzw. Zeitverzögerungen ($\tau_0 = 0$, $\tau_1 = T/4$, $\tau_2 = T/2$, $\tau_3 = 3T/4$).

$$K(\tau_0) = A_1^0 \cdot A_2^0 + \frac{A_1 A_2}{2} \cos(\varphi_d)$$

$$K(\tau_1) = A_1^0 \cdot A_2^0 - \frac{A_1 A_2}{2} \sin(\varphi_d) \quad (2.9)$$

$$K(\tau_2) = A_1^0 \cdot A_2^0 - \frac{A_1 A_2}{2} \cos(\varphi_d)$$

$$K(\tau_3) = A_1^0 \cdot A_2^0 + \frac{A_1 A_2}{2} \sin(\varphi_d)$$

Durch Auswertung dieses Gleichungssystems können die gesuchten Größen des Empfangssignals nach folgenden Zusammenhängen bestimmt werden.

$$A_1^0 \cdot A_2^0 = \frac{K(\tau_0) + K(\tau_1) + K(\tau_3) + K(\tau_4)}{4} \quad (2.10)$$

$$A_1 \cdot A_2 = \sqrt{(K(\tau_0) - K(\tau_2))^2 + (K(\tau_1) - K(\tau_3))^2} \quad (2.11)$$

$$\varphi_d = \arctan \left(\frac{K(\tau_1) - K(\tau_3)}{K(\tau_0) - K(\tau_2)} \right) \quad (2.12)$$

Die Bestimmung der Phasenlage des Empfangssignals in Bezug auf das gesendete Signal wird im Rahmen dieser Arbeit gemäß Gleichung (2.12) als „4-Phasen-Algorithmus“ angewendet. Diese Auswertung zeichnet sich durch effiziente Realisierbarkeit und relativ geringen Aufwand aus. Gültig ist sie jedoch genau genommen nur

bei sinusförmigen Signalen bzw. entsprechenden Korrelationsfunktionen. Bei Verwendung mit anderen Signalformen muss berücksichtigt werden, dass sich die Korrelationsfunktion ändert (z.B. dreiecksförmige Korrelationsfunktion bei Rechtecksignalen) und dass zur Phasenbestimmung andere Zusammenhänge gelten bzw. ein systematischer Fehler bei Verwendung voriger Gleichungen existiert (siehe Folgekapitel). Die Zusammenhänge zur Auswertung einer dreiecksförmigen Korrelationsfunktion mit angepassten Algorithmen sind in [Zhang03] beschrieben.

In der Realität kann man in der Regel jedoch nicht von idealen Signalformen ausgehen, so ist beispielsweise bei Verwendung von Rechtecksignalen immer von einer endlichen Anstiegs- und Abfallzeit auszugehen, die relativ zur Periodendauer des Signals bewertet werden muss (vgl. Kapitel 6.4.4). Insbesondere bei hohen Frequenzen resultieren darüber hinaus parasitäre Einflüsse und Signalveränderungen (z.B. Über- und Unterschwingungen) oftmals in einer deutlichen Veränderung der Form der Korrelationsfunktion. Bei Bestimmung der Phasenlage ist es daher günstig, wie beschrieben nur die Phaseninformation der Grundwelle einer Korrelationsfunktion zu berücksichtigen und somit Störeinflüsse von hochfrequenten Anteilen und Signalverzerrungen zu minimieren. Ein allgemeiner Ansatz für eine Anzahl von Abtastungen N ist unter Berücksichtigung der betrachteten Harmonischen im nächsten Abschnitt wiedergegeben.

2.3 Auswertung durch Fouriertransformation

Bei der folgenden Auswertung handelt es sich allgemein um eine trigonometrische Interpolation, die im speziellen Fall aufgrund äquidistanter Abtastungen durch diskrete Fouriertransformation gelöst werden kann.

Die diskrete Fouriertransformierte F ist für die zuvor genannte Korrelationsfunktion K allgemein nach folgender Gleichung definiert.

$$F(K) = \frac{1}{N} \left(\sum_{k=0}^{N-1} K(\tau_k) \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) + i \cdot \sum_{k=0}^{N-1} K(\tau_k) \sin\left(-2\pi k \frac{n}{N}\right) \right) \quad (2.13)$$

Die Anzahl N der Abtastungen im Intervall $t = 0 \dots T$ beeinflusst die maximale Anzahl $M = (N-1)/2$ der berücksichtigten Harmonischen. Möchte man nur die Grundwelle betrachten, so muss man also lediglich mindestens 3-mal äquidistant abtasten. Die Phase φ_n der n -ten Harmonischen kann allgemein mit folgender Gleichung bestimmt werden.

$$\varphi_n = \arctan \frac{-\text{Im}(F)}{\text{Re}(F)} = \arctan \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} K(\tau_k) \sin\left(2\pi k \frac{n}{N}\right)}{\sum_{k=0}^{N-1} K(\tau_k) \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right)} \right) \quad (2.14)$$

Gleichung (2.14) ist der allgemeine Ansatz für N-Abtastungen der Korrelationsfunktion (*N-Phasenalgorithmus*) zur Bestimmung der Phasenlage; bei 4 Abtastungen ergibt sich das gleiche Ergebnis wie in Gleichung (2.12). Ebenso kann die Amplitude A_n und der Offset A_0^n der n -ten Harmonischen der Korrelationsfunktion bestimmt werden.

$$A_n = \frac{1}{N} \sqrt{\left(\sum_{k=0}^{N-1} K(\tau_k) \cos\left(2\pi k \frac{n}{N}\right) \right)^2 + \left(\sum_{k=0}^{N-1} K(\tau_k) \sin\left(-2\pi k \frac{n}{N}\right) \right)^2} \quad (2.15)$$

$$A_0^n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} K(\tau_k) \quad (2.16)$$

Mit einer Steigerung der Anzahl der Abtastwerte N erreicht man im Allgemeinen eine verbesserte Erfassung des Korrelationsergebnisses was sich wiederum in einer erhöhten Messgenauigkeit nach Gleichung (2.23) auswirkt.

2.3.1 Systematische Fehler

Bei der beschriebenen Auswertung der Korrelationsfunktion kann das Messergebnis durch eine Reihe von systematischen Fehlern verfälscht werden. Maßgeblich werden diese Fehler durch eine – im Gegensatz zu Gleichung (2.5) – endliche Integrationszeit hervorgerufen. In [Zhang03] werden die Auswirkungen und Fehler einer Kurzzeitin- tegration ausführlich hergeleitet, an dieser Stelle sollen daher nur die wesentlichen Randbedingungen der Messumgebung wiedergegeben werden, um Störeinflüsse sowie Fehler zu erkennen und zu minimieren.

Wesentliche Forderung ist die Festlegung der Integrationszeit als ganzzahliges Vielfache der Modulationsperiodendauer (siehe auch Abbildung 3.9). Bei Nichteinhaltung dieser Forderung sollte die zur Abtastung der Korrelationsfunktion nötige mehrfache Phasenverschiebung vorzugsweise am optischen Sendesignal durchgeführt werden. Hierdurch wird gewährleistet, dass Störeinflüsse hervorgerufen durch einen Gleichanteil sich nicht auf die Phasenauswertung auswirken, sondern allenfalls als konstanter DC-Offset im Korrelationsergebnis auftreten [Zhang03]. Ferner wird vorausgesetzt, dass die Phasenlage des Modulationssignals bei beginnender Integration stets gleich

ist. Etwaige Störungen die außerdem im Frequenzbereich nahe der Nutzfrequenz liegen, können durch eine angepasste lange Integrationszeit minimiert oder gar eliminiert werden [Lange00].

Im Verlauf dieser Arbeit werden Messungen an realisierten PMD-Strukturen gezeigt. Bei allen Messungen wurde den genannten Forderungen durch geeignete Parameterwahl Rechnung getragen. So ist stets zu Beginn der Integration die gleiche Phasenlage des Modulationssignals gewährleistet, wobei die nötige Phasenverschiebung bei den Messungen immer auf der Sendeseite durchgeführt wurde (vgl. Abbildung 4.7). Weiterhin ist die Integrationszeit immer ein ganzzahliges Vielfaches der Modulationsperiodendauer, wobei auf hinreichend lange Integrationszeiten geachtet wurde.

Bei allen dargestellten Messungen wird ausschließlich Rechteckmodulation mit einem gleich bleibenden Duty-Cycle von 50 %, sowohl auf Sender- als auch Empfängerseite verwendet. Zur Phasenauswertung der Messungen wird der beschriebene 4-Phasen-Algorithmus mit jeweils gleicher Anfangsphase verwendet. Hierdurch kommt es in Abhängigkeit der Phasenlage zwischen Sende- und Empfangssignal zu einem systematischen Fehler der im Folgenden gezeigt wird. Ursache dieses systematischen Fehlers ist die Eigenschaft des 4-Phasen-Algorithmus nur die Grundwelle des Signals zu berücksichtigen und somit von einer cosinusähnlichen Korrelationsfunktion auszugehen.

In Abbildung 2.1 sind zur Veranschaulichung der auftretenden Unterschiede exemplarisch numerische Simulationen der Korrelationsfunktionen basierend auf Cosinus- und Rechteckmodulation dargestellt. Die Korrelationsfunktion der Cosinussignale besteht nur aus der Grundfrequenz und führt gemäß Theorie bei der 4-Phasenauswertung zu einem fehlerfreien Ergebnis. Rechtecksignale hingegen führen in der Korrelationsfunktion zu einer Dreiecksfunktion mit theoretisch unendlich vielen Oberwellen. Die genannte Auswertung bezieht sich aber auch hier nur auf die Phasenlage der Grundfrequenz; je nach Lage der Abtastwerte in Bezug zur Korrelationsfunktion kommt es daher aufgrund von Aliasing-Effekten zu mehr oder weniger stark ausgeprägten Phasenfehlern [Lange00].

Um diese Auswirkungen darzustellen, sind in Abbildung 2.2 numerische Auswertungen der Phase beider Modulationsarten dargestellt. Je nach Lage der abzutastenden Korrelationsfunktion, entsprechend einer anderen Phasenlage zwischen Sende- und Empfangssignal ist ein systematischer Fehler beim Rechtecksignal feststellbar. Dieser Fehler wird umso geringer, je mehr Abtastungen man vornimmt, also je mehr Ober-

wellen bei der Auswertung berücksichtigt werden. Da der Zusammenhang zwischen gemessener Phase und tatsächlicher Phase bei gegebener Signalform aber bekannt ist, können diese systematischen Fehler in der Messumgebung berücksichtigt und leicht korrigiert werden.

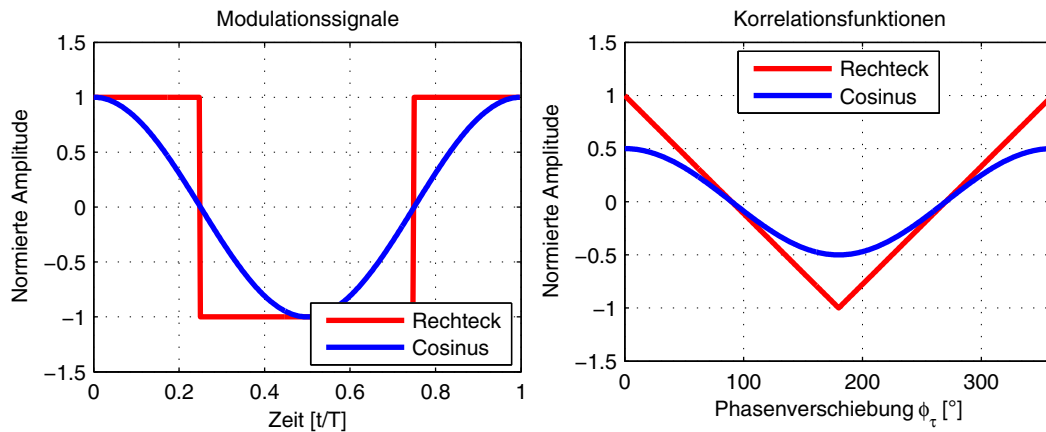


Abbildung 2.1: Rechteck- und Cosinus Modulationssignale (Links) und die daraus resultierende Korrelationsfunktionen (Rechts).

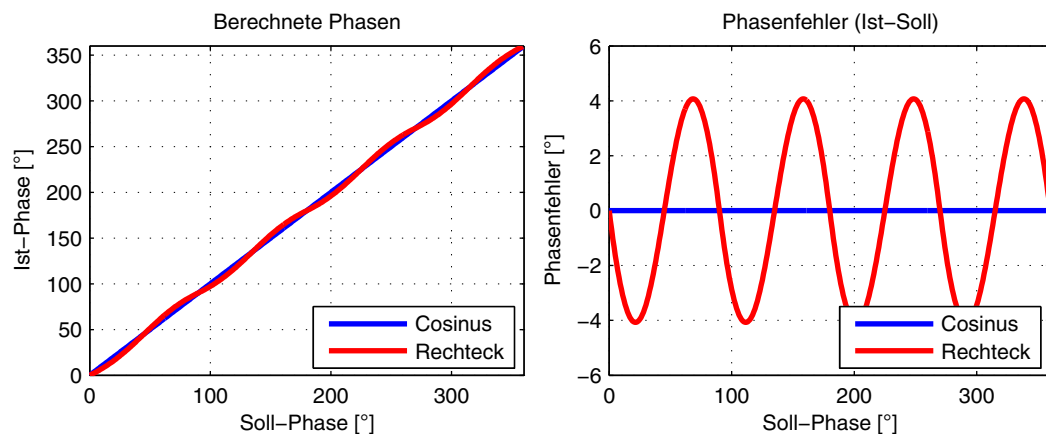


Abbildung 2.2: Gegenüberstellung des systematischen Phasenfehlers unter Verwendung von Rechteck- und Cosinusmodulation bei Auswertung mit 4-Phasen-Algorithmus.

In Abbildung 2.1 erkennt man ebenfalls nochmals anschaulich den Zusammenhang zwischen der Signalform der Modulationssignale und der maximalen Amplitude der Korrelationsfunktion. Wie erwähnt, entspricht die Korrelationsfunktion zweier gleicher Signale ohne Zeitverschiebung dem quadratischen Mittelwert des Signals. Dies ist gut am dargestellten Verlauf der Korrelationsfunktion von Rechteck- und Cosinus-signal bei der Phasenlage 0° zu erkennen. Zwar haben die Modulationssignale die gleiche Amplitude, der quadratische Mittelwert (gleichzeitig auch das Quadrat des

Effektivwertes) des Cosinus ist jedoch nur $\overline{U^2} = U_{eff}^2 = 0,5$, während der quadratische Mittelwert des dargestellten Rechtecksignals $\overline{U^2} = U_{eff}^2 = 1$ ist.

2.4 Korrelationsempfang mit PMD-Strukturen

Die in dieser Arbeit entwickelten Bauelemente basieren ausschließlich auf Umsetzungen des PMD-Prinzips (**Photo-Misch-Detektor** oder **Photonic Mixer Device**). Ein PMD ist kein herkömmlicher Photodetektor der lediglich empfangene Strahlungsleistung in ein proportionales elektrisches Signal umwandelt. Vielmehr ist man mit einem PMD in der Lage, die Phasenlage eines empfangenen intensitätsmodulierten Lichtsignals bezogen auf ein elektrisches Referenzsignal direkt zu bestimmen. Dies wird ermöglicht durch die unmittelbare Mischung der beiden Signale im Bauelement, wobei keinerlei externe Mischer-Komponenten erforderlich sind. Hauptmerkmal eines jeden PMD ist hierbei das Prinzip der optoelektronischen Gegendarmischung. Die Ausgangssignale beinhalten dabei in der Regel ein Differenzsignal proportional zur Phasen-/ Laufzeitinformation und ein Summensignal proportional zur einfallenden Lichtintensität. Somit ist man in der Lage, neben der Grauwertinformation des betrachteten Objekts eine weitere Dimension, die Objektentfernung, auszuwerten.

Durch die integrative Auswertung der Signale erfüllt das PMD die Funktion eines Korrelators für optische und elektrische Signale und ermöglicht daher auf einfachste Weise die Bestimmung der Korrelationsfunktion. Dieses Korrelationsergebnis kann unmittelbar zur Ermittlung der Phasenverzögerung bzw. Lichtlaufzeit und somit zur Entfernungsbestimmung unter Berücksichtigung der zuvor beschriebenen Zusammenhänge genutzt werden.

2.4.1 Übersicht der halbleiterbasierten PMD-Konzepte

Seit einigen Jahren sind zahlreiche PMD-Strukturen basierend auf unterschiedlichen Funktionsprinzipien bekannt ([Schw97], [Schw98], [Schw02], [Schw05]). Für eine hochintegrierte Realisierung solcher Detektoren sind insbesondere die halbleiterbasierten Konzepte von großer Bedeutung und werden daher im Folgenden näher untersucht. Zur besseren Übersicht kann man gemäß Abbildung 2.3 die halbleiterbasierten PMD-Konzepte zunächst in 3 Hauptgruppen unterteilen. Die Abgrenzung der zahlreichen PMD-Konzepte kann nach unterschiedlichen Kriterien erfolgen; entsprechend der folgenden Betrachtungen sollen PMDs an dieser Stelle nach der Art Ihrer elektrischen Modulation unabhängig von ihrem Aufbau und technologischer Realisie-

rung unterschieden werden. Bei der *Fremdmodulation* erfolgt die Gegentaktmodulation des Bauteils an dedizierten Anschlüssen, wobei die Auslese an davon unabhängigen Anschlüssen vorgenommen wird. Bei der *Selbstmodulation* hingegen unterscheidet man nicht mehr zwischen Modulations- und Ausleseanschluss, das Bauelement wird über die gleichen Anschlüsse moduliert und ausgelesen. Ähnlich verhält es sich bei den *Hybridkonzepten*, die grundsätzlich ebenfalls an den gleichen Anschlüssen moduliert und ausgelesen werden können, jedoch existieren hierbei noch weitere Anschlüsse die das Modulationsverhalten des Bauteils begünstigen sollen.

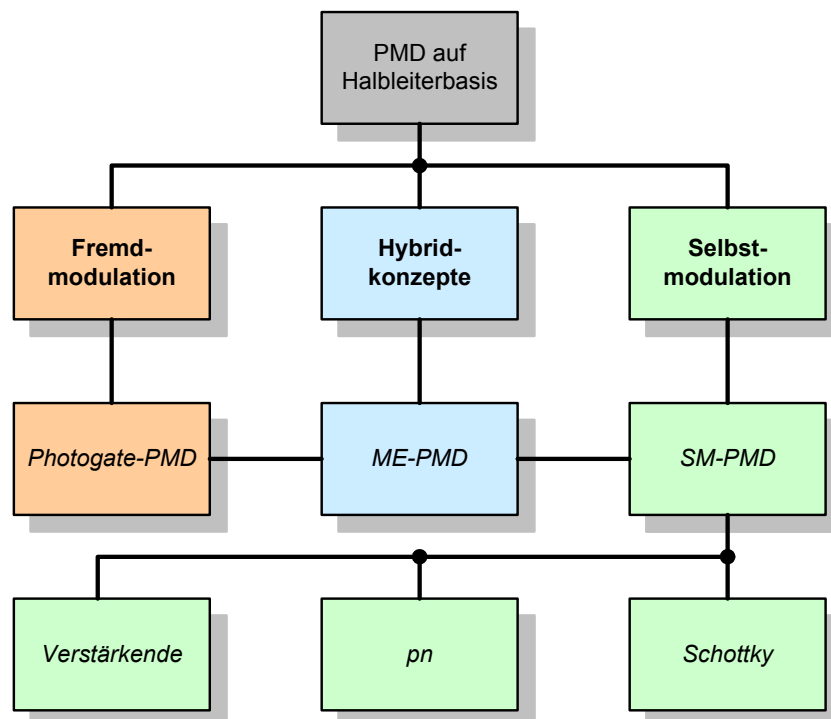


Abbildung 2.3: Übersicht der PMD-Konzepte mit Unterscheidung nach der Art der elektrischen Modulation.

2.4.2 Fremdmodulation

Das Prinzip eines fremdmodulierten optoelektronischen Gegentaktmischers kann anschaulich am Prinzip des Photogate-PMD (PG-PMD) erläutert werden [Kraft04]. In Abbildung 2.4 ist ein schematischer Querschnitt durch ein solches Bauelement dargestellt. Die Grundstruktur besteht aus einem Halbleiter mit 2 darüber angeordneten transparenten Photogates. Diese Gates werden im Gegentakt mit $U_0 \pm u_m$ angesteuert (Referenzsignal) und beeinflussen damit den Potentialverlauf im Halbleiter. Durch Lichteinstrahlung entstehen im Halbleiter Elektronen-Lochpaare, wobei die Löcher in das Substrat abwandern und dort durch den Substratkontakt abgesaugt werden. Die

Elektronen hingegen wandern zur linken oder rechten Auslesediode je nach Modulationszustand und Potentialverlauf im Halbleiter und rufen dort einen entsprechenden Strom $I_{a,b}$ hervor. Diese so genannte *Ladungsschaukel* ermöglicht somit die Gegendaktmischung von einfallender Lichtstrahlung bzw. der daraus generierten Ladungsträger und dem elektrischen Referenzsignal an den Gates unmittelbar im Bauelement.

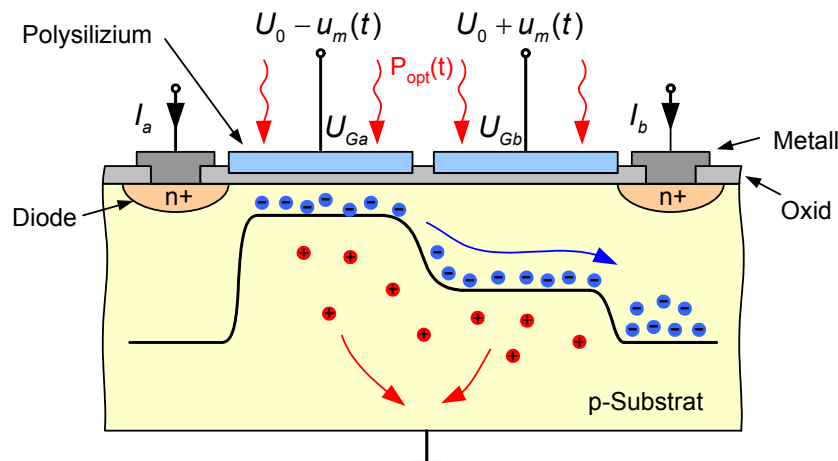


Abbildung 2.4: Schematischer Aufbau eines Photogate-PM-Detektors. Durch die Gegendaktmodulation an den Gates entsteht eine Ladungsschaukel im Halbleiter welche die Mischung von optischen Signalen mit elektrischen Signalen ermöglicht.

Die Summe des Stroms an den Auslesediodes entspricht der einfallenden Lichtintensität, wobei die Differenz ein direktes Maß für die Phasenverschiebung zwischen elektrischen Referenzsignal und optischen Empfangssignal ist. Bei entsprechender Integration der Ströme ergibt sich am Ausgang des PG-PM-Detektors ein Abtastwert der Korrelationsfunktion. Durch mehrfache Messung mit äquidistanten Phasenbeziehungen können somit die nötigen Abtastungen (Gleichung (2.9)) der Korrelationsfunktion ermittelt werden. Vorteilhaft ist hierbei insbesondere das Gegendaktprinzip, da mit den beiden Ausgängen zeitgleich 2 Werte mit jeweils 180° Phasenverschiebung vorliegen. Somit reduziert sich prinzipiell die Anzahl der nötigen Messungen auf zwei. Weitere Eigenschaften und Details zum Funktionsprinzip des PG-PM-Detektors sind in [Kraft02], [Kraft04] sowie [Möl05] beschrieben.

2.4.3 Selbstmodulation

Das Prinzip der Selbstmodulation soll zunächst realisierungsunabhängig an dem Blockschaltbild in Abbildung 2.5 dargestellt werden. Hauptmerkmal dieses Verfahrens ist auch hier wieder das optoelektronische Gegendaktmischprinzip. Die Gegen-

taktspannung wird hierbei allerdings nicht direkt an das Device geführt, sondern über Koppelnetzwerke $KN_{1,2}$ welche nur die hochfrequenten Anteile passieren lassen. Hinter diesen Netzwerken befinden sich die Modulationsanschlüsse des SM-PMD Device die definitionsgemäß gleichzeitig auch die Ausleseanschlüsse darstellen. Im Auslesepfad wiederum werden hochfrequente Anteile durch die Auslesenetzwerke $AN_{1,2}$ abgeblockt, so dass nur niederfrequente Anteile zu der Ausleseelektronik RC gelangen können. So ist gewährleistet, dass nur der im Verhältnis zum Modulationssignal niederfrequente Korrelationsanteil zur Ausleseschaltung gelangen kann. Durch das hochfrequente Gegentakt-Mischsignal am SM-PMD erfolgt auch hier innerhalb des Bauelements wieder die zuvor beschriebene inhärente Mischung von optischem und elektrischem Signal im Bereich des lichtempfindlichen Halbleiters. Beim Fremdmodulationsprinzip wurde jedoch der photogenerated Gesamtstrom durch das Modulationssignal mehr oder weniger zur einen oder anderen Auslesediode „geschaukelt“. Beim dargestellten allgemeinen Selbstmodulationsprinzip hingegen wird in Abhängigkeit des Modulationssignals der gesamte Stromfluss durch das Device auch in seiner Richtung beeinflusst.

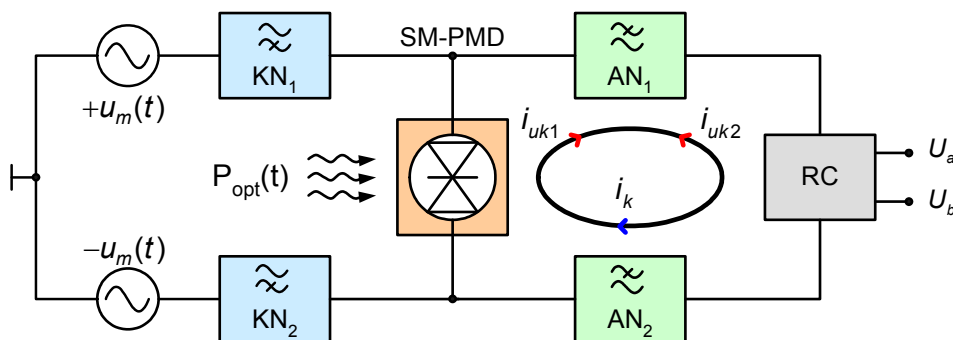


Abbildung 2.5: Prinzipdarstellung der Selbstmodulation. Modulation und Auslese erfolgen über die gleichen Bauteilanschlüsse. Zur Trennung zwischen hochfrequenten Modulationsanteilen und niederfrequenten Korrelationsanteilen werden Koppelnetzwerke verwendet.

Betrachtet man zunächst ein unkorreliertes optisches Signal (z.B. DC-Beleuchtung) so fließt während der ersten Modulationshalbperiode der resultierende Strom i_{uk1} entgegengesetzt zum Strom i_{uk2} während der zweiten Modulationshalbperiode. Bei integrierender Auswertung dieser Ströme hat man nach Abschluss einer vollständigen Modulationsperiode wieder den Ausgangszustand erreicht, das unkorrelierte Signal wurde somit während des Korrelationsvorgangs inhärent kompensiert (vgl. auch Kapitel 3.4).

Der korrelierte Signalanteil i_k hingegen hat im Mittel eine Richtung und einen Betrag abhängig von der Phasenlage und Amplitude von optischem und elektrischem Signal. Bei entsprechender Realisierung der Ausleseschaltung hat man auch beim Selbstmodulationskonzept wiederum zwei Ausgangssignale die entsprechend der Gegentaktmodulation um 180° phasenverschoben sind (siehe auch Abbildung 6.11). Zur Abgrenzung und Verdeutlichung der verschiedenen Modulations- und Auslesekonfigurationen werden im Verlauf der nächsten Kapitel konkrete Konzepte und Realisierungen basierend auf verschiedenen Technologien vorgestellt.

Die erwähnte inhärente Unterdrückung unkorrelierter Anteil ist ein wesentlicher Vorteil dieses Konzepts, setzt aber auch Strukturen voraus, die eine Stromumkehr im Device erlauben. Um eine Zuordnung verwendbarer Devices vornehmen zu können, werden im nächsten Abschnitt wesentliche Merkmale dargestellt. Darüber hinaus existieren noch Eigenschaften die von der verwendeten Technologie abhängig sind. Diese werden im weiteren Verlauf bei der Beschreibung der umgesetzten Varianten beschrieben.

2.4.4 Unipolare und bipolare SM-PMDs

Wie erwähnt, bedeutet die Realisierung eines Selbstmodulationskonzeptes nicht zwangsläufig eine inhärente Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen. Vielmehr hängt es von der gewählten Technologie und von dem Ansatz ab, ob ein Device diese Eigenschaft besitzt.

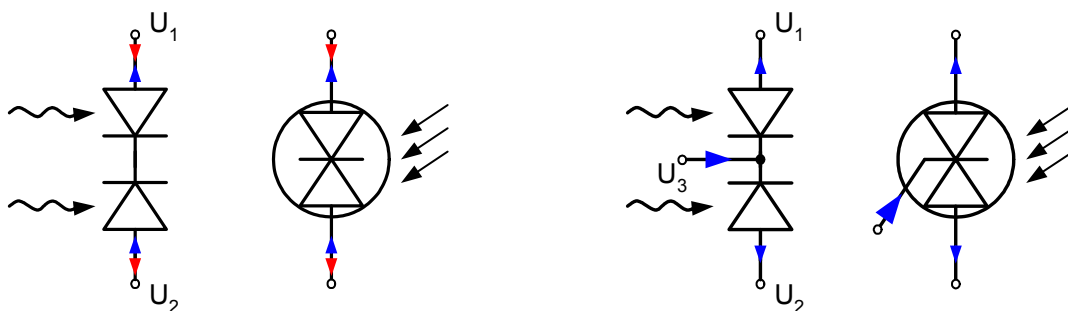


Abbildung 2.6: Gegenüberstellung von bipolaren (links) und unipolaren Devices (rechts). Dargestellt sind jeweils der äquivalente Aufbau und das Schaltsymbol.

Im Wesentlichen kann man gemäß Abbildung 2.6 zwischen zwei verschiedenen Arten von SM-Strukturen unterscheiden. Links dargestellt ist ein Device das lediglich 2 Anschlüsse besitzt. Ein Strom der an einem Anschluss hineinfließt, muss folglich am anderen Anschluss wieder herausfließen, da die Summe aller Ströme Null sein muss.

Diese Art von Device wird im Folgenden als *bipolares Device* bezeichnet. Die Bezeichnung bipolar spiegelt hier die Tatsache wider, dass das Device in Bezug auf den Stromfluss an den Modulationsanschlüssen zwei Richtungen hat, wobei dies zunächst unabhängig von der gewählten Technologie betrachtet werden kann. Nur bipolare SM-Devices besitzen in der PMD-Konfiguration grundsätzlich die Fähigkeit unkorrelierte Anteile inhärent zu unterdrücken.

Das rechts in Abbildung 2.6 dargestellte Device hat diese Eigenschaft nicht, denn es hat in Bezug auf die Modulationsanschlüsse $U_{1,2}$ nur eine Stromrichtung; insofern ist es dem zuvor beschriebenen PG-PMD ähnlich. Generell besitzen diese Devices zwar bei Auswertung der Differenzsignale eine Unterdrückung unkorrelierter Anteile, jedoch ist diese durch die Dynamik der Ausleseschaltung bzw. eines Einzelkanals limitiert. Die Unterdrückung unkorrelierter Hintergrundanteile (**S**uppression of **B**ackground **I**llumination, SBI) kann bei solchen Konzepten jedoch durch zusätzliche aktive Elektronik gesteigert werden (vgl. Kapitel 6.5).

Wie man an konkreten Realisierungen im Verlauf dieser Arbeit sehen wird, haben sowohl bipolare als auch unipolare SM-Bauelemente Vorteile bei der Umsetzung und Betrieb, was wiederum die universelle Verwendbarkeit des SM-PMD Ansatz belegt.

2.4.5 Hybridkonzepte

Die allgemeine Form eines halbleiterbasierten PMD beinhaltet sowohl das beschriebene Fremdmodulations- als auch das Selbstmodulationsprinzip. Eine mögliche Umsetzungsform eines solchen Hybridkonzeptes ist schematisch in der folgenden Abbildung als ME-PMD (**M**etall-**E**lektroden-PMD) dargestellt [Schw02]. Ähnlich dem beschriebenen Photogate-PMD existieren beim ME-PMD separate Anschlüsse zur Modulation und zur Auslese. Zusätzlich besteht aber die Möglichkeit die Ausleseanschlüsse wie beim SM-PMD zu modulieren. Bei der Kombination von Fremd- und Selbstmodulation wird die Gegentaktmodulation an den Modulationsanschlüssen U_{Ga} und U_{Gb} durchgeführt. Auch hierbei wird das Potential im Halbleiter ähnlich der erwähnten „Ladungsschaukel“ beeinflusst. Außerdem werden die Ausleseanschlüsse O_a und O_b durch kapazitive Kopplung der Modulationssignale ebenfalls mitmoduliert. Diese Kopplung kann je nach verwendeter Technologie sowohl durch externe Kapazitäten C_k oder aber durch die vorhandene Kopplung über den Schichtaufbau erfolgen. Durch Variation dieser Kopplung lässt sich somit das Funktionsprinzip stufenlos zwischen 100 % Selbstmodulation und 100 % Fremdmodulation wählen.

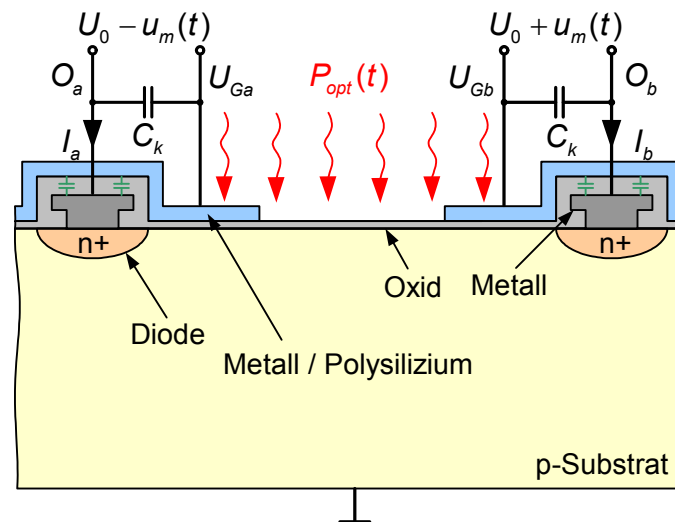


Abbildung 2.7: Schematische Darstellung eines ME-PMD. Durch Wahl der Kopplung zwischen separaten Modulationsanschlüssen und Ausleseanschlüssen kann der Anteil von Fremd- und Selbstmodulationsprinzip gewählt werden.

Wählt man eine interne Kopplung über den Schichtaufbau, so lässt sich dieses Bauelement grundsätzlich als SM-PMD mit zwei Anschlüssen realisieren; die Überkopplung der an den Ausleseanschlüssen durchgeführten Modulation auf die Gates sorgt in diesem Fall für einen vorteilhaften Potentialverlauf im Halbleiter zur Unterstützung der Ladungsträgertrennung. Ob der Einfluss der Gates nur im Randbereich der Dioden, oder aber über größere Bereiche erfolgen soll, kann über die Weite der Gates festgelegt werden, wobei die Wahl der Geometrie auch Einfluss auf die Realisierungsform der Gates hat. Werden nur schmale Gatebereiche zur Unterstützung verwendet, können diese aus nichttransparentem Material bestehen, bei größeren Gates hingegen ist die Verwendung von transparentem Material (z.B. Polysilizium) ähnlich dem Photogate-PMD erforderlich. In gängigen Prozessen können die schematisch dargestellten Gatestrukturen auch als Kombination von verschiedenen Materialien ausgeführt werden. Denkbar ist beispielsweise die Verwendung von Metallstrukturen im Bereich des metallischen Auslesekontakts und tiefer liegende Gate-Polystrukturen im Bereich der Substratoberfläche mit entsprechender Zwischenkontaktierung.

2.5 Kenngrößen eines PMD

Um die realisierten PMD-Konzepte im weiteren Verlauf miteinander vergleichen zu können, werden in diesem Abschnitt wichtige Definitionen eingeführt, die eine Bewertung der PMD-Eigenschaften unabhängig vom technologischen Ansatz ermöglichen.

2.5.1 Demodulationskontrast

Das Funktionsprinzip eines PMDs beruht stets auf einer gesteuerten Trennung von photogenerierten Ladungsträgern innerhalb des Bauelements. Eine wichtige Eigenschaft ist daher die Fähigkeit Ladungsträger phasenrichtig zu trennen. Um dieses Merkmal quantitativ zu erfassen, wird der Begriff des Demodulationskontrasts K eingeführt.

Zur Veranschaulichung der Bedeutung sind in Abbildung 2.8 die integrierten Ausgangsströme eines PMD als Ausgangsspannungen über der Phasenverschiebung zwischen optischen Sendesignal und elektrischem Referenzsignal bei Rechteckmodulation dargestellt. Auf der linken Seite sind beispielhaft die beiden Ausgangskanäle eines PG-PMD gemäß Abbildung 2.4 gegenübergestellt; wie erwähnt sind die beiden Signale U_a und U_b aufgrund der Gegentaktmischung um 180° phasenverschoben. Auf der rechten Seite ist die Differenz der beiden Signale ΔU dargestellt. Dieses Differenzsignal entspricht grundsätzlich der in Abbildung 2.1 gezeigten Korrelationsfunktion bei Verwendung von Rechteckmodulation und kann direkt zur Auswertung der Entfernungsinformation gemäß Gleichung (2.14) verwendet werden. Prinzipiell kann aber auch jeder Kanal einzeln zur Auswertung verwendet werden, wobei man aber den Vorteil des doppelten Differenzsignals verliert. Außerdem ist die Auswertung der Differenz der beiden Signale vorteilhaft zur Unterdrückung von Störungen die sich auf beide Kanäle gleichsam auswirken (Gleichtaktunterdrückung).

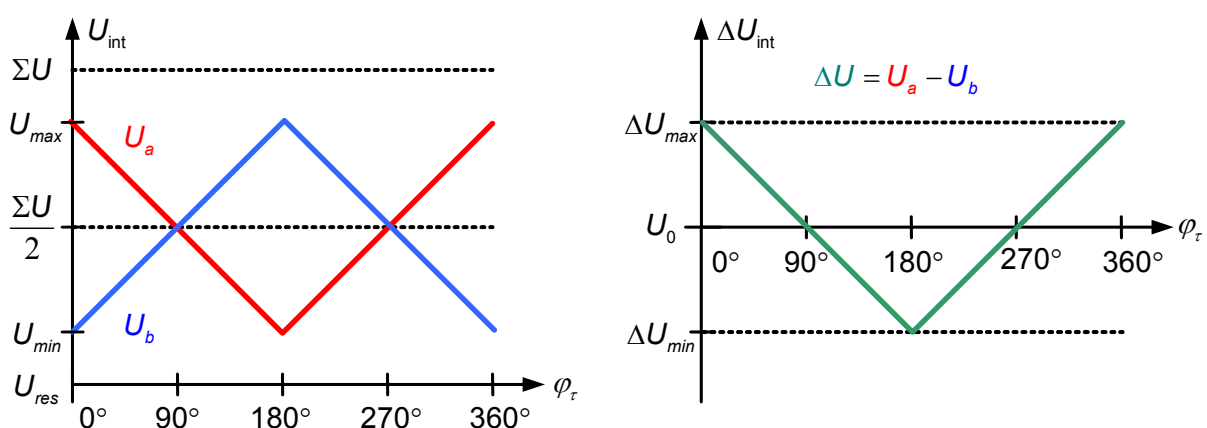


Abbildung 2.8: Ausgangssignale eines symmetrischen PMDs in Abhängigkeit der eingestellten Phasenverschiebung zwischen optischem Sendesignal und elektrischem Referenzsignal bei Verwendung von Rechteckmodulation.

Aus der Korrelationsfunktion kann für jeden Kanal einzeln bzw. aus dem Differenzsignal der Demodulationskontrast des Bauteils nach folgender Gleichung bestimmt

werden. Bei vollständiger Symmetrie ist der Kontrast K des Einzelkanals genauso groß wie der Gesamtkontrast.

$$K = \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max} + U_{min}} = \frac{\Delta U_{max} - \Delta U_{min}}{2 \cdot \Sigma U} \quad (2.17)$$

Der Kontrast beschreibt somit das auftretende Differenzsignal, also das Nutzsignal zur Phasenauswertung, in Bezug auf das gesamte Nutzsignal. Ein Kontrastwert von 100% bedeutet, dass alle vom Nutzlicht photogenerierten Ladungsträger je nach Phasenlage vollständig zum einen oder anderen Auslesekanal gelangen können. Bei vollständiger Trennung entspricht die Maximalamplitude der Korrelationsfunktion U_{max} der Summe des Nutzsignals ΣU . Die Minimalamplitude entspricht dann dem Ausgangswert der Integration U_{res} (Resetlevel).

2.5.2 Demodulationseffizienz

Bei vorhandener unkorrelierter Strahlung bzw. DC-Komponenten ist die Summe ΣU größer als sie durch die reine Nutzkomponente hervorgerufen werden würde. Demnach würde K geringer werden, obwohl die Ladungstrenneigenschaft des Bauelementes unverändert geblieben ist. Daher muss eine weitere Größe eingeführt werden; der um die DC-Komponente bereinigte Kontrast, die Demodulationseffizienz K_D

$$K_D = \frac{\Delta U_{max} - \Delta U_{min}}{2(\Sigma U - U_{DC})} = \frac{\Delta U_{max} - \Delta U_{min}}{2 \cdot \Sigma U_{sig}} \quad (2.18)$$

Diese Größe erlaubt eine direkte Aussage über die Trenn- bzw. Demodulationseigenschaften des Bauteils und kann prinzipiell sowohl für Fremdmodulations-PMDs als auch für Selbstmodulations-PMDs verwendet werden. Bei Bewertung der Trenneigenschaften bei Verwendung ausschließlich korrelierter Lichtanteile entspricht im Allgemeinen der Demodulationskontrast der Demodulationseffizienz und es gilt $K \approx K_D$. Lediglich im Bereich kleiner Lichtleistungen kann der Dunkelstrom einen signifikanten Einfluss haben, so dass dort die Betrachtung der Demodulationseffizienz erforderlich wird (vgl. Kapitel 6.4.5).

Bei SM-Konzepten mit inhärenter Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen, entspricht das Ausgangssignal direkt dem in Abbildung 2.8 auf der rechten Seite dargestellten Differenzverlauf. Es liegt daher idealerweise keinerlei Summeninformation mehr vor, weder von der unkorrelierten Komponente, noch vom korrelierten optischen Signal. Daher ist es notwendig eine weitere Größe einzuführen, die sich nicht

auf das Summensignal, sondern direkt auf die optische Nutzleistung auf dem Bauelement bezieht.

2.5.3 Demodulationsempfindlichkeit

Durch Multiplikation der Demodulationseffizienz K_D mit der Responsivität R (vgl. Kapitel 3.3.3) entsteht in Gleichung (2.19) ein Zusammenhang bei dem der fließende Signalstrom I_{sig} , die Integrationskapazität C_{int} und die mittlere optische Leistung P_{opt} eingeführt werden. Im Ergebnis sind lediglich Größen vorhanden, die von der Messumgebung bzw. der Applikation abhängen und somit bestimmbar sind.

$$D = K_D \cdot R = K_D \cdot \frac{I_{sig}}{P_{opt}} = \frac{\Delta U_{max} - \Delta U_{min}}{2 \cdot \Sigma U_{sig}} \cdot \frac{C \cdot \Sigma U_{sig}}{t \cdot P_{opt}} \quad (2.19)$$

$$D = \frac{(\Delta U_{max} - \Delta U_{min}) C}{2 \cdot t \cdot P_{opt}}$$

Die Demodulationsempfindlichkeit D in $[A/W]$ beschreibt den Signalhub der Korrelationsfunktion abhängig von der optischen Nutzleistung und wichtigen Systemparametern. Diese Größe ist daher universell für *alle* PMDs verwendbar und kann wegen $K_D = D/R$ direkt mit bislang üblichen Kontrastwerten [Bux02], [Xu99], [Zhang03] verglichen werden.

Im Rahmen dieser Arbeit wird der Kontrast, bzw. die Amplitude der Korrelationsfunktion zur Charakterisierung der PMD-Konzepte auf Basis einer hochaufgelösten Korrelationsfunktion bestimmt. Hierzu wird die Phasenverzögerung φ_τ zwischen elektrischen und optischen Signal in der Regel in 2 Grad Schritten variiert. Dadurch kann zuverlässig der Verlauf und die maximale Amplitude der Korrelationsfunktion ermittelt werden. Beim erwähnten Algorithmus zur Phasenbestimmung jedoch erfolgt die Abtastung nur an wenigen Stellen (z.B. 4-Phasen-Algorithmus). Hierdurch entstehen – ähnlich dem systematischen Fehler bei der Phasenbestimmung in Kapitel 2.3.1 – auch bei der Bestimmung der Amplituden bzw. Kontrastwerte systematische Fehler die abhängig sind vom Verlauf der Korrelationsfunktion und Phasenlage. Dies muss bei entsprechender Anwendung dieser Algorithmen zusätzlich berücksichtigt werden.

2.6 Grenzen der Messgenauigkeit

Bevor die verschiedenen Ansätze von SM-PMDs vorgestellt werden, soll an dieser Stelle auf die theoretisch erreichbare Messgenauigkeit auf Basis der soeben eingeführten Größen eingegangen werden. Wie bei fast allen Sensoren spielen Rauschquellen hierbei eine besondere Rolle. Daher werden zunächst die wichtigsten Rauschquellen kurz erläutert und der Einfluss des Signal-Rauschabstandes auf das Messergebnis beschrieben. Betrachtet werden hierbei nur dominante sensorspezifische Rauschquellen, weitere Rauschprozesse die vorwiegend externen Schaltungskomponenten zugeordnet werden können (z.B. 1/f Rauschen, Quantisierungsrauschen, Systemrauschen, ...) werden hierbei zunächst nicht betrachtet. Berechnungen mit konkreten Werten und Abgrenzungen hinsichtlich der quantitativen Auswirkungen finden sich in Kapitel 7.

2.6.1 Photonen-Schrotrauschen

Photonen-Schrotrauschen beruht auf der Tatsache, dass die auf einen Sensor auftreffenden Photonen eine zeitlich statistische Verteilung haben. Diese Unschärfe genügt einer Poissonverteilung, so dass innerhalb eines zeitlichen Intervalls der Anteil der Rauschladungen σ_{photo} der Wurzel der Photoladungen N_{photo} entspricht.

$$\sigma_{photo} = \sqrt{N_{photo}} \quad (2.20)$$

Betrachtet man das auf den Sensor auftreffende Nutzsignal so beeinflusst die Anzahl der Photonen einerseits die Signalstärke, über den genannten wurzelförmigen Zusammenhang aber auch gleichsam das Rauschen. Das Photonen-Schrotrauschen stellt somit das absolute Limit innerhalb einer optischen Sensoranwendung dar.

2.6.2 Dunkelstrom-Schrotrauschen

Neben dem Photonenrauschen ist der Anteil des durch Dunkelstrom hervorgerufenen Schrotrauschens eine wesentliche Größe. Dunkelstrom entsteht im Wesentlichen durch thermische Generation und kann je nach Halbleiterstruktur und Realisierungsform in großen Bereichen schwanken. So zeigen die in dieser Arbeit realisierten Strukturen Dunkelströme im Bereich von $< 1nA/cm^2$ bis zu einigen $100nA/cm^2$. Die zeitliche Unsicherheit unterliegt auch hier einer Poissonverteilung, so dass wieder ein

wurzelförmiger Zusammenhang zwischen Anteil der Rauschelektronen σ_{dunkel} und der Gesamtanzahl der Dunkelstromelektronen N_{dunkel} besteht.

$$\sigma_{dunkel} = \sqrt{N_{dunkel}} \quad (2.21)$$

2.6.3 Reset-Rauschen

Am Ausgang des PMD wird der fließende Signalstrom integrativ an einer Kapazität in eine Signalspannung umgesetzt. Zu Beginn der Umwandlung wird diese Kapazität mit einem Transistorschalter mit einer definierten Anfangsladung belegt (Resetvorgang). Diese Ladung unterliegt einer Unsicherheit aufgrund thermischen Rauschens hervorgerufen durch den ohmschen Anteil des Schalters. Diese Ladungsunsicherheit lässt sich durch folgende Gleichung in einer Anzahl von Rauschelektronen ausdrücken

$$\sigma_{reset} = \sigma_{kTC} = \frac{\sqrt{kTC}}{q} \quad (2.22)$$

mit der Boltzmannkonstante k , der Temperatur T und der Kapazität C . Aufgrund dieser Abhängigkeiten wird dieses Rauschen auch als kTC-Rauschen bezeichnet.

2.7 Theoretische Messgenauigkeit

Die theoretisch erreichbare Messgenauigkeit eines beschriebenen PMD-Systems hängt maßgeblich vom Signal-Rauschabstand SNR , dem Demodulationskontrast K und der Anzahl der Phasenmessungen N_{phase} ab. Berücksichtigt man die Wellenlänge λ_{mod} des Modulationssignals so kann mit folgender Gleichung die Standardabweichung σ_z der ermittelten Entfernung auf Basis des beschriebenen Phaseshift-Algorithmus bestimmt werden [Bux02].

$$\sigma_z = \frac{1}{\sqrt{N_{phase}}} \cdot \frac{1}{SNR} \sqrt{1 + \frac{2}{K_D^2} \cdot \frac{\lambda_{mod}}{4\pi}} \quad \text{für } N_{phase} \geq 3 \quad (2.23)$$

Für eine geringe Standardabweichung und somit eine hohe Messsicherheit sollte das Gesamtsystem erwartungsgemäß einen hohen Signal-Rauschabstand aufweisen. Diese Größe beeinflusst die Messgenauigkeit über den Kehrwert linear, während die Anzahl der Messungen wurzelförmig berücksichtigt werden muss. Maßgeblich für das Rauschen sind die zuvor genannten sensorspezifischen Rauschquellen unter zusätzli-

cher Berücksichtigung von Rauschanteilen hervorgerufen durch die Systemkomponenten (Systemrauschen, Quantisierungsrauschen, ...).

Aus der genannten Formel ergeben sich darüber hinaus wesentliche Forderungen an das zu realisierende PMD-Bauelement. Grundsätzlich begünstigt eine große Photoempfindlichkeit die Signalausbeute des PMDs, die sich wiederum günstig auf das SNR auswirkt. Wie erwähnt, ist weiterhin der Demodulationskontrast bzw. die Demodulationseffizienz K_D ein Hauptmerkmal des PMDs den es bei der Umsetzung zu maximieren gilt. Neben der Photoempfindlichkeit und der Demodulationseffizienz geht die verwendete Modulationsfrequenz über die entsprechende Modulationswellenlänge linear in die Messgenauigkeit ein. An dieser Stelle wird deutlich, dass zur Erreichung großer Genauigkeiten die Bandbreite der Struktur möglichst hoch sein sollte. Zwar schränkt die Verwendung hoher Modulationsfrequenzen gemäß Gleichung (2.4) den Eindeutigkeitsbereich der Messung ein, durch Verwendung mehrerer Frequenzen bzw. angepasster Modulationssignale lässt sich dennoch eine hohe Reichweite mit hoher Messgenauigkeit kombinieren.

3 Bauteilspezifische Grundlagen

In den folgenden Kapiteln werden konkrete SM-PMD Konzepte in verschiedenen Varianten untersucht. Allen gemeinsam ist hierbei die grundsätzliche Funktionsweise der Halbleiterdiodenübergänge; daher sollen in den nächsten Abschnitten die zwei wichtigsten Varianten beschrieben und hinsichtlich Ihrer Eigenschaften bewertet werden. Schwerpunkt liegt hierbei auf der Theorie der Schottkyübergänge, da wesentliche Realisierungsformen in dieser Arbeit darauf beruhen.

3.1 *pn-Halbleiterübergänge*

Der pn-Übergang ist Basis vieler Bauelemente in der Mikroelektronik. Er beschreibt die Wechselwirkungen zwischen einem p-Halbleiter und einem n-Halbleiter, wobei man grundsätzlich zwischen einem Übergang gleicher Materialien (Homo-Übergang) und unterschiedlichen Materialien (Hetero-Übergang) unterscheiden kann. Die folgende Betrachtung bezieht sich auf Materialien mit gleichem Bandabstand wobei grundsätzliche Zusammenhänge aber unabhängig von der Art des Übergangs sind. Da die pn-Strukturen in dieser Arbeit vorwiegend als Photodioden betrachtet werden, sollen im Folgenden wichtige Kenngrößen auf Basis einer gesperrten pn-Diode erläutert werden.

Bei einem pn-Übergang ohne äußere Spannung gemäß Abbildung 3.1 entsteht ein Diffusionsstrom von den jeweiligen Majoritätsträgern eines Gebietes in das komplementär dotierte Gebiet. Es verbleiben ortsfeste positive Donatoren (n-Gebiet) und negative Akzeptoren (p-Gebiet) wodurch eine hochohmige Raumladungszone entsteht. Durch diesen Vorgang stellt sich eine Diffusionsspannung U_D gemäß folgender Gleichung ein [Böhm89].

$$U_D \approx \frac{1}{\beta} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (3.1)$$

In diesem Fall ist an jeder Stelle des Halbleiters das Produkt aus Anzahl der Elektronen und Löcher gleich dem Quadrat der Eigenleitungskonzentration n_i , der Halbleiter befindet sich im *thermodynamischen Gleichgewicht*. Beim Anlegen einer Sperrspannung U wird die Spannung über der Raumladungszone größer als die Diffusionsspannung und die Weite der Raumladungszone nimmt zu, wobei sich folgender Zusammenhang für $w_{pn} = w_n - w_p$ ergibt [Böhm89].

$$w_{pn} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon_{Si}}{q}(U_D - U) \cdot \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}\right)} \quad (3.2)$$

Aus dieser Gleichung wird ersichtlich, dass die Weite der Raumladungszone abhängig ist von der Summe der Kehrwerte der Donatorkonzentration N_D und Akzeptorkonzentration N_A . Bei klassischen pn-Dioden ist eine Seite oftmals wesentlich schwächer dotiert als die andere, wobei die Dotierung der schwach dotierten Seite die Weite der Raumladungszone maßgeblich bestimmt.

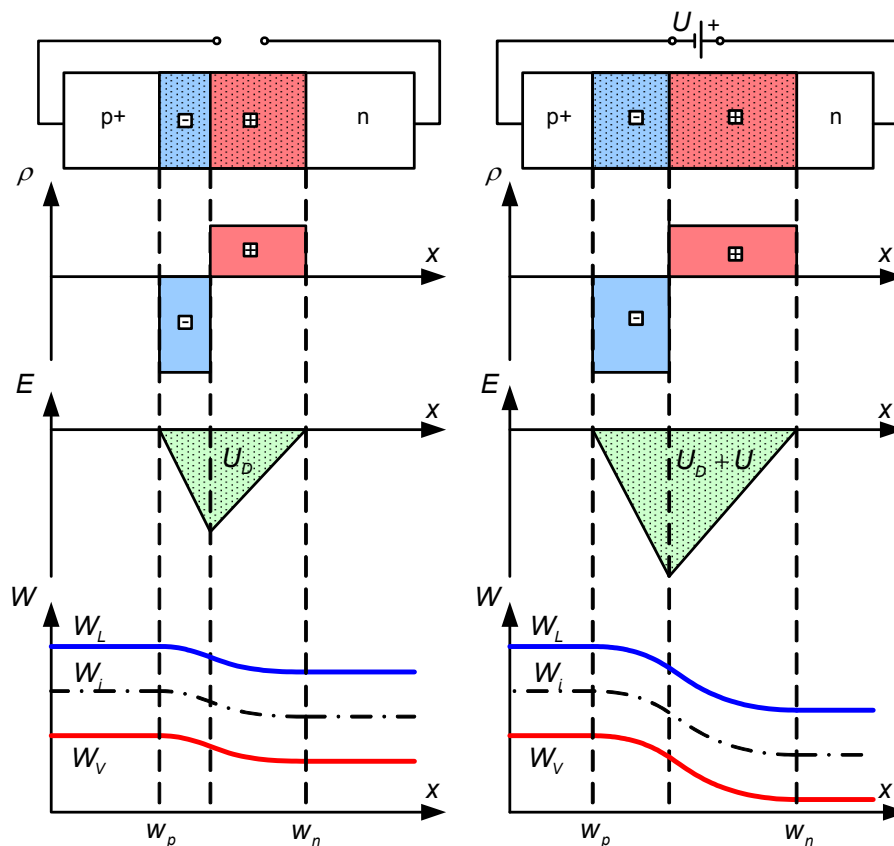


Abbildung 3.1: Schematische Darstellung einer pn-Diode mit Raumladungszone, Feld- und Bandverlauf. Links: Thermodynamisches Gleichgewicht. Rechts: In Sperrrichtung.

Bei Sperrbetrieb werden die Minoritäten in den jeweiligen Bereichen der Raumladungszone um den Boltzmannfaktor abgesenkt, es herrscht *Verarmung*. Hierbei ist ohne Lichteinstrahlung bzw. ohne zusätzliche Ladungsträgergeneration das Produkt der Anzahl von Elektronen und Löcher in diesem Bereich kleiner als das Quadrat der Eigenleitungskonzentration. Wenn Licht geeigneter Wellenlänge in die Raumladungszone eingestrahlt wird, entstehen durch Generation zusätzliche Elektronen-Lochpaare die durch das elektrische Feld getrennt und beschleunigt werden; Elektronen wandern hierbei zur positiv vorgespannten n-Seite, die Löcher zur negativen p-Seite. Ebenso können Ladungsträger außerhalb der Raumladungszone in feldfreien Gebieten zum Stromtransport beitragen, sofern die Generation innerhalb der Diffusionslänge geschieht. Diese bewegen sich jedoch nur durch vergleichsweise langsame Diffusionsprozesse was sich insbesondere bei der Realisierung von schnellen Photodioden negativ auswirkt. Ladungsträger die in größerem Abstand von der Raumladungszone generiert werden, tragen aufgrund vorzeitiger Rekombination nicht mehr zu einem nutzbaren Stromfluss bei.

Der Zusammenhang zwischen generiertem Photostrom I_{ph} und eingestrahelter optischer Leistung P_{opt} ist allgemein in Kapitel 3.3.3 dargestellt. Weitere wichtige Kenngrößen und Eigenschaften des pn-Übergangs werden im Verlauf dieser Arbeit an geeigneter Stelle, insbesondere in Kapitel 6, erläutert.

3.2 Metall-Halbleiter-Übergänge

Der Metall-Halbleiter-Übergang ist in der Halbleiter- und Mikroelektronik von großer Bedeutung. Zum einen weil dieser Übergang in jedem Halbleiterbauelement vorhanden ist, vor allem aber, weil sich unter bestimmten Voraussetzungen eigenständige Bauelemente wie z.B. Schottkydioden realisieren lassen. Diese Dioden bieten gegenüber den klassischen pn-Dioden allgemein den Vorteil, dass sie wesentlich schneller sind und somit ein besseres transientes Verhalten aufweisen. Wie im weiteren Verlauf gezeigt wird, hängt dies mit den grundsätzlichen Ladungstransportmechanismen innerhalb der Schottkydiode zusammen, die im Vergleich zu herkömmlichen pn-Dioden wesentliche Unterschiede aufweisen.

Da der Schottkyeffekt für die Halbleiterelektronik von großer Bedeutung ist, wurde seine Wirkungsweise und Beschreibung in der Vergangenheit ausgiebig erforscht. In diesem Kapitel soll auf die modellhafte Beschreibung und die Kenngrößen des Übergangs, sowie auf Kennlinien und Stromflussprinzipien eingegangen werden. Zentrale

Bedeutung hat hierbei das Prinzip der *Potentialbarriere*, welche in diesem Zusammenhang erstmals durch Walter Schottky in 1938 beschrieben wurde und den darauf basierenden Bauteilen ihren Namen gab [Schot38].

3.2.1 Idealer Metall-Halbleiter-Kontakt

Wenn Metall mit einem Halbleiter kontaktiert wird, bildet sich eine Potentialbarriere an der Grenzschicht zwischen den beiden Materialien aus. Bei den folgenden Betrachtungen wird hierbei zunächst von einem idealen Metall-Halbleiter Kontakt ausgegangen, das heißt, im Halbleiter liegen keine parasitären Oberflächenzustände vor. Werden diese beiden Materialien nun elektrisch verbunden, so dass Ladungen vom Halbleiter in das Metall fließen können, werden sich – nach Einstellung des thermodynamischen Gleichgewichts – die Fermi-niveaus angleichen. Dabei wird das Fermi-niveau des Halbleiters bezogen auf das Fermi-niveau des Metalls um eine dem Kontaktpotential entsprechende Energiedifferenz $q \cdot \phi_{ms}$ abgesenkt. Dadurch gehen Elektronen aus dem Leitungsband des Halbleiters in das Leitungsband des Metalls über. Im Halbleiter bleiben positive Donatoratome zurück, die eine vom Betrag identische positive Spiegelladung bilden. Die dadurch hervorgerufene Bandverbiegung im Halbleiter ist in Abbildung 3.2a) zu erkennen.

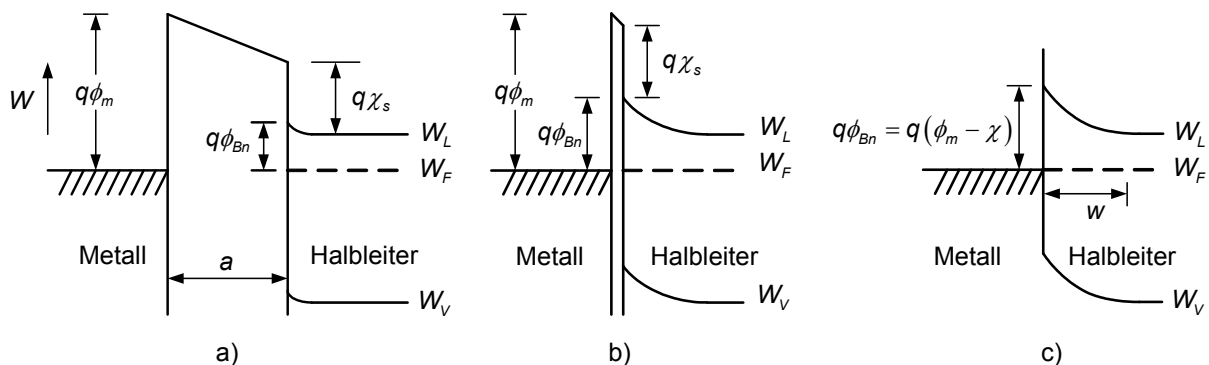


Abbildung 3.2: Idealer Metall-Halbleiter-Kontakt bei variiertem Abstand zwischen Metall und Halbleiter.

Bei abnehmendem Abstand a nimmt die negative Ladung an der Metalloberfläche in Abbildung 3.2b) weiter zu; entsprechend müssen im Halbleiter die positive Ladung und die Bandverbiegung zunehmen. An der Bandverbiegung erkennt man deutlich, dass die Ladungen im Halbleiter sich im oberflächennahen Bereich in einer vergrößerten Raumladungszone (Verarmungszone) endlicher Ausdehnung verteilen.

In Abbildung 3.2c) ist der Abstand a so weit verringert worden, dass er in der Größenordnung des Atomabstandes liegt. Die dabei entstehende wirksame Potentialbarriere im Gleichgewicht kann für n-Halbleiter mit folgender Gleichung beschrieben werden.

$$q\phi_{bn} = q(\phi_m - \chi_s) \quad (3.3)$$

Die Potentialbarriere im Gleichgewicht für einen idealen Kontakt auf n-Substrat ergibt sich demnach aus der Differenz der Austrittsarbeit ϕ_m des Metalls und der Elektronenaffinität χ_s des Halbleiters. Entsprechend wird man bei einem idealen Metall-Halbleiter Kontakt unter Verwendung eines p-Substrates den folgenden Zusammenhang erhalten.

$$q\phi_{bp} = W_g - q(\phi_m - \chi_s) \quad (3.4)$$

3.2.2 Realer Metall-Halbleiter-Kontakt

Halbleiter können nur im Volumen als ideal angenommen werden, nicht aber an der Oberfläche. In Experimenten stellte man fest, dass die entstehende Barrierenhöhe weniger von den Austrittsarbeiten des Metalls und Affinitäten der Halbleiter abhängt, als vielmehr von den Zuständen an der Halbleiteroberfläche [Sze81]. Die zuvor angestellten Überlegungen gelten daher nur für den idealen Metall-Halbleiter Übergang, also ohne parasitäre Oberflächenzustände. Oberflächenzustände werden beispielsweise durch den Abbruch der Gitterperiodizität, Anlagerung von Fremdatomen und durch Oxidschichten verursacht. Sie können als Energieniveaus im verbotenen Band, also zwischen Leitungsbandunter- und Valenzbandoberkante interpretiert werden.

3.2.3 Strom-Spannungs-Charakteristik

Der Stromtransport in einem Metall-Halbleiter-Kontakt wird im Gegensatz zu pn-Übergängen hauptsächlich durch Majoritätsladungsträger verursacht. Die grundsätzlichen Prozesse sind im Weiteren näher erläutert, wobei man grundsätzlich vier verschiedene Arten des Stromtransportes unterscheidet.

- Den Transport von Elektronen aus dem Halbleiter über die Potentialbarriere in das Metall. Dieser Prozess ist für mäßig dotiertes Silizium ($N_D \leq 10^{17} \text{ cm}^{-3}$) maßgeblich für den Stromtransport verantwortlich.

- Quantenmechanisches Tunneln der Elektronen durch die Potentialbarriere; wichtig für hochdotierte Halbleiter und ohmsche Kontakte
- Rekombinationsprozesse in der Raumladungszone, ähnlich denen beim pn-Übergang
- Löcherinjektion vom Metall in den Halbleiter, entsprechend der Rekombination im neutralen Bahngebiet.

Zusätzlich können Leckströme und Randeffekte aufgrund hoher Feldstärken, sowie Grenzflächenerscheinungen (z.B. Traps) am Metall-Halbleiter Übergang den Stromfluss signifikant beeinflussen.

An dieser Stelle soll lediglich der wichtige Transport der Ladungsträger über die Potentialbarriere näher erläutert werden. Für Halbleiter mit hohen Beweglichkeiten, wie z.B. Silizium, kann dieser Effekt hinreichend mit der thermischen Emissionstheorie beschrieben werden. Nach [Sze81] erhält man für die allgemeine Kennliniengleichung

$$j_n = \left(A^* T^2 e^{\left(\frac{-q\phi_{Bn}}{kT} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{qU}{kT} \right)} - 1 \right) = j_{ST} \left(e^{\left(\frac{qU}{kT} \right)} - 1 \right) \quad (3.5)$$

mit der Sperrsättigungsstromdichte

$$j_{ST} = A^* T^2 e^{\left(\frac{-q\phi_{Bn}}{kT} \right)} \quad (3.6)$$

Hierbei ist neben der Spannung U die Potentialbarriere für Elektronen ϕ_{Bn} , die Temperatur T , die Boltzmannkonstante k und die effektive Richardson-Konstante für Elektronen A^* zu berücksichtigen. Man erkennt, dass der formale Zusammenhang von Strom und Spannung dem eines pn-Übergangs entspricht. Demzufolge wird man auch bei einem Metall-Halbleiter Übergang grundsätzlich die gleiche charakteristische exponentielle Diodenkennlinie erhalten. Trotz der Ähnlichkeit der Kennlinien sollte man sich aber bewusst sein, dass der Stromtransportmechanismus bei einem Metall-Halbleiter Übergang völlig anders als bei einem pn-Übergang ist.

3.2.4 Bestimmung der Barrierenhöhe

Die beschriebene Potentialbarriere ist für den Metall-Halbleiter Übergang eine maßgebliche Größe, die das Verhalten der Bauelemente wesentlich beeinflusst. Zur Bestimmung der Barrierenhöhe gibt es in der Praxis verschiedene Verfahren; im Rah-

men dieser Arbeit soll jedoch nur die Methode mittels Strom-Spannungs-Messung in Vorwärtsrichtung näher beschrieben und durchgeführt werden.

Für mäßig dotierte Halbleiter ist das Strom-Spannungs-Verhalten bei Spannungen $U > 3kT/q$ durch folgende Proportionalität gegeben.

$$j \sim e^{\left(\frac{qU}{\tilde{n}kT}\right)} \quad (3.7)$$

Bei experimentellen IU-Kennlinien wird häufig eine Abweichung von der Idealität festgestellt, welche sich in einem zu flachen Anstieg der Stromdichte bei angelegter Durchlassspannung bemerkbar macht. Um solche Abweichungen quantitativ zu beschreiben, wird der empirische Idealitätsfaktor \tilde{n} eingeführt.

$$\tilde{n} \equiv \frac{q}{kT} \frac{\partial U}{\partial (\ln j)} \quad (3.8)$$

Die logarithmisch aufgetragene Kurve der Stromdichte über der Spannung, liefert durch Extrapolation nach $U = 0V$ die Sättigungsstromdichte j_{ST} (vgl. Kapitel 5.4.1). Bei gegebener Temperatur und bekannter effektiver Richardson-Konstante lässt sich mit folgender Gleichung leicht die Barrierenhöhe berechnen.

$$\phi_{Bn} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{A^* T^2}{j_{ST}} \right) \quad (3.9)$$

Hierbei muss allerdings beachtet werden, dass bei höheren Temperaturen (ca. 240 K bis 300 K) die Bestimmung von \tilde{n} durch den Effekt des Serienwiderstandes beeinträchtigt werden kann. Der Einfluss des Serienwiderstandes zeigt sich bei größeren Stromdichten in einem zunehmend flacheren Verlauf der Kennlinie. Die beschriebene Extrapolation sollte daher im Bereich kleiner Spannungen $U < 0,2V$ durchgeführt werden.

3.3 Metal-Semiconductor-Metal Strukturen (MSM)

Eine MSM-Struktur besteht aus zwei Schottkykontakten die auf einem gemeinsamen Substrat realisiert sind. Legt man zwischen den beiden Kontakten eine Spannung an, so entstehen zwei in Serie gegeneinander geschaltete Schottkydioden, wobei eine in Durchlassrichtung, die andere in Sperrichtung gepolt ist.

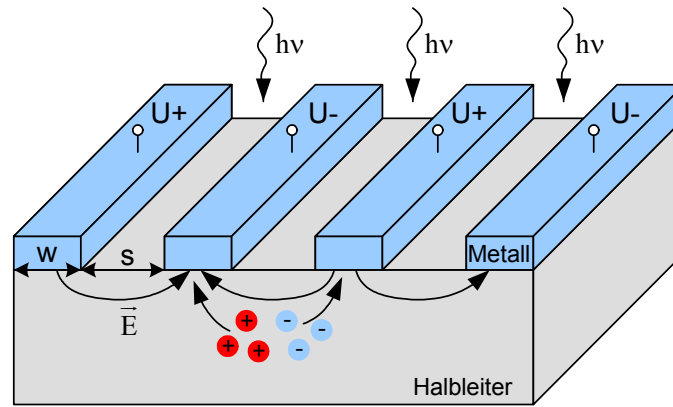


Abbildung 3.3: Schematische Darstellung einer MSM-Fingerstruktur.

Zwischen den Fingern bildet sich unter Spannung ein elektrisches Feld aus, das zur Trennung von photogenerierten Ladungsträgern führt. Abbildung 3.3 zeigt schematisch den Aufbau einer fingerförmigen ineinander verschachtelten MSM-Struktur mit Kennzeichnung des Feldverlaufs und Bewegungsrichtung der Ladungsträger.

Zur Beschreibung des Verhaltens müssen je nach angelegter Spannung und Fingergeometrie grundsätzlich verschiedene Betriebsarten unterschieden werden, welche im Folgenden näher erläutert werden. Besondere Bedeutung kommt hierbei dem zwischen den Kontakten fließenden Strom zu, der zunächst im unbeleuchteten Fall betrachtet werden soll.

3.3.1 Dunkerverhalten

In Abbildung 3.4 ist auf der linken Seite schematisch der Fall des thermodynamischen Gleichgewichts für eine MSM-Struktur auf n-Substrat dargestellt. Entsprechend Abbildung 3.3 ist der Abstand der Finger, also der Diodenkontakte, hierbei mit s gekennzeichnet. Neben der schematischen Darstellung der Geometrie ist auch die Ladungsverteilung hervorgerufen durch ionisierte Donatoren dargestellt. Die ebenfalls dargestellten Feld- und Bandverläufe ergeben sich hieraus jeweils durch Integration der Poissongleichung. Wichtige Kenngrößen des Schottkykontakts sind wiederum die Barrierenhöhen der Kontakte (ϕ_{Bn1} , ϕ_{Bn2} für die Elektronen sowie ϕ_{Bp1} , ϕ_{Bp2} für Löcher) und das „built-in“ Potential (U_{bi1} , U_{bi2}) der Schottkydioden.

Da von außen keine Spannung angelegt wird, ist lediglich ein schmaler Bereich der Struktur verarmt. Die Ausdehnung der Verarmungsbereiche w_1 , w_2 bestimmt sich in Abhängigkeit der angelegten Spannung U allgemein nach folgender Gleichung [Sze81].

$$w = \sqrt{\frac{2\varepsilon_s}{qN_D} \left(U_{bi} + U - \frac{kT}{q} \right)} \quad (3.10)$$

wobei die Dotierungskonzentration des Substrats durch N_D und die Permittivität durch $\varepsilon_s = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$ beschrieben wird. Das built-in Potential U_{bi} ergibt sich aus der Differenz der Barrierenhöhe und dem Abstand von Leitungsbandniveau W_L und Fermi-niveau W_F und kann mit Gleichung (3.11) berechnet werden.

$$U_{bi} = \phi_{Bn} - \left(\frac{W_L - W_F}{q} \right) = \phi_{Bn} - \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{N_L}{N_D} \right) \quad (3.11)$$

Zu berücksichtigen ist hierbei die effektive Zustandsdichte im Leitungsband N_L nach folgendem Zusammenhang

$$N_L = 2 \left(\frac{2\pi m_e^* kT}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (3.12)$$

mit der effektiven Elektronenmasse m_e^* und dem Planckschen Wirkungsquantum h .

Ohne äußere Spannung $U = 0V$, fließt idealerweise zunächst kein Strom zwischen den Kontakten. Legt man nun eine externe Spannung $U = U_1 + U_2$ zwischen Kontakt 2 (Anode) und Kontakt 1 (Kathode), so wird die Diode 2 mit U_2 in Durchlassrichtung gepolt und Diode 1 mit U_1 in Sperrrichtung betrieben (Abbildung 3.4 b). Es ergibt sich ein Elektronenstromfluss gemäß folgender Gleichung [Sze71]

$$j_{n1} = A_n^* T^2 e^{\left(\frac{-q(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})}{kT} \right)} \left(1 - e^{\left(\frac{-qU_1}{kT} \right)} \right) \quad (3.13)$$

mit der effektiven Richardson-Konstante für Elektronen A_n^* und der feldabhängigen Barrierenverringerng $\Delta\phi_{Bn}$

$$\Delta\phi_{Bn} = \sqrt{\frac{qE_{m1}}{4\pi\varepsilon_s}} \quad (3.14)$$

wobei die maximale Feldstärke E_{m1} durch folgende Gleichung bestimmt werden kann.

$$E_{m1} = \sqrt{\frac{2qN_D}{\varepsilon_s} \left(U_1 + U_{bi} - \frac{kT}{q} \right)} = \frac{2 \left(U_1 + U_{bi} - \frac{kT}{q} \right)}{w_1} \quad (3.15)$$

Der entsprechende Löcherstromfluss an Kontakt 1 kann aus der Kontinuitätsgleichung hergeleitet werden und entspricht [Honk01]:

$$j_{p1} = \frac{qD_p p_{n0} \tanh[(x_2 - x_1)/L_p]}{L_p} \left(1 - e^{-\frac{qU_1}{kT}}\right) + \frac{A_p^* T^2 e^{-\frac{q}{kT}(\phi_{Bp2} + U_{bi2})}}{\cosh[(x_2 - x_1)/L_p]} \left(e^{\frac{qU_2}{kT}} - 1\right) \quad (3.16)$$

Der Gesamtstrom durch Kontakt 1 entspricht schließlich dem Dunkelstrom und ist die Summe aus Elektronen- und Löcherstrom.

$$j_{dunkel} = j_{n1} + j_{p1} \approx j_{n1} \quad (3.17)$$

Da für kleine Spannungen die effektive Barrierenhöhe für die Löcher ($\phi_{Bp2} + U_{bi2} - U_2$) höher als die Barriere für Elektronen ϕ_{Bn1} ist, kann der Anteil der Löcher in erster Näherung vernachlässigt werden [Sze71].

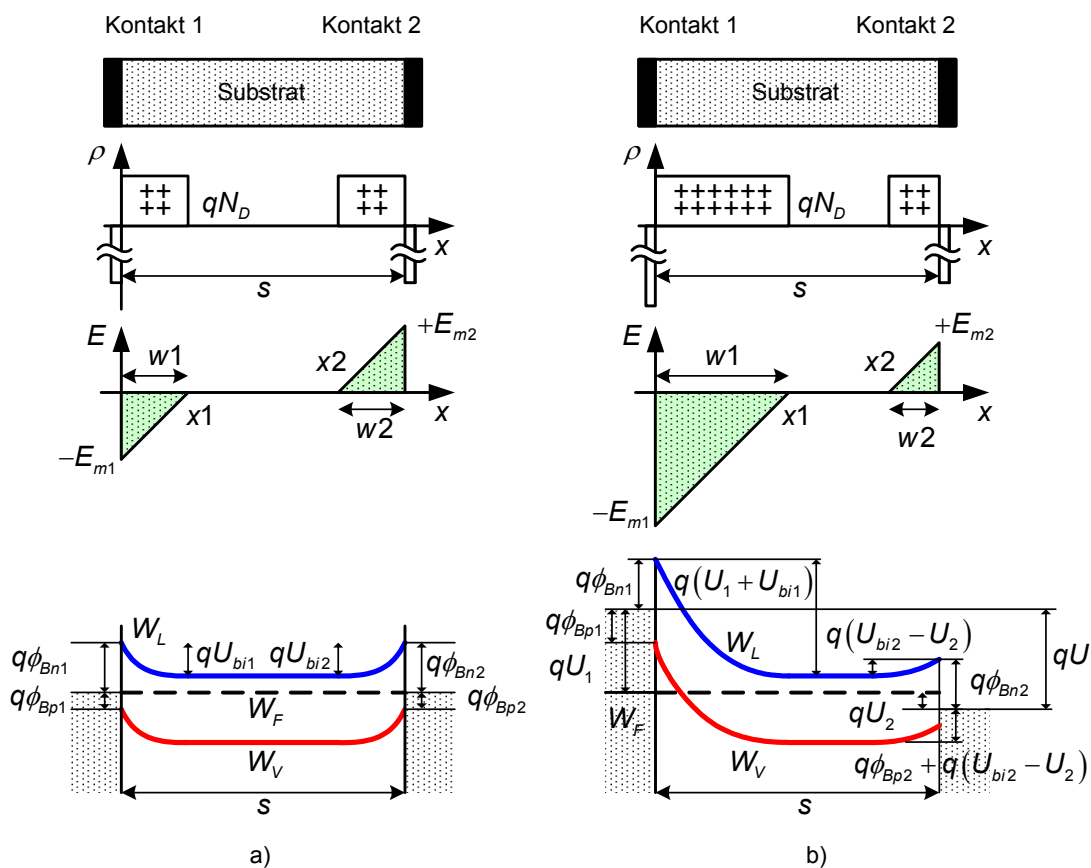


Abbildung 3.4: Geometrie, Ladungsverteilung, Feld- und Bandverlauf einer MSM-Struktur. a) Thermodynamisches Gleichgewicht b) Mit Spannung U (unterhalb Reach-Through).

Wird die Spannung nun weiter erhöht, so dehnt sich die Raumladungszone an Kontakt 1 zunehmend aus und x_1 erreicht x_2 . Dieser so genannte Reach-Through-Fall ist in Abbildung 3.5 auf der linken Seite dargestellt. Für Spannungen größer als die

Reach-Through-Spannung verläuft das Feld stetig von $x = 0$ bis $x = s$, die Struktur ist *vollständig verarmt*. Es gilt $s = w_1 + w_2$ wobei nahezu die gesamte angelegte Spannung U über Kontakt 1 abfällt. Setzt man $U = U_1 = U_{RT}$ so erhält man mit Gleichung (3.10):

$$U_{RT} = \frac{qN_D s^2}{2\epsilon_s} - s \sqrt{\frac{2qN_D}{\epsilon_s} U_{bi}} \quad (3.18)$$

Für Spannungen oberhalb Reach-Through reduziert sich Gleichung (3.16) wegen $x_2 - x_1 = 0$ zu:

$$j_{p1} = A_p^* T^2 e^{\frac{-q(\phi_{Bp2} + U_{bi2})}{kT}} \left(e^{\frac{qU_2}{kT}} - 1 \right) \quad (3.19)$$

Die Summe aus Löcherstrom (3.19) und Elektronenstrom (3.13) kann für Spannungen oberhalb Reach-Through unter Berücksichtigung von $e^{(-qU_1/kT)} \approx 0$ mit folgender Gleichung ausgedrückt werden.

$$j_{dunkel} = j_{n1} + j_{p1} = A_n^* T^2 e^{\left(\frac{-q(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})}{kT}\right)} + A_p^* T^2 e^{\frac{-q(\phi_{Bp2} + U_{bi2})}{kT}} \left(e^{\frac{qU_2}{kT}} - 1 \right) \quad (3.20)$$

Bei weiterer Erhöhung der Spannung erreicht die Struktur schließlich den in Abbildung 3.5 b) dargestellten Flachband-Fall, wobei die Ausdehnung der Raumladungszone am Kontakt $w_2 = 0$ wird. Es gelten dann folgende Zusammenhänge.

$$U_1 + U_{bi} = \frac{(U + U_{FB})^2}{4U_{FB}} \quad (3.21)$$

$$U_{bi} - U_2 = \frac{(U_{FB} - U)^2}{4U_{FB}} \quad (3.22)$$

Bei Erreichen der Flachbandspannung verläuft das Band an Kontakt 2 flach, die Höhe der Flachbandspannung lässt sich nach folgender Gleichung bestimmen.

$$U_{FB} = \frac{qN_D s^2}{2\epsilon_s} \quad (3.23)$$

An dieser Stelle sei angemerkt, dass der Begriff „Flachbandspannung“ auch in Verbindung mit MOS-Strukturen verwendet wird, dort aber eine gänzlich andere Bedeutung hat.

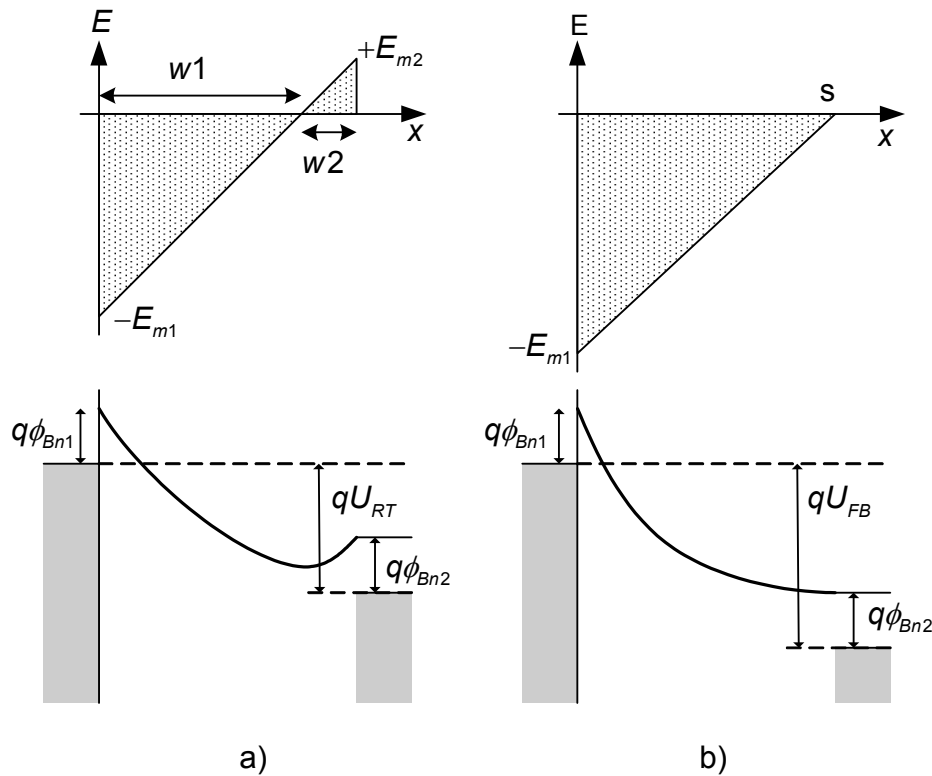


Abbildung 3.5: Darstellung des Feld- und Potentialverlaufs einer MSM-Struktur: a) Reach-Through b) Flachbandfall.

Mit Gleichung (3.22) wird Gleichung (3.20) zu:

$$j_{\text{dunkel}} = A_n^* T^2 e^{\left(-\frac{q(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})}{kT}\right)} + A_p^* T^2 e^{\frac{q\phi_{Bp2}}{kT}} \left(e^{\frac{q(U_{FB} - U^2)}{kT 4U_{FB}}} - e^{-\frac{qU_{bi}}{kT}} \right) \quad (3.24)$$

Aus den Gleichungen (3.20) und (3.24) wird ersichtlich, dass mit Überschreiten der Reach-Through Spannung der Dunkelstrom exponentiell ansteigt. Ohne Berücksichtigung von Durchbruchmechanismen kann der fließende Strom oberhalb der Flachbandspannung schließlich mit folgender Gleichung beschrieben werden.

$$j_{\text{dunkel}} = j_{n1} + j_{p1} = A_n^* T^2 e^{\left(-\frac{q(\phi_{Bn1} - \Delta\phi_{Bn1})}{kT}\right)} + A_p^* T^2 e^{\left(-\frac{q(\phi_{Bp2} - \Delta\phi_{Bp2})}{kT}\right)} \quad (3.25)$$

Abbildung 3.6 zeigt zur Verdeutlichung den Zusammenhang zwischen Fingerabstand und errechneter Reach-Through- und Flachband-Spannung bei verschiedenen n-Substraten auf Basis der zuvor hergeleiteten Formeln. Je höher der Substratwiderstand, je geringer also die Dotierung ist, desto größer ist nach Gleichung (3.10) die Ausdehnung der Raumladungszone und die zuvor beschriebenen Effekte setzen bei gleichem Fingerabstand bei kleineren Spannungen ein. Außerdem wird deutlich, dass bei großen Fingerabständen zur vollständigen Verarmung einer MSM-Struktur je

nach Dotierung Spannungen jenseits $U = 10V$ erforderlich sind. Der hier beschriebene Zusammenhang von Reach-Through Spannung und vollständiger Verarmung ist daher wichtig für die Festlegung von Substrat und Diodengeometrie; er wird in Kapitel 5.2.3 genutzt, um einen optimalen Fingerabstand zu berechnen.

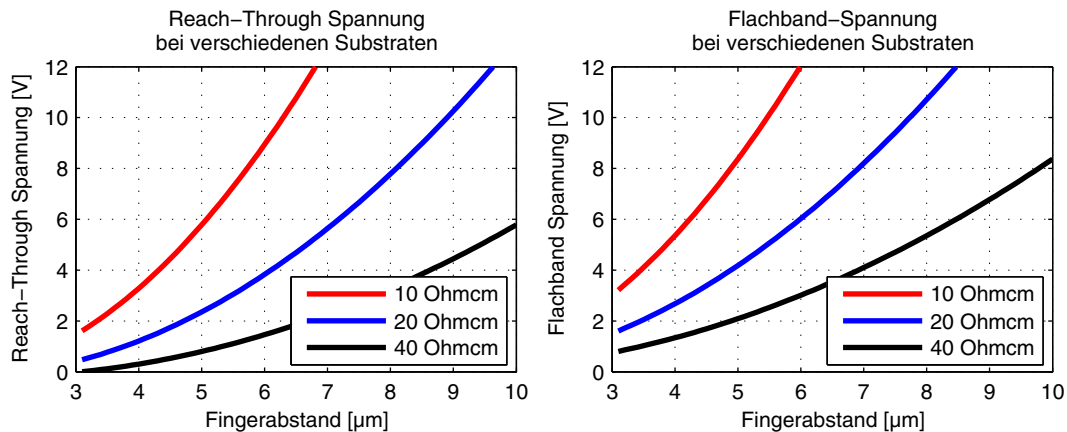


Abbildung 3.6: Reach-Through Spannung (Links) und Flachband-Spannung (Rechts) in Abhängigkeit des Fingerabstandes bei verschiedenen n Substraten.

3.3.2 Verhalten bei optischer Bestrahlung

Die erläuterte MSM-Fingerstruktur soll in diesem Abschnitt mit der zuvor hergeleiteten Theorie hinsichtlich ihrer Eigenschaften und Kenngrößen bei optischer Bestrahlung untersucht werden [Shen00].

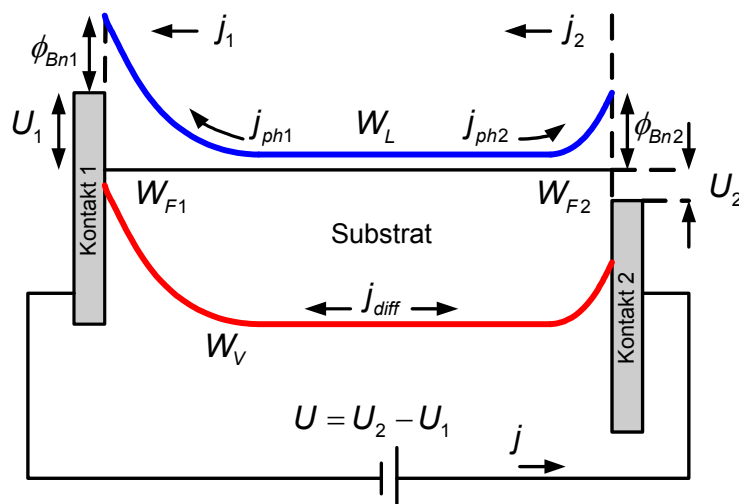


Abbildung 3.7: Vereinfachtes Banddiagramm zweier Schottkykontakte auf n-Halbleitersubstrat mit Kennzeichnung der Ströme.

Betrachtet wird wiederum ein zweidimensionales Modell unter Voraussetzung eines homogenen elektrischen Feldes zwischen den Fingerkontakten. Abbildung 3.7 zeigt hierbei den vereinfachten Bandverlauf zweier Metallkontakte auf einem Halbleitersubstrat mit Kennzeichnung der fließenden Ströme. Bei der folgenden Betrachtung wird von der gleichen Konfiguration ausgegangen wie im Kapitel zuvor, wobei sich die beiden Raumladungszonen nicht berühren sollen.

Berücksichtigt man den bei Lichteinfall zwischen den Metallfingern entstehenden Photostrom I_{ph} bzw. die Photostromdichte j_{ph} , so kann Gleichung (3.5) für Kontakt 1 entsprechend modifiziert werden.

$$j_1 = \left(A^* T^2 e^{\left(\frac{-q\phi_{bn1}}{kT} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{qU_1}{kT} \right)} - 1 \right) + j_{ph1} = j_{ST1} \left(e^{\left(\frac{qU_1}{kT} \right)} - 1 \right) + j_{ph1} \quad (3.26)$$

Für Kontakt 2 ergibt sich entsprechend:

$$j_2 = \left(A^* T^2 e^{\left(\frac{-q\phi_{bn2}}{kT} \right)} \right) \left(e^{\left(\frac{qU_2}{kT} \right)} - 1 \right) - j_{ph2} = j_{ST2} \left(e^{\left(\frac{qU_2}{kT} \right)} - 1 \right) - j_{ph2} \quad (3.27)$$

Im Gegensatz zur vorigen Betrachtung, muss im Allgemeinen davon ausgegangen werden, dass beide Kontakte nicht gleich sind und sich in der Sättigungsstromdichte unterscheiden. Eine Asymmetrie der Sättigungsstromdichten kann von verschiedenen Parametern beeinflusst werden, so sind z.B. ungleiche Potentialbarrieren aufgrund von Material- oder Oberflächeninhomogenitäten und Prozessschwankungen oftmals Ursache einer Stromveränderung. Zur Kennzeichnung dieser Asymmetrie wird die folgende Größe als Symmetriefaktor hinsichtlich der Sättigungsstromdichte eingeführt.

$$\Delta = \frac{j_{ST1} - j_{ST2}}{j_{ST}} \quad (3.28)$$

mit

$$j_{ST} = \frac{j_{ST1} + j_{ST2}}{2} \quad (3.29)$$

Unter der Voraussetzung, dass die Rekombination im Bereich der Verarmungsschicht vernachlässigt werden kann, wird der Photostrom I_{ph} in erster Linie durch zwei Effekte bestimmt. Zum einen durch die Elektronen die im Bereich der Verarmungsschicht generiert und durch das Feld abgezogen werden. Zum anderen werden Löcher innerhalb der Diffusionslänge L_p am Rand der Verarmungsschicht generiert, die wie-

derum in die Verarmungsschicht diffundieren. Für kleine Gleichspannungen ist die Diffusionslänge im Bereich von Anode und Kathode nahezu gleich und man erhält für den linearen Anteil der Photostromdichte in Abhängigkeit der Spannung folgende Gleichung [Liou96].

$$j_{ph,1/2} = j_{ph,1/2}^0 \left(1 - \frac{1}{2} \frac{U_{1/2}}{\phi_{Bn,1/2}} \right) + j_{diff} \quad (3.30)$$

Hierbei ist $j_{ph,1/2}^0$ der Anteil des Photostroms der im Bereich der Verarmungsschichten von Kontakt A oder B ohne Vorspannung erzeugt wird; die erwähnte Diffusionsstromdichte wird durch j_{diff} repräsentiert.

$$j_{ph,1/2}^0 = q \cdot G_{1/2} \cdot w_{1/2} \quad (3.31)$$

$$j_{diff} = q \cdot G_u \cdot L_p \quad (3.32)$$

Die Generationsrate in der Verarmungsschicht des jeweiligen Kontaktes wird durch $G_{1/2}$ berücksichtigt, während G_u die Generationsrate im neutralen Gebiet widerspiegelt. Die Weite der Verarmungsschicht $w_{1/2}$ kann hierbei durch Gleichung (3.10) beschrieben werden.

Hinsichtlich des Photostroms können Asymmetrien durch ungleiche Generationsraten in den einzelnen Gebieten entstehen ($G_1 \neq G_2 \neq G_u$). Ebenso können wiederum unterschiedliche Potentialbarrieren und Dotierungsinhomogenitäten den Photostrom beeinflussen. Daher wird auch in Bezug auf den Photostrom ein entsprechender Symmetriefaktor eingeführt.

$$\delta = \frac{j_{ph1}^0 - j_{ph2}^0}{j_{ph}^0} \quad (3.33)$$

mit

$$j_{ph}^0 = \frac{j_{ph1}^0 + j_{ph2}^0}{2} \quad (3.34)$$

Da hinsichtlich des Gesamtstromflusses folgender Ausdruck gilt

$$j = j_1 = j_2 \quad (3.35)$$

erhält man nach Reihenentwicklung und unter Berücksichtigung der linearen Terme von Δ und δ für die Lösung des Gesamtstroms den folgenden Ausdruck [Shen00].

$$\begin{aligned}
 j = j_{ST} \left(\tanh \frac{\beta U}{2} + \Delta \tanh^2 \frac{\beta U}{2} \right) + P_{opt} R_1 \left(\tanh \frac{\beta U}{2} + \Delta \tanh^2 \frac{\beta U}{2} - \Delta \right) \frac{2}{\beta} + \\
 + P_{opt} R_2 \left(U + \delta U \tanh \frac{\beta U}{2} \right) + P_{opt} R_0
 \end{aligned} \tag{3.36}$$

Hierbei ist P_{opt} die optische Leistung des einfallenden Lichts, R_0 die spannungsunabhängige Photoempfindlichkeit in A/W ; die linear von der Spannung abhängige Empfindlichkeit wird bei niedrigen Gleichspannungen mit R_1 in $A/(V \cdot W)$ und bei hohen Spannungen mit R_2 in $A/(V \cdot W)$ berücksichtigt. Diese Faktoren können aus den zuvor erwähnten Kenngrößen nach folgenden Zusammenhängen bestimmt werden.

$$R_0 = \frac{j_{ph}^0}{P_{opt}} \delta \tag{3.37}$$

$$R_1 = \left(\frac{j_{ph}^0}{P_{opt}} + \frac{j_{diff}}{P_{opt}} \right) \frac{q}{2kT} \tag{3.38}$$

$$R_2 = \frac{j_{ph}^0}{P_{opt} 4\phi_{Bn}} \tag{3.39}$$

Zur Verdeutlichung der hergeleiteten Kennlinie einer MSM-Struktur bei Beleuchtung ist in Abbildung 3.8 der Verlauf nach Gleichung (3.36) mit verschiedenen Parametern dargestellt. Hierbei wird die Steigung im Bereich $-2kT/q < U < 2kT/q$ maßgeblich durch den Ausdruck $(R_1 + R_2)P_{opt}$ bestimmt, bei betragsmäßig größeren Spannungen wird hingegen die Steigung in erster Linie durch den Faktor $R_2 P_{opt}$ beeinflusst. Dargestellt ist auf der linken Seite der Verlauf mit unterschiedlichen optischen Leistungen, auf der rechten Seite mit unterschiedlichen Symmetrieparametern.

Bei Änderung der Lichtleistung unter Voraussetzung gleich bleibender Photoempfindlichkeiten skaliert sich der Photostrom wie bei einer herkömmlichen Photodiode linear. Hinsichtlich der eingeführten Symmetrieparameter erkennt man, dass eine Asymmetrie des Photostroms (δ) eine größere Steigung bei positiven Spannungen und eine kleinere Steigung bei negativen Spannungen zur Folge hat. Eine Asymmetrie hinsichtlich der Sättigungsstromdichte (Δ) zeigt sich allgemein durch eine Verschiebung der Kennlinie. Die Symmetrieparameter haben demnach einen erheblichen Einfluss auf den Verlauf der Kennlinie. Während beim Betrieb als Photoempfänger die Symmetrie eine untergeordnete Rolle spielt, so ist diese jedoch bei Verwen-

dung als Gegentakt MSM-PMD eine wesentliche Eigenschaft um unkorrelierte Anteile inhärent zu unterdrücken (vgl. Kapitel 3.4).

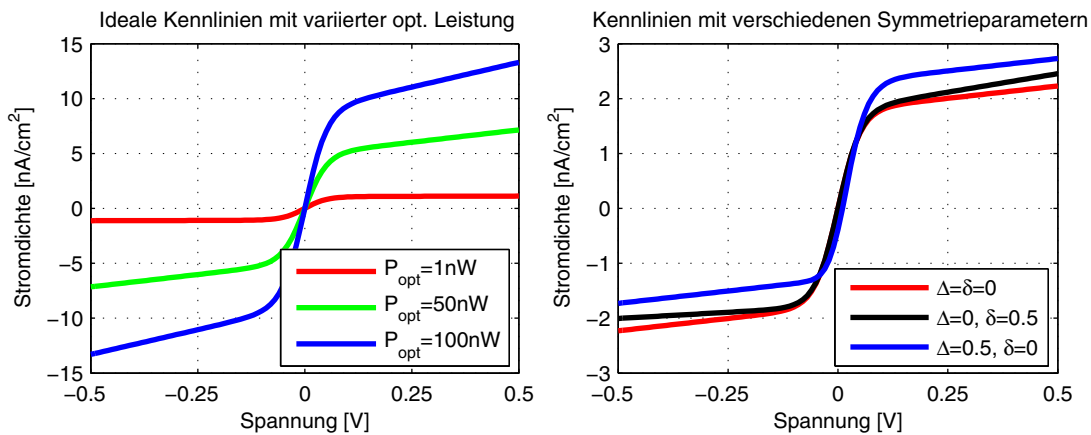


Abbildung 3.8: Berechneter Photostrom einer MSM-Struktur in Abhängigkeit der Spannung. Links: Variation der optischen Leistung, Rechts: Einfluss der Symmetrieparameter bei $P_{\text{opt}}=10 \text{ nW}$. Bei der Berechnung wurde $j_{\text{ST}}=1 \text{ nA/cm}^2$, $R_1=1,5 \text{ A/W}$ und $R_2=0,09 \text{ A/W}$ berücksichtigt.

3.3.3 Photoempfindlichkeit

Die DC-Photoempfindlichkeit oder Responsivität R einer Photodiode ist allgemein definiert als das Verhältnis von photogeneriertem Strom zu der eingestrahelten optischen Leistung:

$$R = \frac{I_{\text{ph}}}{P_{\text{opt}}} = \frac{q\eta G_i}{h\nu} = \frac{\lambda \eta G_i}{1,24 \cdot 10^{-6}} \quad (3.40)$$

Gleichung (3.40) ist gültig, solange für die Wellenlänge $\lambda \leq hc/W_g$ gilt und die einfallenden Photonen genügend Energie im Verhältnis zur Bandlücke W_g haben, um Ladungsträgerpaare zu generieren. Da in manchen MSM-Strukturen bei niedrigen Frequenzen Verstärkungsmechanismen vorhanden sind [Jin96], wird dies durch den Ausdruck G_i berücksichtigt. Die Quanteneffizienz η bestimmt sich allgemein nach folgendem Ausdruck

$$\eta = \eta_i (1-r) \left(\frac{s}{s+w} \right) (1-e^{-\alpha d}) \quad (3.41)$$

wobei η_i der interne Quantenwirkungsgrad als Verhältnis der Anzahl einfallender Photonen zu der Anzahl der Ladungsträger innerhalb Struktur ist, r der optische Reflektionsfaktor an der Oberfläche des Halbleiters, α der Absorptionskoeffizient als Kehrwert der Eindringtiefe d_e und d die Dicke des Absorptionsbereichs. Die Finger

werden als nicht transparent angenommen, daher muss die Breite w und der Abstand s als optischer Füllfaktor mitberücksichtigt werden (Abbildung 3.3).

3.3.4 Frequenzverhalten

Intrinsisches Verhalten

Damit eine MSM-Diode mit hoher Bandbreite betrieben werden kann, sollten sich die Ladungsträger mit größtmöglicher Geschwindigkeit bewegen. Hierzu muss ein elektrisches Feld vorhanden sein, das die notwendige Feldstärke für die Sättigungsgeschwindigkeit übersteigt oder zumindest erreicht. In Abhängigkeit der Spannung bewegen sich Ladungsträger allgemein mit einer Geschwindigkeit gemäß folgendem Ausdruck [Kocot94].

$$v = \frac{\mu_0 E + v_s \left(\frac{E}{E_k} \right)^4}{1 + \left(\frac{E}{E_k} \right)^4} \quad (3.42)$$

Bei kleinen Feldstärken E nimmt die Geschwindigkeit bei konstanter Beweglichkeit μ_0 linear mit der Feldstärke zu, bei Feldstärken größer als die kritische Feldstärke E_k bewegen sich die Ladungsträger mit der Sättigungsgeschwindigkeit (siehe auch Kapitel 4.1 hinsichtlich Unterschiede zwischen Silizium und GaAs). Die minimale Spannung bei welcher sich Ladungsträger mit Sättigungsgeschwindigkeit bewegen, ist bei einer MSM-Struktur abhängig vom Fingerabstand s und kann mit folgender Gleichung berechnet werden.

$$U_{\min}^{\text{sat}} = E_k s + U_{\text{FB}} \quad (3.43)$$

Die Transitzeit τ_{tr} die generierte Ladungsträger innerhalb der Fingerstruktur für die mittlere Wegstrecke $s/2$ benötigen, kann unter Berücksichtigung der Elektronengeschwindigkeit v_e sowie der Löchergeschwindigkeit v_h mit der Driftgeschwindigkeit $v_d = 0,5(v_e + v_h)$ wie folgt abgeschätzt werden.

$$\tau_{\text{tr}} = \frac{s}{2v_d} \quad (3.44)$$

In der Praxis sollte die angelegte Spannung hinreichend hoch sein, damit sich die Ladungsträger jeweils mit Ihren Sättigungsgeschwindigkeiten bewegen können. Man beachte hierbei, dass diese Betrachtungsweise nur für Strukturen gilt, bei denen

Transitzeiten aufgrund vertikaler Bewegung aus tiefen Volumenbereichen keinen limitierenden Beitrag leisten, die Dicke der Absorptionsschicht also nicht größer als der Fingerabstand ist (vgl. Kapitel 5.2.2).

Extrinsisches Verhalten

Neben der beschriebenen intrinsischen Geschwindigkeit des Device spielt auch die sog. extrinsische Geschwindigkeit eine erhebliche Rolle. Hierbei wird das Verhalten des Bauteils unter Berücksichtigung von ohmschen Widerständen und (Struktur-)Kapazitäten bewertet. Allgemein ist die Grenzfrequenz eines RC-Systems erster Ordnung nach folgender Gleichung definiert.

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.45)$$

Weiterhin ist nach voriger Definition die intrinsische Grenzfrequenz basierend auf der Transitzeit der Ladungsträger:

$$f_{tr} = \frac{1}{2\pi\tau_{tr}} \quad (3.46)$$

Beide Zeitkonstanten zusammengenommen ergeben die Grenzfrequenz einer MSM-Diode.

$$f_{3dB} \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{(RC)^2 + \tau_{tr}^2}} \quad (3.47)$$

Aus Gleichung (3.47) wird deutlich, dass zum Erreichen großer Bandbreiten neben einer kleinen Transitzeit auch kleine Widerstände und Kapazitäten anzustreben sind. Der Widerstand einer MSM-Struktur ist in der Regel klein gegenüber Lastwiderständen oder anderen ohmschen Anteilen, dennoch sollte bei der Dimensionierung der Finger auf niederohmige Auslegung (Metalldicke, Geometrie, ...) geachtet werden. Die Kapazität der MSM-Struktur und somit die Bandbreite kann außerdem maßgeblich durch die Geometrie der Finger und der Gesamtfläche beeinflusst werden, wie folgende Betrachtungen zeigen.

Grundsätzlich muss bei Bestimmung der Kapazität wieder zwischen den Betriebsfällen aus Kapitel 3.3.1 unterschieden werden. Der Übersichtlichkeit halber beschränkt sich die Betrachtung an dieser Stelle nur auf den Fall oberhalb der Reach-Through Spannung, weil erst dann eine vollständige Verarmung des Device und minimale Diffusionsanteile gewährleistet werden können. Außerdem beschränkt sich die folgende

Betrachtungsweise ausschließlich auf unbeleuchtete bzw. nur mit geringen Leistungen bestrahlte Strukturen. Wie später gezeigt wird, ist diese Annahme bei der vorliegenden Anwendung aufgrund der vom Sensor erfassten geringen optischen Leistungen durchaus zulässig. Strukturen die einer großen optischen Leistung ausgesetzt sind, können eine signifikant höhere Kapazität aufweisen [Chang87].

Zur Berechnung wird in diesem Fall eine konforme 2D Abbildung einer koplanaren Elektrodenstruktur benutzt, um die Kapazität c_d im Bereich der Lücke bezogen auf die Geometrie nach Gleichung (3.48) zu bestimmen [Lim68].

$$c_d = \frac{(\varepsilon_0 + \varepsilon_s)}{(w + s)} \cdot \frac{K(k)}{K(k')} \quad (3.48)$$

Hierbei werden zur Ermittlung von K Lösungen elliptischer Integrale 1. Ordnung gemäß den folgenden Zusammenhängen verwendet.

$$K(k) = \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}} \quad (3.49)$$

$$k = \tan^2 \frac{\pi w}{4(w + s)} \quad (3.50)$$

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (3.51)$$

Die Gesamtfläche des Sensors ist $A = l(s + w)(N_F - 1)$, mit N_F als Anzahl und l als Länge der Finger. Unter Berücksichtigung dieser Größen ist die Kapazität der MSM-Struktur:

$$C_d = c_d A = l(N_F - 1)(\varepsilon_0 + \varepsilon_s) \cdot \frac{K(k)}{K(k')} \quad (3.52)$$

Durch Analyse von Gleichung (3.52) wird deutlich, dass die Gesamtkapazität einer MSM-Struktur proportional zur Fläche A ist und umgekehrt proportional zum Fingerabstand s . Betrachtet man die Kapazität alleine, so ist man geneigt den Fingerabstand so groß wie möglich zu wählen um die Kapazität zu verringern. Dies steht allerdings im Widerspruch zu Gleichung (3.44) nach der die Transitzeit wiederum proportional vom Fingerabstand abhängt, eine Vergrößerung würde demnach eine Verschlechterung bedeuten. Durch Extremwertbetrachtungen der Gleichung (3.47) ergibt sich aus Sicht der Grenzfrequenz ein optimaler Fingerabstand s [Zhang03].

$$s_{opt} \approx \sqrt{2Av_d R \frac{s}{w+s} (\varepsilon_s + \varepsilon_0) \frac{K(k)}{K(k')}} \quad (3.53)$$

Je nach Anwendung können neben der Bandbreite aber auch noch andere Kriterien wie z.B. die Photoempfindlichkeit bzw. Quanteneffizienz (Gleichung (3.41)) das Design der Struktur beeinflussen. Generell gilt es daher stets einen Kompromiss zwischen angestrebter Bandbreite und Photoempfindlichkeit zu finden. Ein geläufiges Kriterium zur Bewertung beider Größen ist daher das Effizienz-Bandbreiten-Produkt ηf_{3dB} . Strukturen und Technologien zur Maximierung dieser Größe sind beispielsweise in [Jun06] und [Gök99] beschrieben.

3.4 MSM als Gegentakt SM-PMD

In den Kapiteln 4 und 5 werden MSM-Elemente als PMD-Gegentaktmischer beschrieben. Auf Basis der zuvor hergeleiteten Kennlinie soll im Vorfeld diese Betriebsweise zunächst theoretisch untersucht werden.

3.4.1 Modellbildung

Wie in Kapitel 2.2 dargestellt, kann die Phasenlage zwischen einem elektrischen Signal und dem optischen Empfangssignal mit dem PMD durch Korrelation ausgewertet werden. Das hierzu nötige elektrische Referenzsignal soll bei den folgenden Betrachtungen als offsetfreies Cosinus-Gegentaktssignal zur Modulation der MSM-Diode mit wählbarer Zeitverzögerung τ gemäß Gleichung (3.54) beschrieben werden. Bewusst wird hier, entgegen der Forderung in Kapitel 2.3.1, eine Phasenverzögerung des elektrischen Signals eingeführt, um bei späteren Betrachtungen das Verhalten zu verdeutlichen.

$$g(t + \tau) = A_2 \cos(\omega(t + \tau)) \quad (3.54)$$

Das optische Empfangssignal wird als Signal gleicher Frequenz mit der Amplitude P_1 sowie zusätzlichem Offset P_1^0 und unkorreliertem Anteil P_{DC} beschrieben. Die durch die Laufzeit des Lichts hervorgerufene Phasenverschiebung wird mit φ_d berücksichtigt.

$$s(t) = P_{DC} + P_1^0 + P_1 \cos(\omega t - \varphi_d) \quad (3.55)$$

Diese beiden Zeitsignale können in Gleichung (3.36) eingesetzt werden, um den entsprechenden Verlauf des Stromes über der Zeit zu bestimmen. Das Ergebnis ent-

spricht dabei der Multiplikation und somit der Mischung der Signale von $s(t)$ und $g(t + \tau)$ unter Berücksichtigung der Mischerkennlinie. Bei einer exemplarischen Betrachtung des quasilinearen Bereichs, mit den Näherungen, dass bei kleinen Argumenten des hyperbolischen Tangens gilt:

$$\begin{aligned} \tanh(x) &\approx x \\ \tanh(x)^2 &\approx x^2 \end{aligned} \quad (3.56)$$

ergibt sich für den Strom als Mischprodukt

$$\begin{aligned} s(t) \cdot g(t + \tau) &\approx j_{ST} \left(\frac{\beta A_2}{2} \cos(\omega(t + \tau)) + \frac{\Delta \beta^2 A_2^2}{4} \cos^2(\omega(t + \tau)) \right) + \\ &+ \frac{2}{\beta} (P_{DC} + P_0 + P_1 \cos(-\omega t + \varphi_d)) R_1 \left(\frac{\beta A_2}{2} \cos(\omega(t + \tau)) + \frac{\Delta \beta^2 A_2^2}{4} \cos^2(\omega(t + \tau)) - \Delta \right) + \\ &+ (P_{DC} + P_0 + P_1 \cos(-\omega t + \varphi_d)) R_2 \left(A_2 \cos(\omega(t + \tau)) + \frac{\delta \beta A_2^2}{2} \cos^2(\omega(t + \tau)) \right) + \\ &+ R_0 (P_{DC} + P_0 + P_1 \cos(-\omega t + \varphi_d)) \end{aligned} \quad (3.57)$$

Die Korrelationsfunktion kann nach Gleichung (2.5) aus der Integration und anschließender Grenzwertbildung für $T \rightarrow \infty$ gebildet werden

$$\begin{aligned} K(\tau) &= s(t) \otimes g(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t) g(t + \tau) dt \\ &\approx \frac{1}{8\beta} \cdot \{ j_{ST} \beta^3 A_2^2 \Delta + \delta A_2^2 \beta^2 2R_2 (P_1^0 + P_{DC}) + \\ &+ \Delta A_2^2 \beta^2 2R_1 (P_1^0 + P_{DC}) + \\ &+ 8R_0 \beta (P_1^0 + P_{DC}) - 16\Delta R_1 (P_1^0 + P_{DC}) + \\ &+ 4A_2 P_1 \beta (R_1 + R_2) \cos(\omega\tau + \varphi_d) \} \end{aligned} \quad (3.58)$$

Die hergeleiteten Zusammenhänge können nun dazu genutzt werden, um das Korrelationsergebnis hinsichtlich der MSM-Eigenschaften zu diskutieren, wobei die Symmetrieeigenschaften der Mischerkennlinie im Vordergrund stehen. Die in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Fehlermechanismen werden bei der folgenden Betrachtung durch eine angepasste Integrationszeit, welche stets ganzzahligen Vielfachen der Periodendauer entspricht, minimiert bzw. vermieden.

3.4.2 Einfluss der Symmetrieparameter auf die Korrelationsfunktion

Aus Gleichung (3.58) wird deutlich, dass die Korrelationsfunktion einer Cosinusschwingung entspricht, deren Phasenlage durch die Phasenverschiebung φ_d zwischen elektrischem und optischem Signal beeinflusst wird. Die Amplitude der Korrelationsfunktion hängt hierbei ab von der optischen Nutzleistung P_1 , außerdem von der Amplitude der Modulationsspannung A_2 und der Summe der spannungsabhängigen Photoempfindlichkeit R_1 und R_2 der MSM-Struktur. Außerdem hat die Korrelationsfunktion einen Offset der maßgeblich durch die Symmetrieparameter beeinflusst wird. Bei $\delta = \Delta = 0$ gilt $R_0 = 0$ und die Korrelationsfunktion ist offsetfrei. Bei Gegenaktmischung mit einer offsetfreien Modulationsspannung erfolgt bei einer ideal symmetrischen Kennlinie somit eine vollständige Unterdrückung des unkorrelierten Gleichanteils.

In Abbildung 3.9 sind zur Verdeutlichung der grundsätzlichen Zusammenhänge numerische Berechnungen mit einer idealen symmetrischen MSM-Kennlinie ($\Delta = \delta = 0$) mit exemplarischen Werten durchgeführt.

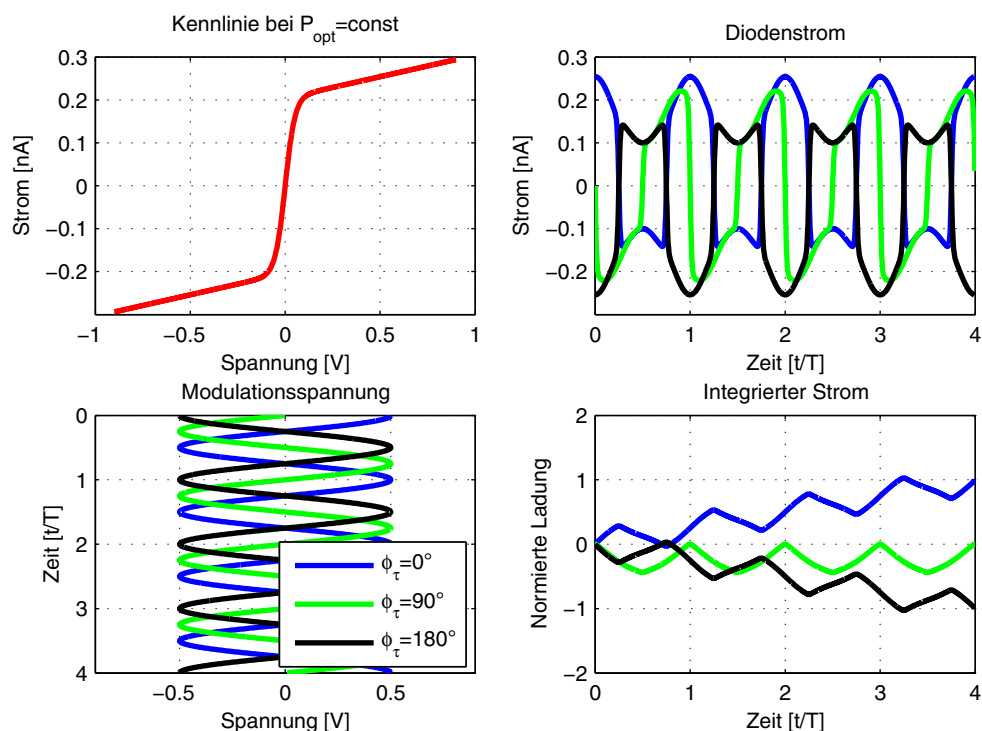


Abbildung 3.9: Numerische Simulation des Misch- und Korrelationsvorgangs mit einer MSM-Struktur *ohne Hintergrundlicht*. Das optische Signal und das elektrische Referenzsignal werden cosinusförmig moduliert. Dargestellt sind drei verschiedenen Phasenlagen des elektrischen Referenzsignals.

Das optische Signal (nicht dargestellt) wurde dabei gemäß Gleichung (3.55) cosinusförmig moduliert wobei die Amplitude $P_1 = P_1^0 = 1nW$ betrug. Das elektrische Referenzsignal wird ebenfalls cosinusförmig moduliert, wobei drei verschiedene Phasenlagen in Bezug auf das optische Signal berücksichtigt werden. Die MSM-Struktur wurde mit spannungsabhängigen Empfindlichkeiten von $R_1 = 1A/WV$ und $R_2 = 0,05A/WV$ modelliert, der Sperrsättigungsstrom der MSM-Struktur wurde mit $j_{ST} = 100pA$ angenommen. Man beachte, dass die zuvor hergeleiteten analytischen Formeln nur für kleine Argumente, also für den Kleinsignalbetrieb gelten. Die hier dargestellten numerischen Berechnungen berücksichtigen jedoch auch das Verhalten bei großen Spannungen (Großsignalverhalten). Im Vergleich zu der vorigen Betrachtung entstehen durch die Mischung an der nichtlinearen Kennlinie im Mischprodukt (Stromverlauf) zusätzliche hochfrequente Anteile. In jedem Fall können an dieser Stelle aber grundsätzliche Tendenzen und Abhängigkeiten hinsichtlich der Symmetrieeigenschaften bzw. der Lage der Korrelationsfunktion mit dem analytischen Formalismus verglichen werden.

In Abbildung 3.9 wird das Gegentaktmischprinzip deutlich, ausgehend von der elektrischen Modulation der Struktur entsteht als Mischprodukt abhängig von der optischen Leistung ein vorzeichenbehafteter Stromfluss mit phasenabhängigem Verlauf. Der Übergang zum Korrelationsergebnis erfolgt durch die Integration des Stroms, wobei man je nach Phasenlage im Mittel unterschiedliche Ladungsmengen akkumuliert. Eine Phasenlage von 0° hat demnach ein positives Integrationsergebnis zur Folge, eine Phasenlage von 180° ein negatives und eine Phasenverschiebung von 90° hat keinen Integrationsbeitrag. Zu beachten ist hierbei auch der zeitliche Verlauf aus dem deutlich wird, dass eine Auswertung des Signals immer nach ganzzahligen Vielfachen einer Periode bzw. 360° durchzuführen ist, da ansonsten fehlerhafte Abtastungen der Amplitudenwerte das Ergebnis verfälschen würden.

3.4.3 Einfluss unkorrelierter Bestrahlung

In Abbildung 3.10 ist nochmals die gleiche numerische Berechnung wie zuvor durchgeführt worden, zusätzlich wurde jedoch ein optischer DC-Offset mit 10-facher Leistung $P_{DC} = 10nW$ berücksichtigt. Es ist deutlich erkennbar, dass sich zwar der Verlauf und der Betrag der Ströme ändern, nicht jedoch das Korrelationsergebnis zu den genannten Abtastwerten. Wie erwartet, hat bei einer idealen Struktur das unkorrelierte Licht – abgesehen von etwaigen zusätzlichen Rauschanteilen – keinen Einfluss.

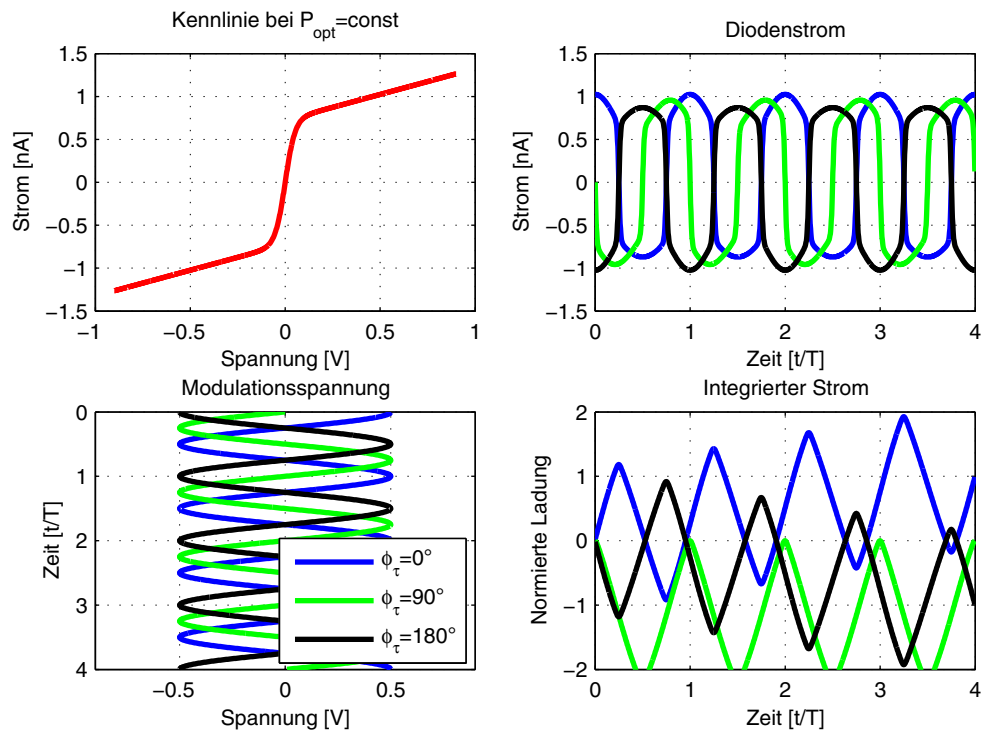


Abbildung 3.10: Numerische Simulation des Misch- und Korrelationsvorgangs mit einer MSM-Struktur mit Hintergrundlicht. Das optische Signal und das elektrische Referenzsignal wurden cosinusförmig moduliert. Dargestellt sind drei verschiedene Phasenlagen des elektrischen Referenzsignals.

Basierend auf der gezeigten Berechnung sind in Abbildung 3.11 die entsprechenden Korrelationsfunktionen dargestellt. Sie wurden bestimmt durch aufeinander folgende Auswertungen der Ladungsmenge zum Abtastzeitpunkt $t = n \cdot T$ bei stufenweiser Verschiebung der Phasenlage um jeweils 1 Grad. Mit dieser Betrachtung lassen sich insbesondere die Einflüsse der Symmetrieparameter auf die Unterdrückung unkorrelierter Anteile verdeutlichen, da bei idealer Ansteuerung ein Offset der Korrelationsfunktion eine nichtideale asymmetrische MSM-Struktur kennzeichnet.

Auf der linken Seite der Abbildung 3.11 ist die Korrelationsfunktion ohne zusätzlichen optischen DC-Offset mit variierten Symmetrieparametern wiedergegeben. Es wird deutlich, dass bei ausschließlich korrelierter Strahlung der Symmetrieparameter δ nur einen geringen Einfluss auf die Lage der Korrelationsfunktion hat. Der Faktor Δ hingegen sorgt für eine deutliche Verschiebung der Korrelationsfunktion zu positiven Werten. Bei entsprechender asymmetrischer Kennlinie würde hierbei die fehlerfreie Auswertung einer solchen Korrelationsfunktion in der Realität durch den endlichen Aussteuerbereich der Ausleseelektronik stark eingeschränkt (siehe Kapitel 4.3.3). Vor allem bei langen Integrationszeiten wird die Korrelationsfunktion immer weiter zu positiven Werten verschoben bis eine Auswertung unmöglich ist. Dieser Zusammen-

hang wird auch durch den ersten Term in Gleichung (3.58) deutlich, auch ohne DC-Beleuchtung hat die resultierende Korrelationsfunktion einen Offset der von der elektrischen Amplitude und dem Sperrsättigungsstrom abhängt.

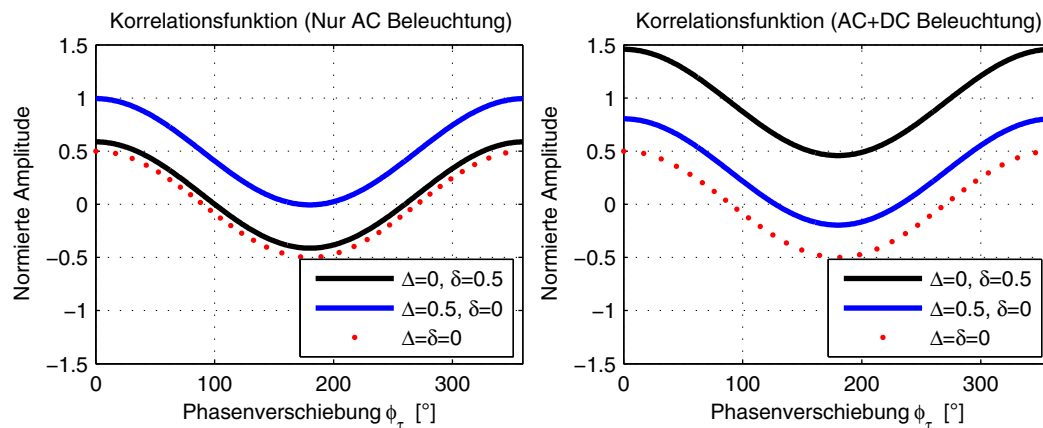


Abbildung 3.11: Numerisch ermittelte Korrelationsfunktionen unter Berücksichtigung der Symmetrieparameter. Links: Nur modulierte Nutzlicht ohne Offset, Rechts: Mit zusätzlichem Offset.

In Verbindung mit Gleichung (3.58) haben grundsätzlich der Faktor δ als auch der Faktor Δ einen signifikanten Einfluss auf die Lage der Korrelationsfunktion. Dies wird in der Simulation in Abbildung 3.11 auf der rechten Seite deutlich, wobei insbesondere der Faktor δ nun für eine signifikante Verschiebung der Korrelationsfunktion sorgt. Die zuvor beobachtete deutliche Verschiebung aufgrund des Faktors Δ wird in der entsprechenden Korrelationsfunktion durch den fünften negativen Term in Gleichung (3.58) wieder teilweise kompensiert, wobei natürlich mit zunehmender DC-Beleuchtung die Auswertung einer stark negativ verschobenen Korrelationsfunktion wiederum durch die Ausleseelektronik begrenzt werden kann. Wie man später sehen wird, kann in der Realität tatsächlich die Dynamik der Ausleseschaltung eine wichtige Größe beim Betrieb eines MSM-PMD im Hinblick auf die Hintergrundlichtunterdrückung bzw. Asymmetrie der Diode sein.

Um den Zusammenhang zwischen Symmetrieparameter und dem maximalen Verhältnis N_{SBI} zwischen Nutzlicht und Hintergrundlicht herzuleiten, wird im Folgenden Gleichung (3.58) in Bezug auf die Ausledynamik unter Berücksichtigung der Nomenklatur aus Abbildung 2.8 diskutiert. Hierzu wird davon ausgegangen, dass der Spitze-Spitze Spannungswert der Korrelationsfunktion $\Delta U_{\max} - \Delta U_{\min}$ die Hälfte des Aussteuerbereichs der Ausleseschaltung beträgt. Die durch Asymmetrie bedingte Verschiebung der Korrelationsfunktion darf dabei nur so viel betragen, dass das Mini-

mum ΔU_{\min} oder Maximum ΔU_{\max} an eine dieser Grenzen stößt. Folglich darf die Verschiebung maximal so groß sein, wie die Amplitude der Korrelationsfunktion hervorgerufen durch das Nutzsignal.

$$\frac{\Delta U_{\max} - \Delta U_{\min}}{2} \geq U_{\text{off}}$$

$$\Downarrow$$

$$4A_2P_1\beta(R_1 + R_2) \geq j_{ST}\beta^3A_2^2\Delta + \dots - 16\Delta R_1(P_1^0 + P_{DC}) \quad (3.59)$$

Durch Berücksichtigung von $P_1^0 + P_{DC} = P_1 + P_{DC} = P_1(1 + N_{SBI})$ kann das maximale Verhältnis von Nutzlicht zu Hintergrundlicht als Funktion der Symmetrieparameter für *kleine* Spannungen (Kleinsignalbetrieb) bestimmt werden.

$$N_{SBI} \leq \frac{4A_2\beta(R_1 + R_2) - \Delta \frac{j_{ST}\beta^3A_2^2}{P_1}}{8R_0\beta + \delta A_2^2\beta^2 2R_2 + \Delta(A_2^2\beta^2 2R_1 - 16R_1)} - 1 \quad (3.60)$$

Die vorigen Überlegungen zeigen, dass man mit dem entwickelten Modell in der Lage ist, grundsätzliche Eigenschaften eines MSM-PMDs hinsichtlich der Korrelationseigenschaften zu beschreiben. Die eingeführten Modell- und Symmetrieparameter können hierbei relativ leicht aus gemessenen Struktur-Kennlinien extrahiert und zu Bewertung verwendet werden. Diese Vorgehensweise wird in Kapitel 4 und 5 verwendet, um basierend auf neu entwickelten MSM-PMDs theoretische und messtechnische Untersuchungen bezüglich des Korrelationsverhaltens gegenüberzustellen.

3.4.4 Rechteckmodulation (Correlated Balanced Sampling)

Wie zuvor gezeigt, wird das Empfangssignal beim Gegentakt-Mischvorgang mit dem elektrischen Modulationssignal multipliziert. Im Falle einer Rechteckmodulation entspricht diese Multiplikation einer Gegentakt-Abtastung (**Correlated Balanced Sampling, CBS**) des optischen Signals. Die folgende Betrachtung verwendet das zuvor entwickelte Modell zur Veranschaulichung dieser Zusammenhänge bei verschiedenen Phasenlagen. Hierzu wird das optische Signal (nicht dargestellt) wieder cosinusförmig mit einer Leistung von $P_1 = P_1^0 = 1nW$ moduliert und mit einem zusätzlichen DC-Offset der Leistung $P_{DC} = 10nW$ versehen.

Die Abtastung dieses Signals durch die Rechteckmodulation wird in Abbildung 3.12 durch den Verlauf der Ströme bei verschiedenen Phasenlagen deutlich. Betrachtet man beispielsweise den Verlauf für 180° Phasenverschiebung, so erkennt man, dass

das optische Signal (AC-Anteil und DC-Offset) bei positiver Spannung nichtinvertiert und entsprechend bei negativer Spannung invertiert abgetastet wird. Da das optische Nutzsignal bei der positiven Abtastung den kleineren Amplitudenwert („negative“ optische Halbwelle) besitzt und bei der negativen den größeren Amplitudenwert („positive“ optische Halbwelle), wird nach Abschluss einer Abtastperiode ein negativer Anteil verbleiben. Folglich ist beim dargestellten Verlauf der integrierten Ströme ein zunehmend negativer Verlauf des Mittelwerts zu erkennen.

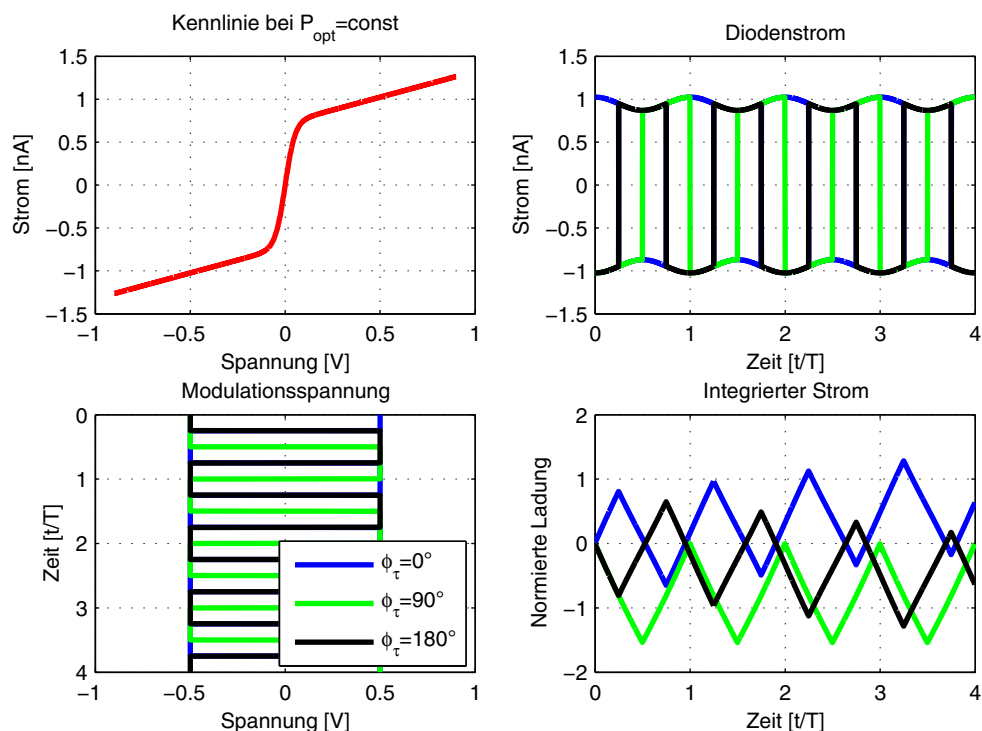


Abbildung 3.12: Verwendung eines rechteckförmigen elektrischen Modulationssignals in Kombination mit einem cosinusförmigen optischen Signal.

Da der DC-Offset sowohl bei positiver als auch negativer Abtastung konstant ist, erfolgt auch hier wieder die inhärente Unterdrückung des vorhandenen Gleichlichtsockels. Unterstreichen sollte man an dieser Stelle nochmals, dass die beschriebene Gengentaktabtastung und CBS auch bei gängigen Fremdmodulationskonzepten (z.B. PG-PMD) durch die Auswertung der Differenzinformation vorliegt. Dort muss die Differenzbildung jedoch mit zusätzlichen externen Komponenten vorgenommen werden; bei den bipolaren SM-Konzepten hingegen handelt es sich um eine inhärente Differenzbildung und somit um ein *inhärentes CBS*.

Da bei späteren Untersuchungen und Messungen sowohl elektrisch als auch optisch rechteckförmig moduliert wird, ist in Abbildung 3.13 der Vollständigkeit halber auch

dieser Betriebszustand modellhaft dargestellt. Erwartungsgemäß ergeben sich auch hier die zuvor erläuterten Zusammenhänge. Lediglich die Amplitude des Korrelationsergebnisses hat sich in Abbildung 3.13 aufgrund der verwendeten Signalformen geändert.

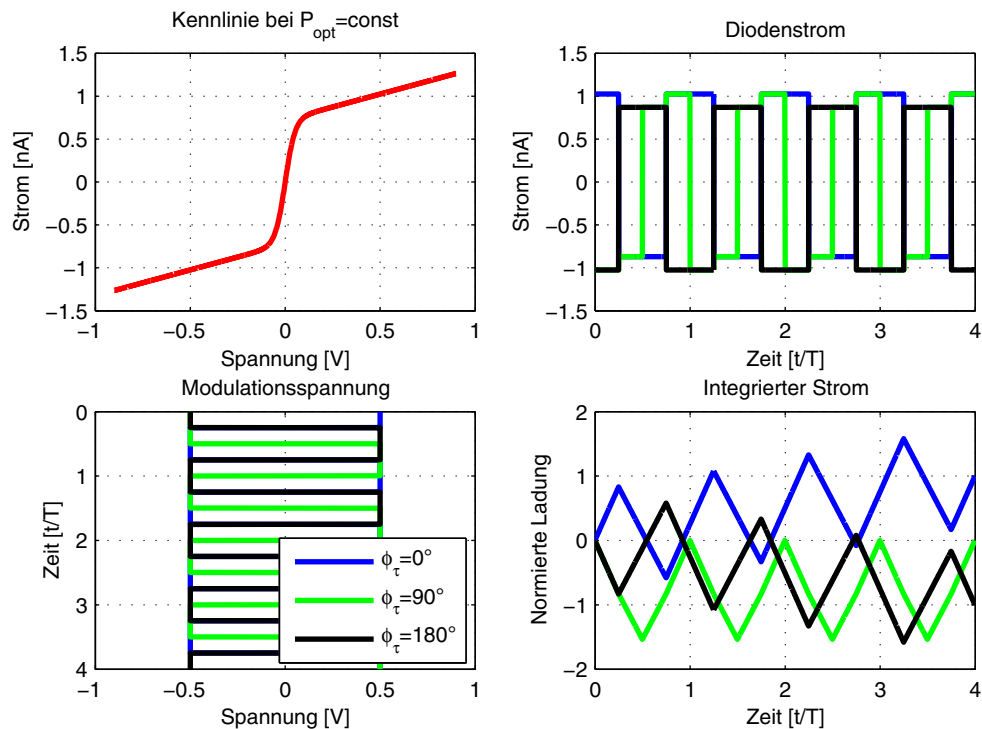


Abbildung 3.13: Verwendung eines rechteckförmigen elektrischen Modulationssignals in Kombination mit einem rechteckförmigen optischen Signal.

Zur Übersicht sind in Abbildung 3.14 auf der linken Seite für beide betrachtete Fälle die Korrelationsergebnisse wiedergegeben. Bei Verwendung der Rechteckmodulation (elektrisch und optisch) ergibt sich wie erwartet eine dreiecksförmige Korrelationsfunktion. Bei Verwendung eines optischen Cosinussignals entsteht eine cosinusförmige Korrelationsfunktion. In beiden Fällen ist bei idealen Rechtecksignalen die Form der Mischerkennlinie nicht relevant, da es sich um eine „digitale“ Abtastung des optischen Signals handelt. Betrachtet man jedoch auf der rechten Seite in Abbildung 3.14 den Verlauf der Korrelationsfunktion bei Verwendung eines cosinusförmigen elektrischen Modulationssignals und eines optischen Rechtecksignals, wird die Form der Korrelationsfunktion durch die PMD-Kennlinie beeinflusst.

Dadurch, dass die Kennlinie einen hyperbolischen Tangens beschreibt und das elektrische Signal den linearen Bereich verlässt (Großsignalbetrieb), erfolgt eine Verzer-

rung mit zusätzlichen hochfrequenten Mischprodukten die im Ergebnis eine Korrelationsfunktion mit dreieckförmigen Verlauf mit leicht abgerundeten Spitzen ergibt.

Steuert man die vorliegende PMD-Struktur jedoch im linearen Bereich an, so ergibt sich auch hier im Ergebnis eine cosinusförmige Korrelationsfunktion. Im „analogen“ Mischprozess hat demnach die Form der ausgesteuerten Kennlinie einen maßgeblichen Einfluss auf den Verlauf der Korrelationsfunktion. Die Kenntnis der Form der resultierenden Korrelationsfunktion ist insbesondere bei der Festlegung der Auswertalgorithmen bzw. die Minimierung der systematischen Fehler (vgl. Kapitel 2.3.1) von Bedeutung.

Ein Beispiel eines PMDs mit einem großen nutzbaren linearen Aussteuerbereich ist in Kapitel 6 beschrieben.

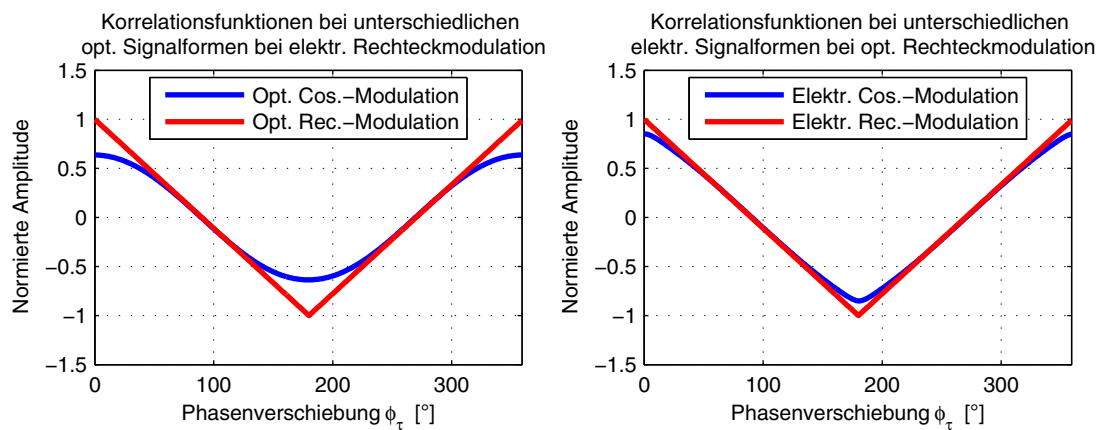


Abbildung 3.14: Links: Verlauf der Korrelationsfunktion bei elektrischer Rechteckmodulation und verschiedenen optischen Signalformen. Rechts: Verlauf der Korrelationsfunktion bei optischer Rechteckmodulation und verschiedenen elektrischen Signalformen.

4 Galliumarsenid MSM-PMD

4.1 Vorbetrachtungen

Silizium ist heutzutage das meistverwendete Halbleitermaterial und der klassische Vertreter eines indirekten Halbleiters; Galliumarsenid hingegen kann der Gruppe der direkten III/V Halbleiter zugeordnet werden. Zur Abgrenzung der beiden Materialien gibt folgende Tabelle wesentliche Parameter im Überblick wieder. Viele dieser Werte hängen von der Temperatur und von der Dotierung des Halbleiters ab, daher gibt diese Aufstellung lediglich typische Werte im Vergleich bei $T=300\text{ K}$ wieder. [Sze81] [Böhm89] [Quay00]

Parameter	Einheit	Silizium	GaAs
Bandlücke W_c	eV	1,12	1,42
Grenzwellenlänge λ_c	nm	ca. 1100 nm	ca. 875 nm
Eindringtiefe d_e @650 nm	μm	ca. 3	ca. 0,7
Eindringtiefe d_e @850 nm	μm	ca. 15	ca. 2
Permittivität ε		11,9	13,1
Minoritätsladungsträgerlebensdauer τ	s	$2,5 \cdot 10^{-3}$	10^{-8}
Beweglichkeit Elektronen μ_n	cm^2/Vs	1500	8500
Beweglichkeit Löcher μ_p	cm^2/Vs	450	400
Minoritäten-Diffusionslänge Elektronen	μm	3100	15
Minoritäten-Diffusionslänge Löcher	μm	1700	3,2
Maximalgeschw. Elektronen v_{max}	cm/s	$1 \cdot 10^7$ <small>$E > 4 \times 10^4 \text{ V/cm}$</small>	$2 \cdot 10^7$ <small>$E = 3 \dots 4 \times 10^3 \text{ V/cm}$</small>
Sättigungsgeschw. Elektronen v_{sat}	cm/s	$1 \cdot 10^7$ <small>$E > 4 \times 10^4 \text{ V/cm}$</small>	$0,7 \cdot 10^7$ <small>$E > 1 \times 10^5 \text{ V/cm}$</small>

Tabelle 4.1: Typische Kenngrößen von Silizium und GaAs bei $T=300\text{ K}$.

Ein wichtiger Parameter bei Betrachtung schneller Bauelemente ist die Lebensdauer der Minoritätsladungsträger. Anhand der gegenübergestellten typischen Werte erkennt man, dass eine wesentliche Eigenschaft des GaAs die geringe Lebensdauer der

Minoritäten ist. Diese ist im Vergleich zu Silizium um etwa 5 Größenordnungen geringer, was sich insbesondere beim transienten Verhalten von Dioden (vgl. Stromabschaltung, -kommutierung [Böhm89]) bemerkbar macht. Eine weitere vorteilhafte Eigenschaft des GaAs im Vergleich zu Silizium, ist die hohe Beweglichkeit der Elektronen. Die Verknüpfung der Ladungsträgerbeweglichkeit mit der Lebensdauer führt zu einem weiteren wichtigen Parameter, der Diffusionslänge. Hiermit wird der im Mittel zurückgelegte Weg der Ladungsträger bezeichnet bevor eine Rekombination stattfindet und somit die Ladungsträger nicht mehr zum Stromtransport zur Verfügung stehen. Auch hier macht sich die geringe Lebensdauer im GaAs positiv bemerkbar. Während im Silizium Diffusionslängen im Bereich von mehreren hundert oder gar tausend μm realistisch sind, so liegen die Diffusionslängen im GaAs in der Regel im Bereich von wenigen μm .

Eine maßgebliche Eigenschaft bei der Entwicklung von Photodetektoren ist die Absorption bzw. die Eindringtiefe des Lichts. Insbesondere bei den relevanten Wellenlängen der folgenden Betrachtungen im nahen Infrarot im Bereich von 850 nm ist die Eindringtiefe im GaAs mit ca. 2 μm gering im Vergleich zu etwa 15 μm im Silizium. Die große Absorption in GaAs ermöglicht daher hohe Photoempfindlichkeiten trotz Verwendung relativ dünner Absorptionsschichten.

In Kapitel 3.3.4 ist der Einfluss des Fingerabstandes auf die Transitzeit und somit auf die Grenzfrequenz beschrieben worden. Die Geschwindigkeit einer MSM-Diode hängt aber nicht nur von der Fingergeometrie, sondern auch von der Dicke der Absorptionsschicht ab. Insbesondere wenn der Fingerabstand kleiner als die Absorptionsschicht wird, dominiert der Diffusionsanteil aus dem Volumen gegenüber dem Anteil der Transitzeit was sich nachteilig auf die Bandbreite auswirkt [Liu94]. Mit GaAs lassen sich mit dünnen Absorptionsschichten daher effiziente und schnelle Photodetektoren realisieren.

MSM-Dioden auf GaAs-Basis werden bereits seit Jahren in verschiedenen Hochfrequenzanwendungen und zur Realisierung schneller Photoempfänger eingesetzt. In diesem Kapitel sollen die Eigenschaften von GaAs MSM-Strukturen bei der Verwendung als MSM-PMD untersucht werden.

4.2 Realisierungsansatz

Ein integriertes SM-PMD Konzept besteht immer aus einem PMD-Sensor und einer angepassten Ansteuerung sowie einem Auslesenetzwerk in Form von Signalverarbeitungselektronik. Grundsätzlich existiert bei Sensoren auf GaAs-Basis die Möglichkeit, Schaltungselektronik zur Auslese unmittelbar neben dem Sensorelement zu integrieren. Vergleicht man jedoch die Möglichkeiten der Schaltungsintegration von GaAs mit üblichen Silizium CMOS-Prozessen, so ist die Auswahl an Bauelementen in GaAs-Technik stark limitiert. Üblicherweise verwendet man auf GaAs spezielle HEMT-Bauteile (**H**igh **E**lectron **M**obility **T**ransistor) für die hochfrequente Signalverarbeitung [Vija05]. Diese ermöglichen zwar in gewissen Grenzen eine wählbare Gestaltung der Ausleseschaltungstechnik, eine komplexe Signalverarbeitung wie man sie aus CMOS-Prozessen kennt, ist mit GaAs jedoch nicht realisierbar bzw. wirtschaftlich nicht sinnvoll.

Wie in Kapitel 2.4.3 erwähnt, wird im Auslesenetzwerk eines SM-PMDs ein niederfrequenter Signalanteil in Form der Korrelationsfunktion verarbeitet, wobei die Anforderungen an die Grenzfrequenz der Ausleseelektronik relativ gering sind (vgl. Kapitel 4.6.3). Bei der Betrachtung von GaAs basierten SM-PMD werden in dieser Arbeit daher ausschließlich Konzepte mit Multichipaufbau betrachtet, d.h. neben dem GaAs-Sensor existiert eine Auslese auf Basis einer kostengünstigen Siliziumtechnologie. Durch die Verwendung von CMOS-Technik hat man darüber hinaus noch die Möglichkeit, weitergehende Signalverarbeitungs-komponenten bis hin zu SoC-Architekturen (**S**ystem **o**n **C**hip) kostengünstig in Sensornähe zu realisieren.

4.3 Singlepixel GaAs MSM-PMD

4.3.1 Einseitiges Modulationsverfahren mit Rechteckmodulation

Die folgende Abbildung zeigt auf der linken Seite eine schaltungstechnische Umsetzung des allgemeinen Modulations- und Ausleseprinzips nach Abbildung 2.5. Hierbei handelt es sich um eine *einseitige Modulation* des PMD, wobei die MSM-Struktur – anders als in Abbildung 2.5 – lediglich an einem Anschluss hochfrequent mit U_{MOD} moduliert wird. Der andere Anschluss wird von der Ausleseelektronik auf konstantem Potential U_{Bias} („virtuelle Masse“) gehalten. Durch die symmetrische Modulation der MSM-Struktur um U_{Bias} erreicht man somit die gewünschte elektrooptische Gegenaktmischung des PMD-Prinzips.

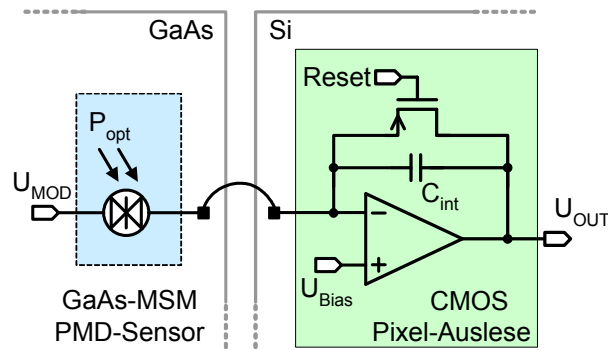


Abbildung 4.1: Umsetzung der einseitigen Modulation. Der Sensor ist auf GaAs-Basis realisiert, die Auswertelektronik mit Silizium CMOS-Technik.

In Abbildung 4.2 ist schematisch die charakteristische Kennlinie einer MSM-Struktur (vgl. Kapitel 3.3.2) dargestellt, wobei der Bezugspunkt der Modulationsspannung U_{Bias} hierbei dem Symmetriepunkt der Übertragungskennlinie entspricht. Die positive und negative Gegentaktmodulationsamplitude ist mit U_{MOD-} und U_{MOD+} gekennzeichnet. Betrachtet man nun eine rechteckförmige Modulation, so erfolgt eine zyklische Umschaltung zwischen diesen beiden Werten, wodurch sich je nach Modulationszustand die Richtung des Stromflusses durch die Struktur ($I+$ bzw. $I-$) ändert. Rechteckmodulation und symmetrisches Verhalten vorausgesetzt, wird die Richtung des Stromflusses von der elektrischen Modulationsspannung festgelegt, der Betrag des Stromes durch den Beleuchtungszustand der MSM-Struktur. Im Wesentlichen kann das Verhalten daher mit einer elektrooptisch gesteuerten bipolaren Stromquelle verglichen werden.

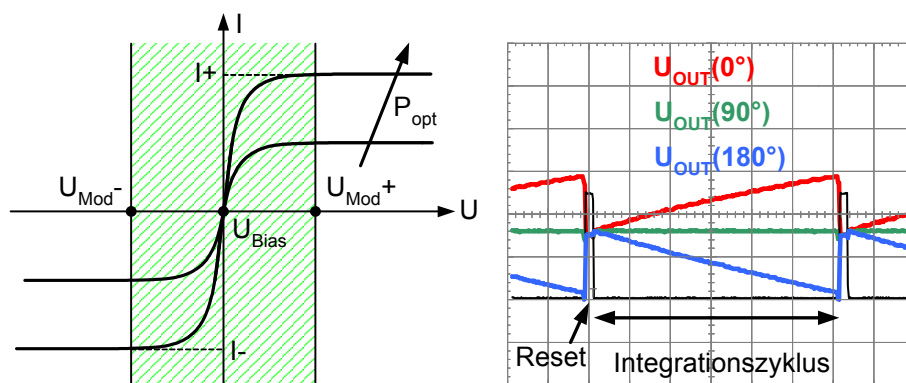


Abbildung 4.2: Links: Schematisch dargestellte Kennlinie einer MSM-Struktur. Rechts: Gemessene Integrationsspannungen bei drei verschiedenen Phasenlagen.

Die Verwendung von Rechteckmodulation hat im Vergleich zur Cosinusmodulation Vorteile bei der Realisierung der Ansteuersignalelektronik. Da es sich um ein digitales Signal mit nur zwei Zuständen handelt, kann bei Signalgeneration und Auswahl von

Treiberkonzepten auf die Verwendung schneller Logikkomponenten und Leistungsschalter zurückgegriffen werden [Richt06]. Die dargestellte einseitige Modulation bietet außerdem Vorteile bei der Chipintegration, da auf die Verwendung zusätzlicher Koppelnetzwerke verzichtet werden kann. Die Tatsache, dass im Vergleich zur *zweiseitigen* Modulation (siehe Kapitel 6) nur ein Ausleseweig realisiert werden muss, ermöglicht darüber hinaus die platzsparende Umsetzung mit CMOS-Schaltungstechnik. Die Verwendung der zweiseitigen Modulation und Auslese würde zwar grundsätzlich den Vorteil eines *durch die Schaltungstechnik* zweifach verstärkten Signalhubs beim Differenz-Ausgangssignal bieten, da jedoch die hochintegrierte Sensorimplementierung im Vordergrund stand, wurde bewusst die Verwendung der einseitigen Modulation bei MSM-Strukturen in dieser Arbeit vorgezogen.

Der fließende Strom wird in der vorliegenden Realisierungsform durch eine aktive OP-Integratorschaltung ausgewertet und über die Kapazität C_{int} in eine Spannung umgesetzt. Zu Beginn eines Integrationszyklus wird hierzu die Kapazität über einen Resetschalter entladen, wobei der Resetlevel am Ausgang idealerweise der Spannung U_{Bias} entspricht. Zur Veranschaulichung der in Kapitel 3.4 hergeleiteten Zusammenhänge sind in Abbildung 4.2 für drei verschiedene Phasenlagen zwischen optischen und elektrischen Signal beispielhaft die gemessenen Integrationsspannungen während des Integrationszyklus ausgehend vom anfänglichen Reset für einige tausend Modulationsperioden dargestellt. Abhängig von der Phasenlage erhält man erwartungsgemäß unterschiedliche Integrationsverläufe die den beschriebenen theoretischen Zusammenhängen entsprechen.

4.3.2 Pixelstrukturen

Die Entwicklung von GaAs MSM-Strukturen wurde in den 90er Jahren getrieben durch die Verwendung als schnelle Photodetektoren im Bereich der optischen Kommunikationstechnik. Im Vordergrund der Entwicklung standen im Wesentlichen die Photoempfindlichkeit und die erreichbaren Bandbreite [Tous95]. Der Dunkelstrom der Strukturen hingegen spielte in der Regel jedoch nur eine untergeordnete Rolle.

Zwar stellt beim MSM-PMD der Dunkelstrom einen selbstkompensierenden unkorrelierten Anteil dar, jedoch hat die Höhe des Dunkelstroms natürlich Einfluss auf die Rauschperformance des Sensors gemäß Kapitel 2.6.2. Außerdem hat ein großer Dunkelstrom in Verbindung mit einer Strukturasymmetrie gemäß Gleichung (3.58) einen Einfluss auf die Verschiebung der Korrelationsfunktion. Dementsprechend sollte

ein MSM-PMD neben einer hohen Photoempfindlichkeit und einer hohen Bandbreiten auch einen möglichst kleinen Dunkelstrom aufweisen. Kleine Dunkelströme bei Schottkykontakten erfordern jedoch spezielle Prozessführungen und Optimierungen im Schichtaufbau [Wohl96], was die Verfügbarkeit gewünschter Strukturen stark einschränkt. In der folgenden Tabelle sind zum Vergleich Strukturen aufgelistet, die einen Überblick über am Markt verfügbare GaAs MSM-Strukturen mit geringem Dunkelstrom zum Zeitpunkt dieser Arbeit geben. Die Liste hat keinen Anspruch auf Vollständigkeit, sondern soll vielmehr die grundsätzlichen Eigenschaften verschiedener Strukturen widerspiegeln. Bei allen betrachteten Strukturen handelt es sich um Dioden, die mit verschachtelten Fingerstrukturen realisiert wurden (Abbildung 3.3).

Typ	Quelle	Strukturgröße	R@850 nm@U [A/W]	I_{dunkel} @U
1	[Giga01]	220 μm Rund	0,4 @5 V	250 pA
2	[Hurm02]	80 μm Rund	0,3 @3 V	600 pA
3	[Ham03]	200 μm quadr.	0,3 @7 V	100 pA
4	[Shen00] Typ A	240 μm quadr.	0,25 @1 V	120 pA

Tabelle 4.2: Übersicht der am Markt verfügbaren GaAs MSM-Strukturen.

Aus der Übersicht wird deutlich, dass der Dunkelstrom der erhältlichen Dioden in Verbindung mit der Betriebsspannung durchaus sehr unterschiedlich sein kann. Hinzu kommt noch die Geometrie der Diode, die, in Verbindung mit der erreichbaren Bandbreite, oftmals für unterschiedliche Anwendungen (z.B. Messtechnik oder optische Datenübertragung) optimiert ist. Einen geringen Dunkelstrom bei gleichzeitig hoher Photoempfindlichkeit hat die Diode des Typs 1; außerdem ist dieser Diodentyp in einer Vielzahl von Größen und Variationen erhältlich, der Schwerpunkt der folgenden Untersuchungen liegt daher auf diesem Diodentyp. Vergleichende Messungen wurden außerdem an Dioden des Typs 2 und 3 durchgeführt.

Bei Betrachtung des Dunkelstroms sollte man zusätzlich berücksichtigen, dass dieser stark temperaturabhängig ist, wobei man von einer Verdopplung etwa alle 8-10 K ausgehen kann [Kodak05]. Abbildung 4.3 zeigt daher den gemessenen Verlauf des Dunkelstroms über der Temperatur einer Diode des Typs 1 mit 300 μm Durchmesser mit 1 V Sperrspannung. Eingezeichnet ist außerdem eine Fitgerade die einer Verdopplung des Dunkelstroms bei einer Temperaturerhöhung um 8,5 K entspricht, wobei sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der theoretischen Erwartung und den Messwerten zeigt. Wie in Kapitel 7 gezeigt wird, ist die Höhe des Dunkel-

stroms ein wesentlicher Faktor bei der Auswahl der PMD-Elemente insbesondere bei Applikationen mit großem gefordertem Temperaturbereich.

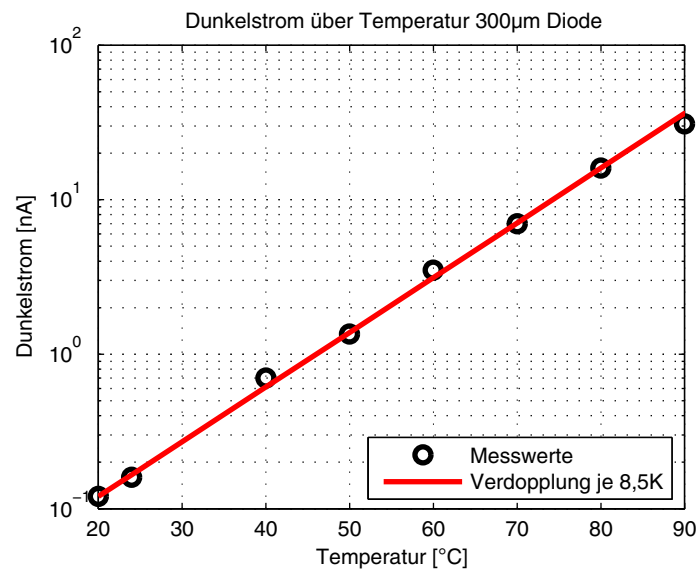


Abbildung 4.3: Dunkelstrom einer 300 μm Diode (Typ 1) in Abhängigkeit der Temperatur bei $U=1$ V. Außer den Messwerten ist eine Fitgerade eingezeichnet, die einer Verdopplung des Dunkelstroms alle 8,5 K entspricht.

4.3.3 Diskussion der realen Kennlinie

Wie in Kapitel 3.3.2 hergeleitet, kann die Übertragungskennlinie einer MSM-Diode analytisch beschrieben werden. Die Parameter Δ und δ kennzeichnen hierbei gemäß Gleichung (3.28) und (3.29) die Symmetrie der Übertragungskennlinie.

Bei Untersuchungen im Hinblick auf eine Verwendung als Gegentakt MSM-PMD in Kapitel 3.4 wurde deutlich, dass die Lage der entstehenden Korrelationsfunktion durch beide Faktoren unterschiedlich beeinflusst wird. Bei vorhandenem Gleichlichtanteil war der Faktor δ besonders dominant, während die Verschiebung der Korrelationsfunktion durch Δ bei vorhandenem Gleichanteil teilweise wieder gegenläufig kompensiert werden konnte. Interessant ist nun die Fragestellung, in welcher Größenordnung die Symmetrieparameter bei realen Strukturen liegen und welchen Einfluss diese Größen theoretisch auf die Lage der Korrelationsfunktion und die inhärente Unterdrückung von Gleichanteilen haben. Die theoretische Beschreibung der Übertragungskennlinie nach Gleichung (3.36) wird daher im Folgenden benutzt, um die gemessene Kennlinie einer MSM-Struktur (Typ 1) durch einen entsprechenden Fit anzupassen. Verwendet wird hierzu ein Least-Square-Algorithmus der die tanh-

Funktion mit minimaler Abweichung den Messdaten angleicht und die jeweiligen Modellparameter bestimmt.

In Abbildung 4.4 ist eine solche Auswertung exemplarisch durchgeführt worden, wobei sich die in der Grafik angegebenen Werte ergeben. Die ermittelten Symmetrieparameter liegen deutlich unter den beispielhaft angenommenen Werten in Kapitel 3.4 was grundsätzlich auf bessere Eigenschaften im Hinblick auf eine Hintergrundlichtunterdrückung schließen lässt.

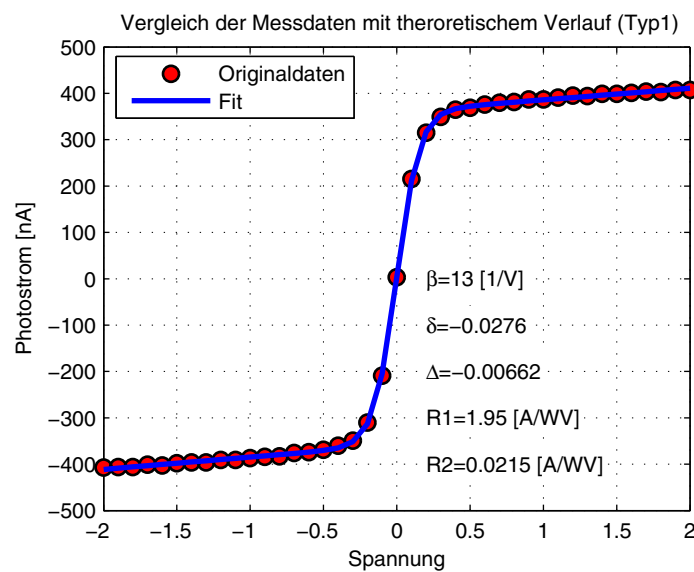


Abbildung 4.4: Analyse der Kennlinie einer $300\ \mu\text{m}$ Struktur (Typ 1) im Hinblick auf den theoretischen Kennlinienverlauf. Die Messung wurde mit einer optischen Leistung von $1200\ \text{nW}$ durchgeführt.

Um die Fähigkeit dieser realen Diode im Hinblick auf die Unterdrückungseigenschaften theoretisch zu untersuchen, werden die ermittelten Werte einer numerischen Simulation mit einer optischen Leistung von $P_1 = 1\ \text{nW}$ und einem DC-Offset von $P_{DC} = 1\ \mu\text{W}$ zugrunde gelegt. Der messtechnisch ermittelte Sperrsättigungsstrom der Struktur wurde hierbei mit $j_{ST} = 100\ \text{pA}$ berücksichtigt.

Simuliert wurden 1000 Perioden des Modulationssignals mit drei verschiedenen Phasenlagen zwischen optischem und elektrischem Signal. Dargestellt ist in Abbildung 4.5 der Verlauf der Modulationsspannung, des Stroms und der kumulierten Ladung bei der letzten Modulationsperiode. Deutlich erkennbar ist eine Verschiebung aller Integrationsergebnisse zu negativen Spannungen, d.h. die resultierende Korrelationsfunktion hat aufgrund der Diodenasymmetrie einen negativen Offset.

In Abbildung 4.6 ist außerdem die simulierte Korrelationsfunktion der Diode im Vergleich zum idealen Verlauf mit $\Delta = \delta = 0$ und Cosinusmodulation dargestellt. In Kapitel 3.4 wurde erläutert, dass die Auswertung der Korrelationsfunktion in der Realität tatsächlich durch den unerwünschten Offset, hervorgerufen durch die Asymmetrie, limitiert wird. In der vorliegenden Simulation wurde daher zur Verdeutlichung wiederum von einer Korrelationsfunktion ausgegangen, welche die Hälfte des gesamten Aussteuerbereichs nutzt. Die maximal zulässige Verschiebung ohne dass eine Limitierung einsetzt, entspricht daher der Amplitude der Korrelationsfunktion. In der Simulation wird deutlich, dass mit der gegebenen Symmetrie der Diode bei den genannten Randbedingungen theoretisch ein Hintergrundlichtanteil unterdrückt werden kann der mehr als die 1000-fache Leistung des Nutzsignals hat. Anzumerken ist an dieser Stelle, dass es sich bei der untersuchten Struktur um eine beispielhafte Diode handelt. Symmetrie-Untersuchungen an anderen Dioden zeigen teilweise eine geringere Symmetrie, andere hingegen eine weitaus bessere.

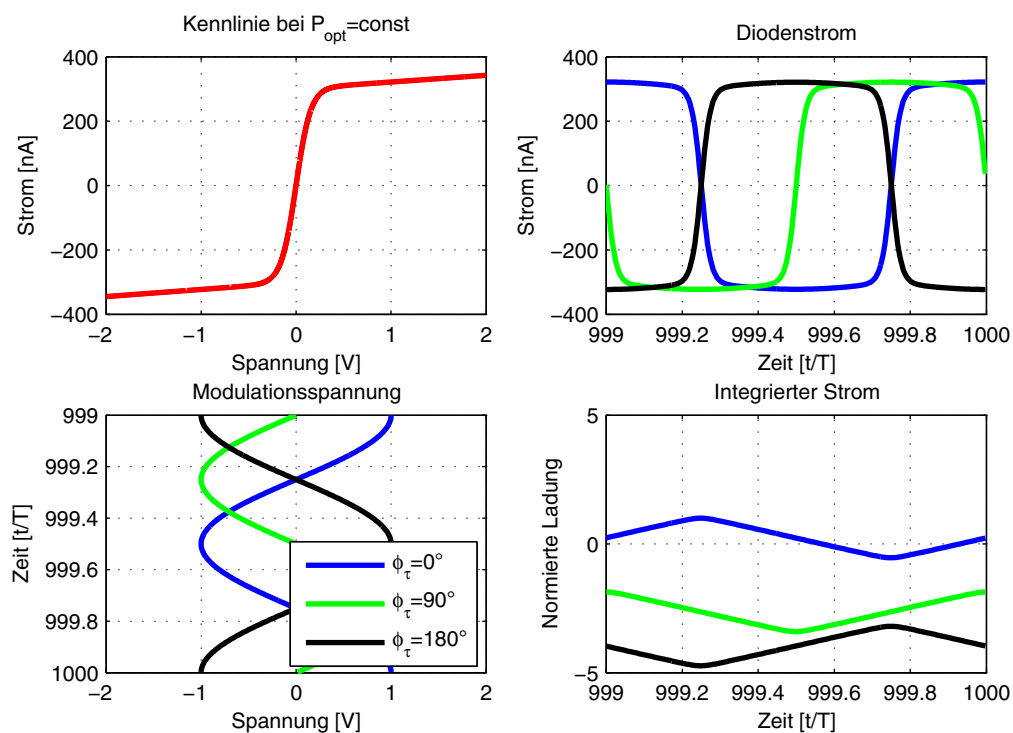


Abbildung 4.5: Darstellung des Misch- und Korrelationsergebnisses einer realen Diode.

Darüber hinaus können in der Realität weitere Faktoren existieren, die die Unterdrückungseigenschaften beeinflussen und limitieren können. Als Beispiel seien Signalverzerrungen beim elektrischen oder optischen Signal genannt, die Einfluss auf die Form und Lage der Korrelationsfunktion haben können. Tatsächlich zeigen aber Messun-

gen im weiteren Verlauf der Arbeit, dass eine Hintergrundlichtunterdrückung im genannten Bereich ohne schaltungstechnischen Mehraufwand durchaus realisierbar ist.

Grundsätzlich kann man mit verschachtelten Fingerstrukturen bereits ein hohes Maß an Symmetrie erreichen. Neben Materialinhomogenitäten können bei der Herstellung aber auch lithografische Toleranzen, wie z.B. Maskenversatz zu Asymmetrien im Device führen. Um diese Toleranzen zu minimieren, sind alternative Fingergeometrien denkbar. Strukturen mit kreisförmigen bzw. schneckenförmigen Elektroden wurden ebenfalls realisiert, konnten aber vor Abschluss dieser Arbeit nicht mehr näher untersucht werden.

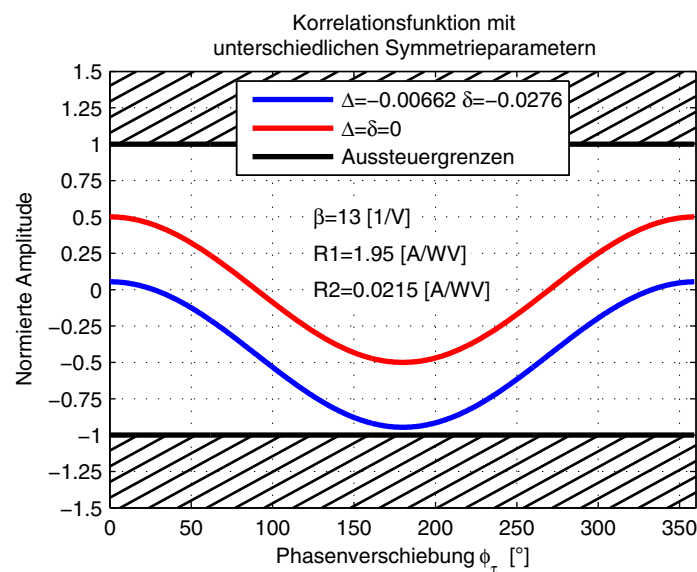


Abbildung 4.6: Simulierte Korrelationsfunktion einer realen Diode mit Aussteuergrenzen. Die vorhandene Asymmetrie führt zu einem Offset.

Weiterhin kann der tatsächlich verwendbare Dynamikbereich noch durch schaltungstechnische Maßnahmen erweitert werden. Bislang wurde immer von einem linearen Übertragungsverhalten des Sensors und fester Integrationszeit mit entsprechenden Limitierungen ausgegangen. Durch die Verwendung von nichtlinearen Übertragungskennlinien lässt sich die Sensordynamik aber um ein Vielfaches steigern. An dieser Stelle sind logarithmische oder stückweise lineare Kennlinien mit unterschiedlichen Steigungen zu nennen. Darüber hinaus kann durch eine adaptive Integrationszeit oder durch Mehrfachabtastung der vorhandene Dynamikbereich ohne begrenzende Effekte optimal ausgenutzt werden. Konzepte zu Dynamiksteigerung von Bildsensoren sind in der Literatur umfassend beschrieben. Einen guten Überblick hierzu bietet [Schrey00], [Gamma02] und [Braid05].

4.4 Charakterisierung durch Direktbestrahlung

4.4.1 Beschreibung des Messaufbaus

Folgende Abbildung zeigt das Blockschaltbild der verwendeten Messtechnik mit der die PMD-Strukturen im Rahmen dieser Arbeit analysiert wurden. Das PMD-Element wird hierbei direkt von den Sendeelementen bestrahlt; dies hat im Gegensatz zu der Bestrahlung mit reflektiertem Licht den Vorteil, dass Intensität und die Phasenlage völlig unabhängig voneinander eingestellt werden können.

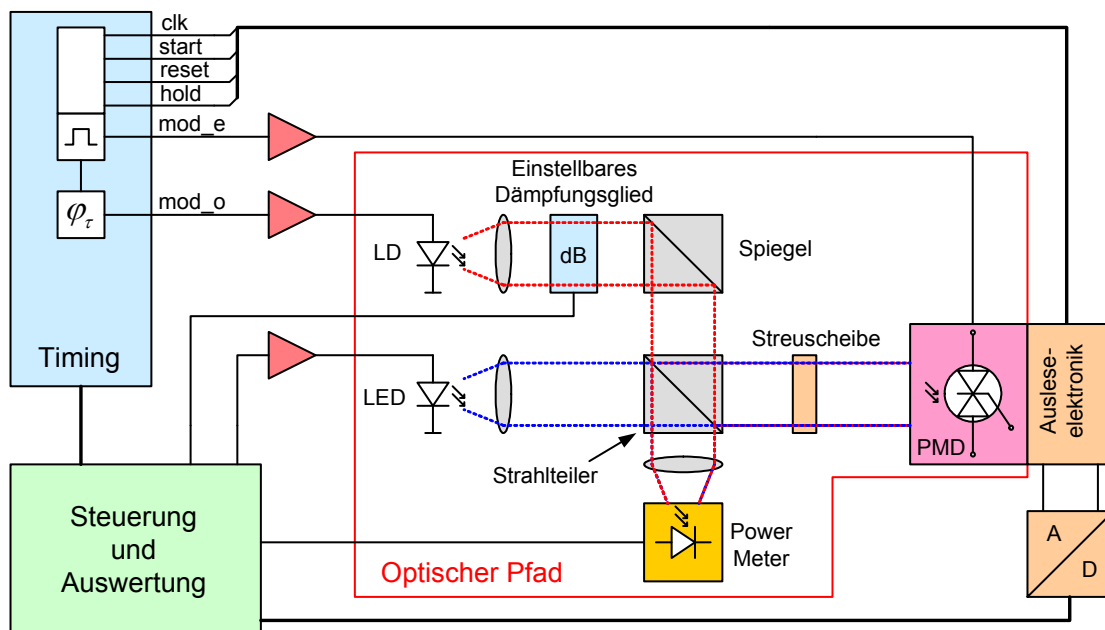


Abbildung 4.7: Blockschaltbild der Messumgebung mit optischer Direktbestrahlung.

Eine wesentliche Forderung an die Messtechnik ist die hochgenaue Generierung von phasenstarr gekoppelten Signalen sowohl zur Modulation als auch zur Steuerung. Im vorliegenden Fall werden alle Signale vom elektrischen Modulationssignal abgeleitet bzw. haben eine definierten Bezug hierzu, was vor dem Hintergrund der in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Randbedingungen und Forderungen unerlässlich ist.

Das elektrische Modulationssignal (mod_e) wird in Abhängigkeit der zu untersuchenden PMD-Struktur über entsprechende Leistungstreiber an das PMD-Element herangeführt. Das Signal zur optischen Modulation (mod_o) kann in Bezug dazu um einen einstellbaren Phasenwinkel $\varphi_\tau \sim \tau$ verschoben werden, um Stützwerte der Korrelationsfunktion ermitteln zu können. Als optische Sendeelemente werden vorwiegend Laserdioden verwendet, die sich durch hohe Bandbreiten und schmale Emis-

onsspektren auszeichnen. Die hiervon abgestrahlte Lichtleistung wird am Anfang des optischen Pfades mit einer Linse in einen parallelen Strahlengang umgesetzt. Die notwendige Einstellung der Lichtleistung erfolgt dabei bewusst nicht über den Strom des Sendeelementes, da sich hierdurch auch grundsätzliche Eigenschaften des optischen Signals wie Modenverteilung und Phasenlage ändern und somit das Messergebnis verfälschen könnten. Darüber hinaus ist der benötigte Dynamikbereich über eine Einstellung des Stromes nur sehr bedingt und mit großem Aufwand hinreichend genau und reproduzierbar möglich. Zur Beeinflussung der Leistung werden daher einstellbare optische Dämpfungsglieder verwendet, welche sich hinter der Linse befinden und einen Leistungsbereich über mehr als 5 Dekaden ermöglichen.

Zur Untersuchung der Fremdlichteinflüsse ist in der Messumgebung zusätzlich ein zweiter optischer Pfad mit einer LED-DC-Beleuchtung realisiert worden, wobei hier die Vorgabe der Leistung über einstellbare Stromquellen erfolgen kann. Sowohl das korrelierte Nutz- als auch das unkorrelierte Hintergrundlicht werden über einen Strahlteilerwürfel zusammengeführt, der zugleich einen Anteil des Lichts zur Leistungsmessung mit einem Power-Meter auskoppelt. Insbesondere bei großflächigen Multipixel-Sensoren muss die Homogenität der Lichtleistung über den gesamten lichtempfindlichen Bereich sichergestellt sein; hierzu befindet sich hinter dem Strahlteiler zusätzlich eine hinreichend großflächige Streuscheibe.

Sowohl das Integrationszeitfenster als auch die Auslese des Sensors wird von der Steuereinheit vorgegeben, wobei stets die Synchronität zum elektrischen Modulationssignal sichergestellt wird. Nach Abschluss eines Integrationszyklus werden die analogen Abtastwerte des Sensors ausgelesen, über einen 14 Bit A/D Wandler digitalisiert, und schließlich der Auswerteeinheit zur Weiterverarbeitung und Phasenberechnung übergeben.

4.4.2 Ermittlung der Korrelationsfunktion

Zur Bewertung der Misch- und Korrelationsperformance der PMD-Strukturen wird die Korrelationsfunktion zwischen dem elektrischem Referenzsignal (`mod_e`) und dem optischen Signal aufgenommen. Durch Vorgabe fester Phasenbeziehungen zwischen dem elektrischen und dem abgestrahlten optischen Signal können bei der Messung nahezu beliebige Stützstellen der Korrelationsfunktion ermittelt werden. Diese Stützstellen werden nach Gleichung (2.14) dazu benutzt, um die absolute Phasenlage zu bestimmen und bei mehreren aufeinander folgenden Messungen Aus-

gen über die Messgenauigkeit machen zu können. Bei hinreichend vielen Abtastwerten kann darüber hinaus ein Teil der Korrelationsfunktion nachgebildet und mit dem erwarteten Ergebnis verglichen werden.

4.5 Messungen an GaAs MSM-PMD Einzelpixelstrukturen

Um zunächst den messtechnischen Nachweis des beschriebenen MSM-PMD Funktionsprinzips zu erbringen, werden im vorliegenden Abschnitt beispielhafte Korrelationsfunktionen verschiedener GaAs MSM-Strukturen ermittelt. Hierzu wird die Phasenlage zwischen dem optischen Sendesignal und dem elektrischen Referenzsignal bei jeder Messung um 2° verschoben. Durch die fein abgestufte Aufnahme der Korrelationsfunktion kann das Minimum und Maximum zuverlässig bestimmt werden, was zur Berechnung der Demodulationsempfindlichkeit herangezogen werden kann. Außerdem gestattet die Amplitude und Form der Korrelationsfunktion bereits qualitative Aussagen zum Mischverhalten der Struktur.

In Abbildung 4.8 sind Korrelationsfunktionen mit verschiedenen Lichtleistungen dargestellt. Ermittelt wurden Sie mit der beschriebenen Messumgebung bei einer Modulationsfrequenz von 10 MHz mit einer $300\ \mu\text{m}$ Diode des Typs 1 (Tabelle 4.2). Die virtuelle Masse des Integrators lag auf einer Spannung von 0 V welche idealerweise dem Resetlevel entspricht. Aufgenommen wurden die Kurven mit Rechteckmodulation mit einer elektrischen Modulationsspannung von $U_{Mod} = \pm 2,5\text{ V}$ symmetrisch um die Spannung U_0 . Diese Spannung wurde bei jedem Lichtverhältnis so gewählt, dass sich eine symmetrische Aussteuerung um den Resetlevel ergab. Gegenübergestellt sind jeweils 2 Lichtleistungen (Lichtleistung bezogen auf die gesamte Pixelfläche) mit angepasster Integrationszeit damit die Amplitude der Korrelationsfunktion direkt verglichen werden kann.

Die Messwerte und der dreiecksförmige Verlauf der Korrelationsfunktion stimmen sehr gut mit der theoretischen Erwartung überein. Auf der linken Seite erkennt man, dass bei kleiner Lichtleistung die Amplitude der Korrelationsfunktion etwas geringer ausfällt als bei der größeren Lichtleistung. Dies kann auf eine leicht nichtlineare Photoempfindlichkeit über der Lichtleistung oder auf Toleranzen beim Einstellen der Lichtleistung zurückgeführt werden. Durch die beschriebene geringfügige Anpassung der Spannung U_0 im Bereich von einigen mV bei unterschiedlichen Lichtleistungen kann man schlussfolgern, dass die Kennliniensymmetrie dieser Struktur ebenfalls leicht von der Lichtleistung abhängt.

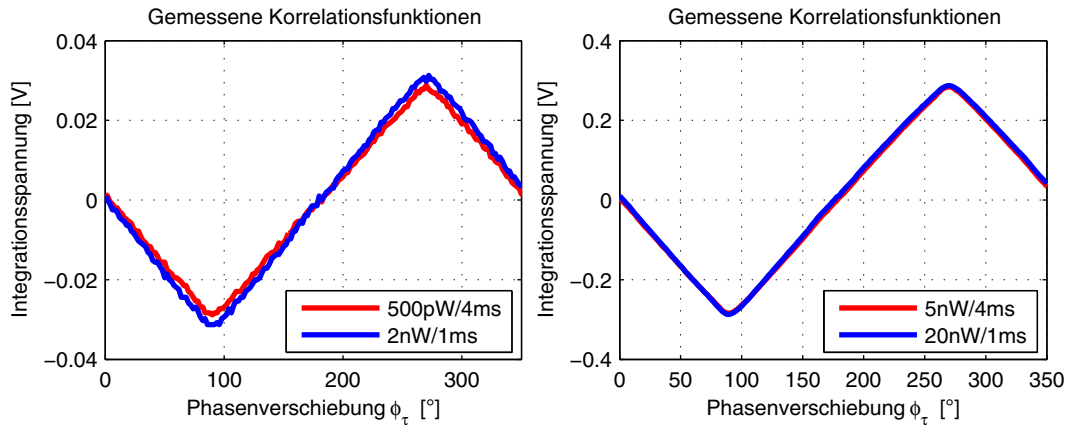


Abbildung 4.8: Gemessene Korrelationsfunktionen mit verschiedenen Lichtleistungen und Integrationszeiten. Die Integrationskapazität betrug 20 pF , die Spannung $U_{\text{Mod}} = \pm 2,5 \text{ V}$.

Mit Hilfe der Messungen kann für die gegebene Struktur die Demodulationsempfindlichkeit (Kapitel 2.5.3) aus der Amplitude der Korrelationsfunktion bestimmt werden. Für die vorliegende Struktur ergibt sich bei $P_{\text{opt}} = 5 \text{ nW} @ 650 \text{ nm}$

$$D = \frac{(\Delta U_{\text{max}} - \Delta U_{\text{min}}) \cdot C_{\text{int}}}{2 \cdot t_{\text{int}} \cdot P_{\text{opt}}} = \frac{0,57 \text{ V} \cdot 20 \cdot 10^{-12} \text{ pF}}{2 \cdot 4 \text{ ms} \cdot 5 \text{ nW}} = 0,29 \text{ A/W} \quad (4.1)$$

Dieser Wert stimmt sehr gut mit der ermittelten Photoempfindlichkeit der Struktur bei 650 nm unter Berücksichtigung der angelegten Spannung überein. Interpretiert man dieses Ergebnis mit der in Kapitel 2.5.1 aufgeführten Definition des Kontrasts, so entspricht dies einer vollständigen Trennung aller photogenerierten Ladungsträger, also dem Kontrastwert 1. Wie man im weiteren Verlauf dieser Arbeit sehen wird, zeichnet sich das MSM-PMD Prinzip im Allgemeinen durch sehr hohe Demodulationsempfindlichkeiten und hohe Signalausbeute bei hoher Bandbreite aus.

4.5.1 Unterdrückung unkorrelierter Anteile

Ein weiterer Vorteil dieses Prinzips ist die erwähnte inhärente Unterdrückung von unkorrelierten Signalanteilen. Um diese Eigenschaft zu verdeutlichen, werden Messungen mit zusätzlich unkorreliertem DC-Hintergrundlicht gleicher Wellenlänge durchgeführt. Abbildung 4.9 zeigt beispielhafte Untersuchungen, welche an der zuvor genannten Diode durchgeführt wurden. Bei den Messungen ist die Spannung U_0 für die Messung ohne Hintergrundlicht eingestellt und anschließend bei allen Hintergrundlichtleistungen konstant gehalten worden.

Auf der linken Seite dargestellt sind die aufgenommenen Korrelationskurven, auf der rechten Seite die symmetrisch zum Nullpunkt verschobenen Kurven. Durch den Off-

set bei geänderten Hintergrundleistungen wird erwartungsgemäß eine leichte Asymmetrie der Struktur deutlich. Ebenso erkennt man auf der rechten Seite eine leichte Variation der Demodulationsempfindlichkeit bzw. der Photoempfindlichkeit in Abhängigkeit der Gesamtlichtleistung. Die dargestellten Ergebnisse lassen zunächst vermuten, dass mit zunehmender Lichtleistung die Empfindlichkeit abnimmt. Vergleichsmessungen an anderen Strukturen (hier nicht dargestellt) zeigen jedoch, dass die Empfindlichkeit bei Zunahme der Lichtleistung nicht zwangsläufig abnimmt, sondern der Betrag und das Vorzeichen der Änderung durchaus variieren können. Im Allgemeinen kann bei optoelektronischen Mischern je nach Ausführungsform von einer leichten Abhängigkeit der Mischeffizienz von der Lichtleistung ausgegangen werden. Ähnliche Effekte sind beispielsweise in [Ali03] und [Shen00] beschrieben.

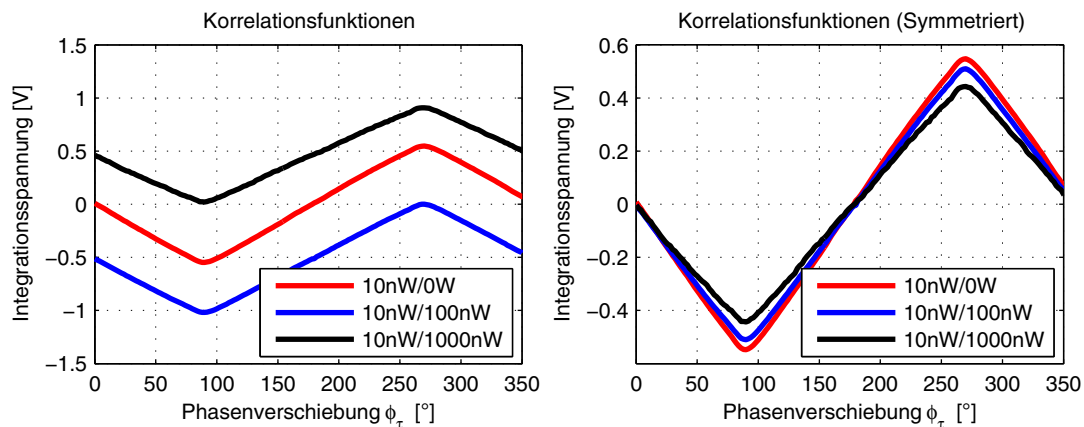


Abbildung 4.9: Messung von Korrelationsfunktionen bei verschiedenen Hintergrundlichtanteilen. Der korrelierte Signalanteil beträgt konstant 10 nW. Das Hintergrundlicht wurde bis zum 100-fach höheren Signalanteil variiert. Die Integrationszeit betrug konstant 4 ms, die Integrationskapazität 20 pF.

Die berechnete Demodulationsempfindlichkeit beträgt bei der vorliegenden Einzelstruktur im Bereich der betrachteten Leistungen $D = 0,22 \dots 0,29 \text{ A/W}$. Andere Muster der Diodentypen Nr. 2 und 3 (siehe Tabelle 4.2) wurden ebenfalls hinsichtlich ihrer Demodulationseigenschaften untersucht. Diese wiesen keine signifikanten Unterschiede im Symmetrieverhalten und bei der leistungsabhängigen Photoempfindlichkeit auf. Die gemessenen Demodulationsempfindlichkeiten lagen bei der Diode Typ 2 (verwendet wurde eine 300 μm Diode vergleichbarer Bauart) im Bereich von $D = 0,28 \dots 0,32 \text{ A/W}$ allerdings musste hierfür die Modulationsspannung auf $U_{Mod} = \pm 4 \text{ V}$ erhöht werden. Die Demodulationsempfindlichkeit der Diode des Typs 3 lag bei $D = 0,22 \dots 0,26 \text{ A/W}$ bei weiterer Erhöhung der Modulationsspannung auf $U_{Mod} = \pm 5 \text{ V}$

4.5.2 Messgenauigkeit

Wesentlich beim Einsatz als Korrelationsempfänger ist die Eigenschaft des Sensors die Signallaufzeit bzw. die Phasenverschiebung genau und mit geringer Abweichung zu erfassen. Hierzu wird im Folgenden diese Eigenschaft des Diodentyps Nr. 1 näher betrachtet. Durchgeführt wird die Untersuchung wieder mit einer Modulationsfrequenz von 10 MHz, mit abgestuften Pixel-Lichtleistungen gemäß Tabelle 4.3. Bei jeder Signalleistung wird nacheinander eine andere Hintergrundleistung eingestellt und eine Messreihe bestehend aus 100 aufeinander folgenden Messungen mit jeweils 4 Abtastungen der Korrelationsfunktionen durchgeführt wird. Somit ergeben sich 99 verschiedene Signal-/ Hintergrundlichtkombinationen. Jede Messung wird mit dem 4-Phasen-Algorithmus ausgewertet und die Phase nach Gleichung (2.12) bestimmt. Aus den 100 Messungen werden jeweils die mittlere gemessene Phase und die resultierende Standardabweichung bestimmt.

Signalleistung auf Pixel	Hintergrundleistung auf Pixel
50 pW	0
100 pW	100 pW
200 pW	1 nW
500 pW	10 nW
1 nW	20 nW
2 nW	50 nW
5 nW	100 nW
10 nW	200 nW
20 nW	500 nW
	1 μ W
	2 μ W

Tabelle 4.3: Übersicht der Lichtleistungen zur Bestimmung der Messperformance. Die angegebenen Leistungen beziehen sich auf die jeweils untersuchte Gesamtpixelfläche.

In Abbildung 4.10 ist die auf diese Weise ermittelte Standardabweichung σ_φ in Grad in Abhängigkeit der Nutz- und Hintergrundlichtleistung grafisch dargestellt. Zur besseren Übersichtlichkeit ist die Standardabweichung sowohl farblich kodiert als auch in Zahlenwerten angegeben. Als Obergrenze der Abweichung wird eine Standardabweichung von $\sigma_\varphi = 4,9^\circ$ vorgegeben, dies entspricht bei einer Modulationsfrequenz von $f_{\text{mod}} = 10 \text{ MHz}$ einer Entfernungsabweichung (Standardabweichung) von $\sigma_z = 20 \text{ cm}$.

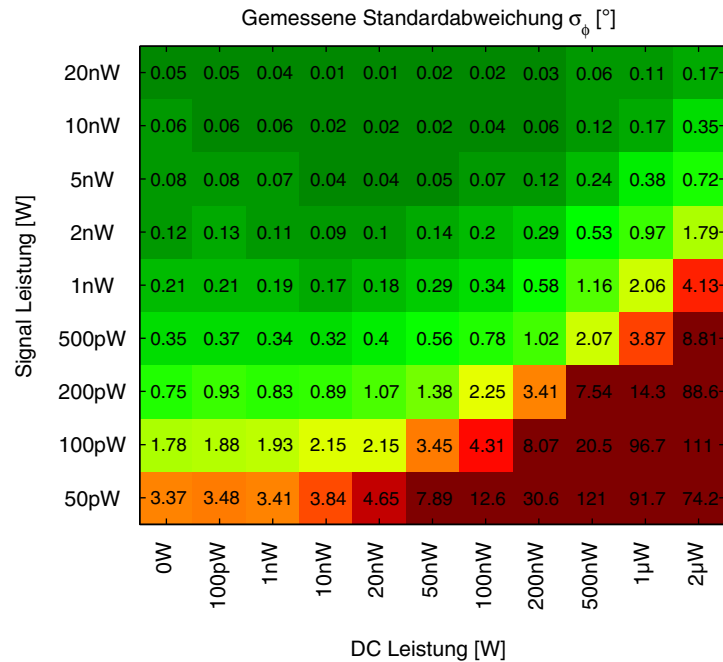


Abbildung 4.10: Messungen an einer Diode des Typ 1 mit 6.5 ms Integrationszeit und 20 pF Integrationskapazität bei verschiedenen Lichtleistungsverhältnissen.

Erwartungsgemäß ist bei kleinen Nutzleistungen die Standardabweichung am größten. Bei Verdopplung der Nutzleistung würde man aufgrund des Photonen-Schrotrauschens des Nutzlichtes eine Abnahme der Standardabweichung um den Faktor $\sqrt{2}$ erwarten (vgl. Gleichung (2.20)). Der Zusammenhang ist aber nahezu linear; dies bedeutet, dass das Schrotrauschen bei kleinen Lichtleistungen nicht die limitierende Größe darstellt. Vielmehr sind offensichtlich andere lichtleistungsunabhängige Rauschquellen dominant, so dass eine Verdopplung der Nutzleistung in einer Halbierung der Standardabweichung resultiert. Als dominante Rauschquelle kommt in diesem Fall das Rauschen des Gesamtsystems in Frage. Um diesen Zusammenhang zu verifizieren, sind in Abbildung 4.11 theoretische Berechnungen auf Basis der Gleichung (2.23) unter Berücksichtigung der in der Messumgebung vorliegenden Direktbestrahlung nach folgender Gleichung durchgeführt worden.

$$\sigma_\phi = \frac{1}{\sqrt{N_{phase}}} \cdot \frac{1}{SNR} \sqrt{1 + \frac{2}{K_D^2}} \cdot \frac{360^\circ}{2\pi} \quad \text{für } N_{phase} \geq 3 \quad (4.2)$$

Die Berechnungen wurden mit den Parametern der Messumgebung bei Raumtemperatur durchgeführt. Das unvermeidbare Systemrauschen der Messumgebung wurde mit $N_{sys} = 275 \mu V$, die Integrationszeit mit $t_{int} = 6,5 ms$ und die Integrationskapazität mit $C_{int} = 20 pF$ berücksichtigt. Der messtechnische ermittelte Dunkelstrom der Dio-

de beträgt bei der verwendeten Spannung $I_{\text{dunkel}} = 150 \text{ pA}$, die mittlere Demodulationsempfindlichkeit $D = K_D \cdot R = 0,25 \text{ A/W}$.

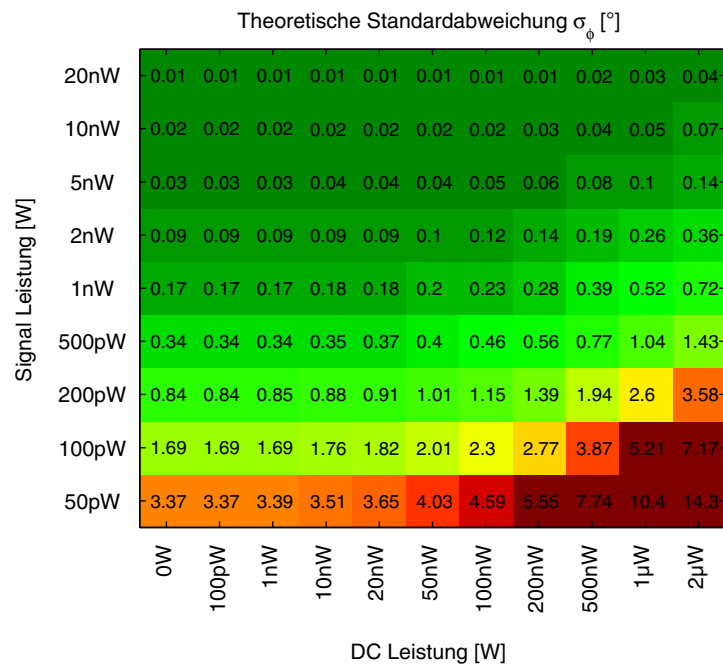


Abbildung 4.11: Theoretische Standardabweichung der gezeigten Einzeldiode. Das Systemrauschen wurde mit $275 \text{ } \mu\text{V}$ berücksichtigt.

Auch bei der theoretischen Berechnung ist bei kleinen Leistungen ein linearer Zusammenhang zwischen Zunahme der Nutzleistung und Verringerung der Standardabweichung erkennbar, was den Einfluss des Systemrauschens bestätigt. Erst bei größeren Nutzleistungen und dominanten Photonen-Schrotrauschen geht der lineare Zusammenhang allmählich in eine wurzelförmige Abhängigkeit über. Bei der theoretischen Berechnung sollte man darüber hinaus bedenken, dass keinerlei Effekte durch einen begrenzten Aussteuerbereich berücksichtigt werden, sondern dass Ergebnis unterliegt nur Einflüssen der Rauschprozesse.

Auffällig ist bei den Messwerten, dass in manchen Bereichen bei Steigerung des Hintergrundlichts bei konstantem Nutzlicht ein Bereich verbesserter Standardabweichung existiert, bzw. dass das Messergebnis ohne Hintergrundlicht schlechter als die theoretische Vorhersage ist. Eine mögliche Erklärung hierfür ist wiederum die zuvor festgestellte leichte Abhängigkeit der Demodulationsempfindlichkeit von der Lichtleistung bei der vorliegenden Struktur. Generell liegt aber im mittleren Leistungsbe-
reich eine sehr gute Übereinstimmung der Messwerte mit den theoretischen Berech-

nungen vor. Lediglich bei höheren Hintergrundlichtleistungen kommt es bei der vorliegenden Struktur zu gesteigerten Standardabweichungen.

Insbesondere im Hinblick auf die Fähigkeit unkorrelierte Hintergrundanteile zu unterdrücken, wird an dieser Stelle einer der Hauptvorteile des MSM-PMD-Ansatzes deutlich. Die vorliegenden Messungen belegen, dass abhängig von der geforderten Genauigkeit ein mehr als tausendfach höherer Hintergrundanteil *ohne Mehraufwand* kompensiert werden kann. In anderen Worten, der nutzbare Aussteuerbereich der Ausleseschaltung ist trotz Hintergrundlicht in weiten Grenzen ausschließlich vom korrelierten Signal nutzbar, wobei die Messgenauigkeit lediglich von Rauschanteilen beeinflusst wird.

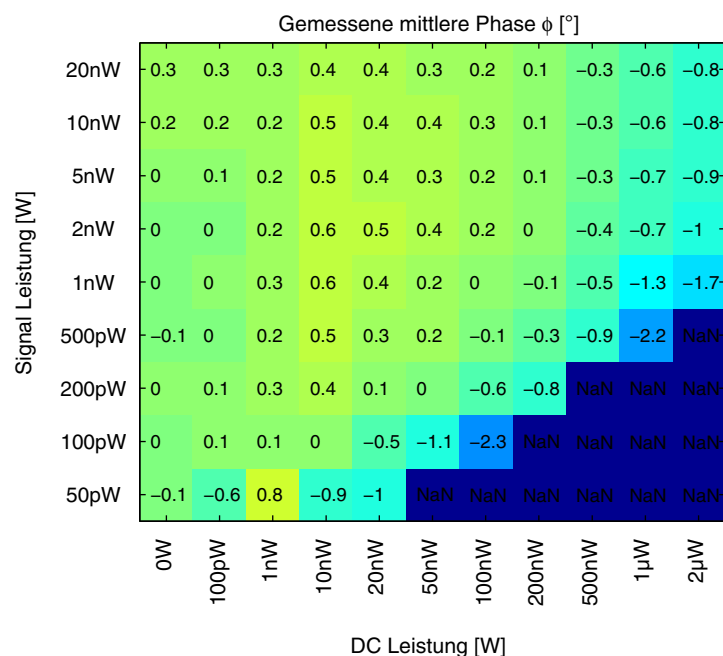


Abbildung 4.12: Gemessene mittlere Phase der betrachteten Diode bei Variation von Nutz- und Hintergrundlichtleistung.

Ein weiteres wichtiges Kriterium bei der Bewertung des PMD ist die gemessene mittlere Phase in Abhängigkeit der Lichtleistungen. Abbildung 4.12 dient zum einen zur Bewertung eines etwaigen intensitätsabhängigen Phasenfehlers, zum anderen auch zur Vermeidung von Fehlinterpretationen der gemessenen Standardabweichung. Diese Betrachtung ist wichtig für den Fall, dass aufgrund von Asymmetrien alle Abtastwerte einer Korrelationsfunktion außerhalb des gültigen Aussteuerbereichs der Schaltungstechnik und somit konstant an den Aussteuergrößen liegen, wobei die Standardabweichung einen sehr niedrigen Wert ergeben würde. Der aus den Abtastwerten rechnerisch ermittelte „Phasenwert“ wäre daher keineswegs sinnvoll und

zu einer Entfernungsmessung natürlich nicht zu verwenden. Alleine aus diesen praktischen Gesichtspunkten ist parallel zur Bewertung der Standardabweichung auch die Betrachtung der gemessenen Phasen wichtig.

Betrachtet man den Bereich der Gesamtleistung (Signal- und Hintergrundanteil) auf dem Sensor, so wird deutlich, dass die vorliegende Struktur über einen weiten Bereich von über 4 Dekaden der Lichtleistung einen sehr geringen Fehler hinsichtlich der gemessenen Phase aufweist. Hierbei sollte man bedenken, dass die Auswertung lediglich mit 4 Abtastwerten durchgeführt wurde und dass keinerlei Korrekturen hinsichtlich einer etwaigen Verformung der Korrelationsfunktion (z.B. Verformung durch teilweise Begrenzung durch den limitierten Aussteuerbereich) vorgenommen wurden. Betrachtet man den Fall für reines Nutzlicht so liegt die Abweichung der ermittelten mittleren Phase für einen Bereich über annähernd 3 Dekaden unterhalb 0,5 Grad.

Diese Ergebnisse belegen, dass mit MSM-PMDs über einen sehr großen Lichtleistungsbereich hochgenaue Phasenmessungen auch unter Fremdlichteinfluss möglich sind.

4.6 Neuartige Multipixelstrukturen auf GaAs MSM-Basis

Basierend auf den Ergebnissen der Einzelpixeluntersuchungen entstanden im Verlauf dieser Arbeit verschiedene Multipixelsensoren auf GaAs-Basis. Ziel war es, die im Einzelpixel nachgewiesene Funktionalität und Leistungsfähigkeit erstmals auf einen MSM-PMD-Sensor zu übertragen, der für eine 3D-Kamera-Applikation verwendet werden kann.

Während bei den zuvor durchgeführten Untersuchungen an Einzelpixeln zunächst handelsübliche Standardkomponenten verwendet werden konnten, musste für eine Multipixelrealisierung sowohl der GaAs-Sensor als auch die Ausleseelektronik für die Applikation entwickelt und realisiert werden.

4.6.1 Architektur

Der beschriebene Nachteil, dass auf GaAs-Basis nur sehr bedingt und kostenintensiv applikationsspezifische Elektronik realisiert werden kann, machte für diese Aufgabenstellung eine Multichiprealisierung mit GaAs-Sensor und Siliziumauslese zwingend erforderlich. Die Architektur des neuen Sensors ist in Abbildung 4.13 dargestellt; die

aus der Applikation geforderte Auflösung des Sensors beträgt hierbei 24(H) x 6(V) Sensorelemente. Wie auf der Abbildung zu erkennen, haben alle Pixel einen gemeinsamen Modulationsanschluss, der zweite Anschluss eines jeden Pixels wird auf die pixelindividuelle Ausleseelektronik geführt. Soweit entspricht der Aufbau der in Abbildung 4.1 dargestellten Realisierungsform der einseitigen Modulation.

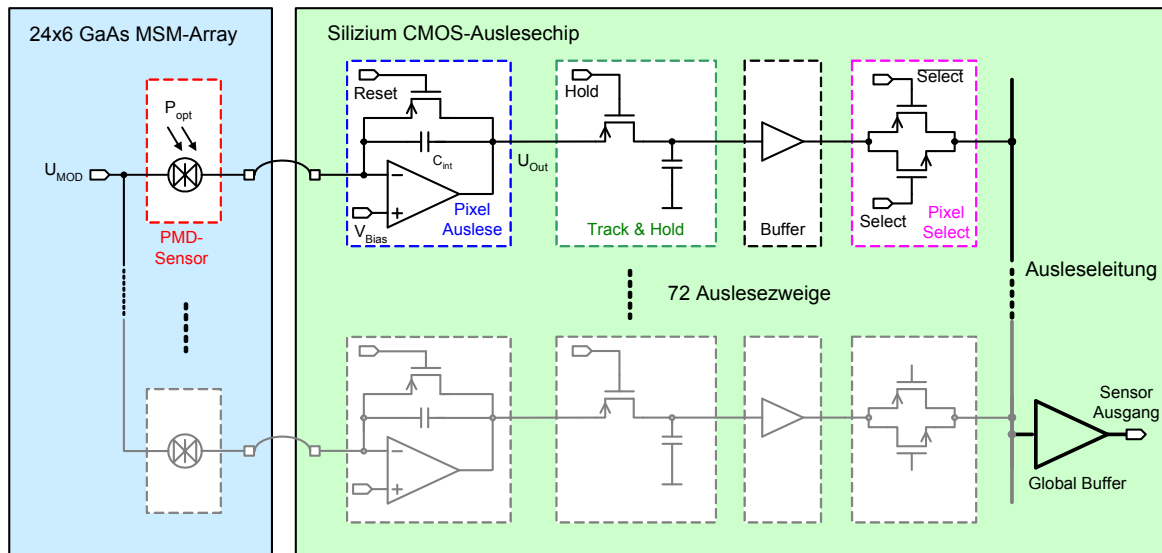


Abbildung 4.13: Architektur einer Bildhälfte des 24x6 3D-Sensors. Der Aufbau basiert auf einem Multichipmodul bestehend aus einem GaAs-PMD Array und einer siliziumbasierten Auslese.

Die Auslese aller Pixelspannungen des Sensors soll nach einem Integrationszeitfenster sequentiell und pixelweise erfolgen, d.h. nach Beendigung des Integrationszyklus werden die Pixel nacheinander ausgelesen. Um für alle Pixel gleiche Integrationszeiten ausgehend von einem gemeinsamen Rücksetzen zu gewährleisten, müssen nach beendeter Integrationszeit die Werte aller Pixel gleichzeitig zwischengespeichert werden. Die zu diesem Zweck eingeführte Track-and-Hold Stufe ermöglicht dies, indem während der Integration die Track-Kapazität über den durchgeschalteten Holdtransistor auf den Ausgangswert der Pixelauslese geladen wird. Am Ende der Integration wird für alle Pixel der analoge Wert in der jeweiligen Holdkapazität durch globales Deaktivieren des Holdtransistors zwischengespeichert. Bei der anschließend beginnenden Auslese wird dieser Wert nacheinander über Schalter auf die gemeinsame Ausleseleitung geschaltet und über einen Ausgangsbuffer an die periphere Elektronik weitergegeben. Da auf dem GaAs-Chip keinerlei Multiplexing der Diodenausgänge möglich ist, muss jeder der 144 Pixelausgänge separat auf den Siliziumchip geführt werden. Aus Gründen einer optimierten Leitungsführung wurde eine Aufteilung des Sensors in 2 Bildhälften angestrebt, wobei die Ausgänge von jeweils 72 Pixel auf die

Ober- und Unterseite des Chip geführt wurden. Weiterhin ergibt sich hierdurch auch ein Geschwindigkeitsvorteil bei der Pixelrate des Sensors. Durch die parallele Verarbeitung beider Bildhälften kann die Verarbeitungsgeschwindigkeit bei Verwendung zweier Analog-Digital-Wandler verdoppelt werden.

4.6.2 Sensoraufbau

Der Sensor soll in einer Applikation mit einer 2/3" Optik mit den Öffnungswinkel (Vollwinkel) von $56^\circ(\text{H}) \times 15^\circ(\text{V})$ eingesetzt werden, hieraus ergibt sich ein Sensorformat im Verhältnis 4:1, was mit dem Auflösungsverhältnis übereinstimmt. Als Sensorpixel wird eine modifizierte Diode basierend auf den zuvor untersuchten Strukturen des Typs Nr. 1 eingesetzt. Beibehalten wurde sowohl die Fingergeometrie, also Fingerbreite und -abstand, als auch der Diodendurchmesser von $300\ \mu\text{m}$. Um Freiräume für die notwendigen Verdrahtungen zu haben, wurde der Diodenpitch mit $400\ \mu\text{m} \times 400\ \mu\text{m}$ gewählt, so dass eine gesamte Sensorgröße von $9600\ \mu\text{m}(\text{H}) \times 2400\ \mu\text{m}(\text{V})$ resultiert.

In Abbildung 4.14 ist eine Mikroskopaufnahme des entwickelten 24×6 GaAs MSM-PMD Array zu sehen. Die gemeinsame Modulationszuführung liegt in der Mitte zwischen der oberen und unteren Bildhälfte und wird auf der linken und rechten (nicht dargestellt) Seite des Chips von jeweils 3 Bondpads kontaktiert. Man erkennt, dass die Modulationszuführung relativ breit ausgelegt ist, um über dem gesamten Array eine niederohmige HF-Verbindung zu gewährleisten. Außerdem ist diese Zuführung aus mehreren Lagen dickschichtigen Metalls ausgeführt, so dass der ohmsche Widerstand der horizontalen Modulationsleitung nur $R < 5\ \Omega$ beträgt.

Für eine grobe Abschätzung des RC-Verhaltens des Gesamtsensors aufgrund des Zuleitungswiderstandes und der angeschlossenen Diodenkapazitäten kann man Gleichung (3.52) verwenden, um die Kapazität der verwendeten MSM-Strukturen ($w = 0,7\ \mu\text{m}$ und $s = 4\ \mu\text{m}$) zu bestimmen. Es ergibt sich mit $K(k) = 1,57$ und $K(k') = 4,49$ in guter Übereinstimmung mit den Herstellerangaben eine Diodenkapazität von $C_d = 600\ \text{fF}$. Betrachtet man den Zuleitungswiderstand und die Gesamtheit aller Diodenelemente als konzentrierte Elemente, so ergibt sich überschlägig eine Zeitkonstante von $\tau_{RC} = R \cdot 144 \cdot C_d = 430\ \text{ps}$. Für die extrinsische Grenzfrequenz ergibt sich somit nach Gleichung (3.45) eine Frequenz von etwa $f_{RC} = 370\ \text{MHz}$. Berücksichtigen sollte man hierbei, dass bei dieser Berechnung lediglich der Zuleitungswider-

stand als einzige Komponente berücksichtigt wurde; Treiber- und sonstige Widerstände bleiben unberücksichtigt.

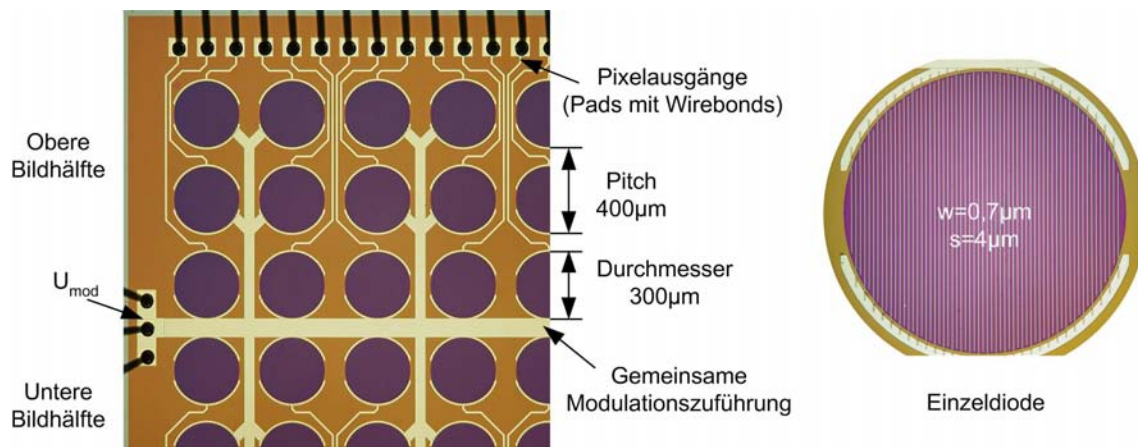


Abbildung 4.14: Ausschnitt des 24x6 GaAs MSM-PMD Array. Nach oben und unten werden jeweils 72 Pixel auf die Ausleseelektronik geführt.

4.6.3 Ausleseelektronik

Die dem Sensor nachgeschaltete Ausleseelektronik hat die Aufgabe den fließenden Strom über mehrere Modulationsperioden zu integrieren und das Integrationsergebnis in Form einer Ausgangsspannung zu Verfügung zu stellen. Dieses Prinzip der *Stromauslese* hat den Vorteil, dass das Ausgangspotential der MSM-Struktur konstant gehalten wird und die Integrationskapazität in weiten Grenzen unabhängig von der Strukturkapazität gewählt werden kann. Anders als bei der *Spannungsauslese* [Ring02], wird der fließende Strom somit nur durch die externe Kapazität in eine proportionale Spannung umgewandelt.

Schlüsselkomponente der Ausleseelektronik ist der in Abbildung 4.13 dargestellte Operationsverstärker der mit einem Kondensator zurückgekoppelt wird und somit als aktiver OP-Integrator verschaltet ist. Am Ausgang des OPs gilt somit folgender Zusammenhang für den korrelierten Stromanteil i_k .

$$U_{Out}(t_{int}) = -\frac{1}{C_{int}} \int_0^{t_{int}} i_k(t) dt \quad (4.3)$$

Für jedes Pixel muss auf dem Auslesechip ein eigener Auslese-Integrator vorgesehen werden, um ein gleichzeitiges Auswerten aller Pixel zu ermöglichen. Dieser Tatsache muss bei der Auswahl und der Konzeption der pixelweisen Elektronik insofern Rechnung getragen werden, dass Platz- und Leistungsbedarf möglichst gering sind. Für

das zu realisierende Sensorkonzept wurde daher ein zweistufiger Miller OTA (Operational Transconductance Amplifier) gemäß Abbildung 4.15 gewählt.

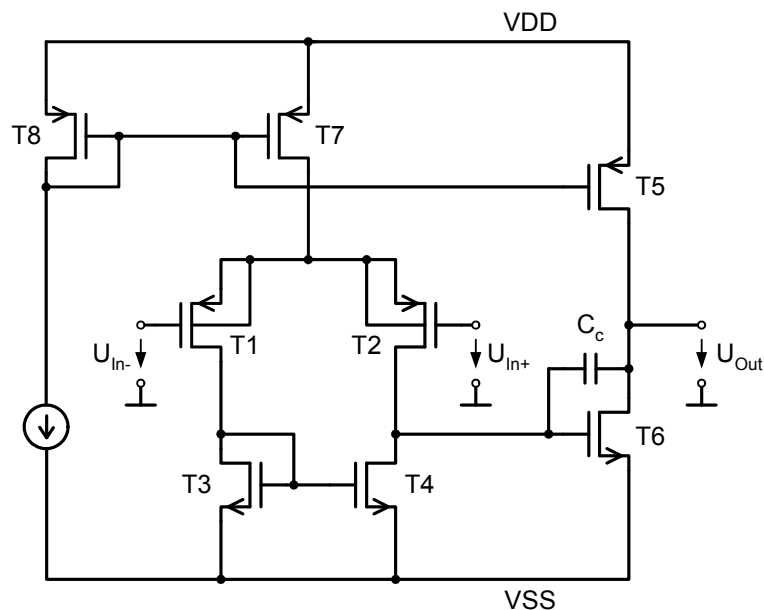


Abbildung 4.15: Im Sensor verwendeter Miller OTA zur Verwendung als OP-Integrator. T1 und T2 bilden die PMOS Eingangsstufe, die aktive Last besteht aus den Transistoren T3 und T4. Der Transistor T7 bildet mit T8 einen Stromspiegel und stellt die Konstantstromquelle der Differenzstufe dar. Die Ausgangsstufe besteht aus einem Inverter bestehend aus T5 und T6. Die Kapazität C_c dient der Frequenzgangkompensation zur Einhaltung der Stabilitätskriterien. Die extern angeschaltete Integrationskapazität C_{int} ist nicht dargestellt.

Ausschlaggebend für die Wahl des Miller OTA ist seine universelle Verwendbarkeit als Grundbaustein in einer Vielzahl von OP-Konzepten, wobei er entsprechend den Anforderungen leicht erweitert und ergänzt werden kann. Darüber hinaus ist sein Aufbau relativ platzsparend möglich. Die dargestellte Inverter-Ausgangsstufe bietet zudem den Vorteil eines großen Aussteuerbereiches aufgrund der Rail-to-Rail Eigenschaften bei kapazitiven Lasten.

Bei der Auslegung des OTA spielt das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBW) eine entscheidende Rolle. Entsprechende Untersuchungen und Messungen [Sina05] ergaben, dass die Bandbreite des OTA wesentlich kleiner sein sollte als die verwendete Modulationsfrequenz um hochfrequente Störungen am Ausgang zu minimieren. Gleichzeitig sollten die Open-loop-Verstärkung und die slew rate hinreichend hoch sein, um etwaige Ausgleichsvorgänge, zum Beispiel nach Deaktivierung des Reset, schnell abzuschließen und um die Stabilität der „virtuellen Masse“ zu gewährleisten.

Tabelle 4.4 gibt einen Überblick über die wichtigsten Kenndaten des realisierten OTAs. Die ausschließlich kapazitive Last des OTA wird durch die angeschlossene Track-/Holdkapazität gebildet. Sie ist gleichzeitig die maximal mögliche Last und muss bei der Auslegung der Slew-Rate und bei Bestimmung der Stabilitätskriterien berücksichtigt werden.

Parameter	Typ. Wert
Betriebsspannung	5 V
Stromaufnahme	50 μ A
GBW	1,4 MHz
AOL	108 dB
Phasenrand (bei $C_L=2$ pF)	76°
Slew-Rate	2 V/ μ s

Tabelle 4.4: Kenndaten des verwendeten Miller OTA.

Um den entstehenden Schalteroffset durch Taktdurchgriff des Holdsignals und Ladungsinjektion aus dem leitenden Kanal nach Abschalten des Holdtransistors zu minimieren, ist die Track-and-Hold Stufe mit Transmissionsgates, sowie zusätzlichen Dummy-Transistoren zur Ladungskompensation (nicht dargestellt) realisiert. Die Selektion der Pixel wird über ein Schieberegister bestehend aus 72 Flipflops realisiert. Zu Beginn der Auslese wird dem Schieberegister von außen ein kurzer Startimpuls übergeben der mit der Auslesetaktrate sequentiell durchgeschoben wird. Am Ausgang eines jeden Flipflops befindet sich der Select-Anschluss der einzelnen Pixel (Abbildung 4.13). Bei Selektion eines Pixels über die Transmissionsgates sorgt ein der Track-and-Hold Stufe nachgeschalteter PMOS-Sourcefolger für das notwendige schnelle Umladen der gemeinsamen Ausleseleitung auf den jeweils gehaltenen Pixelwert. Die Verwendung eines PMOS-Sourcefolgers hat im verwendeten Prozess Vorteile, da PMOS-Transistoren in unterschiedlichen n-Wannen mit unabhängigen Wannepotentialen realisiert werden können. Hierdurch kann bei PMOS-Transistoren der Body-Substrat-Effekt vermieden werden, indem das Bulkpotential (bzw. Wannepotential) dem Sourcepotential entspricht. Dadurch lässt sich die Verstärkung des Sourcefolgers von etwa 0,7 auf nahezu 1 erhöhen.

Der nachgeschaltete globale Buffer übernimmt die Funktion eines Padtreibers und gleichzeitig eines Levelshifters um die Ausgangspegel der Pixel auf einen Ausgangsspannungsbereich von 0 bis 3,3 V anzupassen. Die Auslesegeschwindigkeit der Buffer ist für den vorliegenden Sensor auf eine Pixelrate von mindestens 1 Msps an einer

Last von maximal 50 pF über den Temperaturbereich von -40°C ... $+125^{\circ}\text{C}$ ausgelegt. Da der gesamte Sensor aus zwei solcher Bildhälften besteht, kann die anschließende AD-Wandlung je nach Anforderung von zwei unabhängigen AD-Wandlern oder aber gemultiplext von einem Wandler übernommen werden. Bei Verwendung des 4-Phasen-Algorithmus erreicht man unter Berücksichtigung einer maximalen Integrationszeit von 1 ms mit dem Sensor daher eine 3D-Framerate von mindestens 200 Bildern pro Sekunde.

Die notwendige Integrationskapazität am OP kann grundsätzlich in weiten Bereichen frei gewählt werden. Bedenken sollte man jedoch, dass je nach Wahl der Kapazität das in Gleichung (2.22) beschriebene kTC-Rauschen unter Umständen nicht vernachlässigt werden kann. Allerdings sind bei großflächigen Kapazitäten die Möglichkeiten des Matchings von Stufe zu Stufe weitaus besser. Nach [Lak94] hängt grundsätzlich das Matching zweier Bauteile wurzelförmig von der Fläche ab; ein vierfach größerer Kondensator kann also theoretisch ein zweifach besseres Matching von Stufe zu Stufe bedeuten.

Um den Einfluss der Integrationskapazität auf das Integrationsverhalten und die Dynamik zu verifizieren, wurde in der entwickelten Sensorvariante ein Konzept mit zuschaltbaren Kapazitäten gewählt. In Abhängigkeit der Anforderungen und der Betriebsbedingungen kann man die Integrationskapazität für alle Pixel im Bereich von 500 fF bis 2 pF in 4 Schritten variieren. Da der Auslesechip grundsätzlich auch mit anderen Sensoren verwendet werden kann, ist somit für die jeweilige Diodengröße eine Anpassung aufgrund des fließenden Photostroms durchführbar.

Realisiert wurde der Auslesechip in einer $0,6\ \mu\text{m}$ CMOS Technologie mit 2 Polylagen und 3 Metalllagen. Da der Auslesechip später gemeinsam mit dem Sensor in ein Package integriert wird, kann eine Beleuchtung der Elektronik nicht ausgeschlossen werden. Daher wurde die obere Metalllage des CMOS-Teils zur optischen Abdeckung verwendet, um parasitäre Einflüsse durch Lichteinstrahlung in die Ausleseelektronik zu minimieren. Notwendig ist dies insbesondere bei hochohmigen Knoten die sensibel auf Bestrahlung und die dadurch generierten Ladungsträger reagieren.

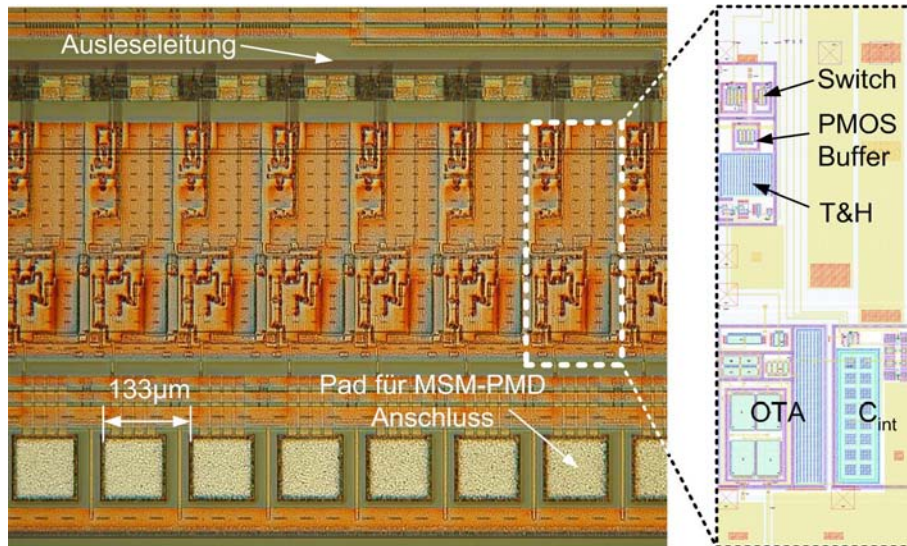


Abbildung 4.16: Chipfoto der Ausleseelektronik mit Kennzeichnung der einzelnen Komponenten im Design.

Die Holdkapazität beispielsweise ist am Draingebiet des Holdtransistors angeschlossen, im Haltezustand ist der Kanal des Transistors zwar gesperrt, jedoch kann Licht einstrahlung im Bereich der gesperrten Drain/Bulk Diode einen Photostrom erzeugen, der die gespeicherte Ladung erheblich verfälscht. Gleichzeitig dient die großflächige Metallabdeckung zur Spannungsversorgung und Schirmung der Elektronik. Abbildung 4.16 zeigt ein Chipfoto eines Teils der Ausleseelektronik mit Bezeichnung der genannten Baugruppen im entsprechenden Chipdesign.

4.6.4 3D GaAs MSM-Multichipsensor

Der 24x6 GaAs-Sensor und die Auslesechips werden gemeinsam in ein Gehäuse integriert und über Wirebonds verbunden. Der Aufbau erfolgte in ein Standard CLCC68-Gehäuse, wobei der Sensorchip mittig im Gehäuse angebracht ist. Jede Bildhälfte ist mit jeweils 72 Bondverbindungen zur Ausleseelektronik verbunden; deren Versorgungs- Steuer- und Ausgangssignale wiederum werden über weitere Bondverbindungen an die Gehäusepins geführt. Abbildung 4.17 zeigt zwei Varianten des 24x6 MSM-PMD Sensors die im Rahmen dieser Arbeit entstanden sind. Links dargestellt ist die Realisierung mit den beschriebenen runden Diodentypen, rechts eine zusätzliche Variante mit quadratischen Pixeln und einem erhöhtem Füllfaktor von 77%.

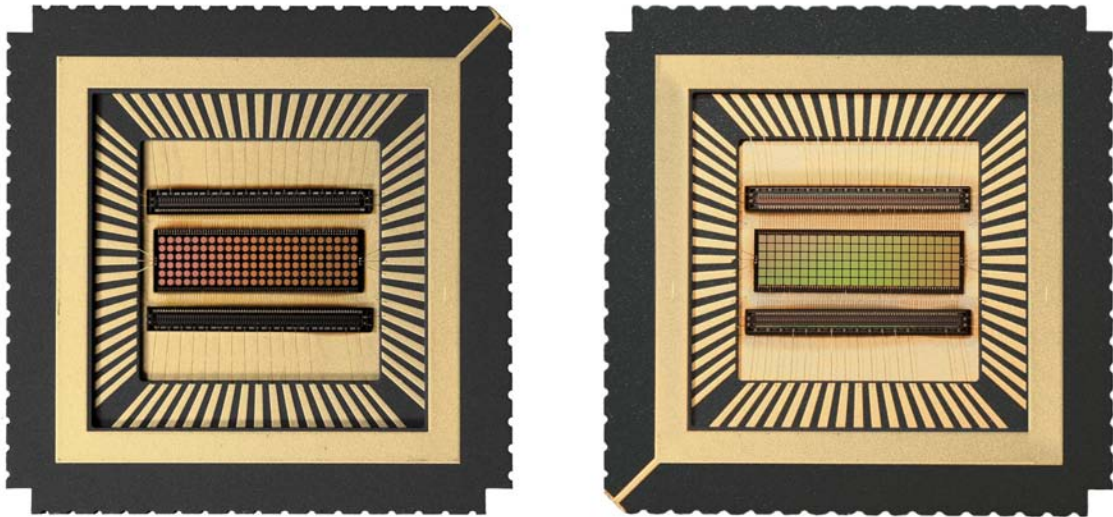


Abbildung 4.17: Zwei Varianten des 24x6 GaAs MSM-Multichipkonzept. Links: Mit runden 300 µm Dioden (Füllfaktor 44 %). Rechts: Mit quadratischen 350 µm Dioden (Füllfaktor 77 %).

4.7 Untersuchung des GaAs Multipixelsensors

Bei der messtechnischen Untersuchung des entwickelten 24x6 GaAs MSM-PMD Chips stand wieder die Genauigkeit der Entfernungsmessung und die Fähigkeit unkorrelierte Hintergrundlichtanteile zu unterdrücken im Vordergrund. Bei einer Multipixelanordnung ist darüber hinaus auch die örtliche Verteilung der Sensoreigenschaften über das Pixelarray von Interesse. Daher sind in den folgenden Abschnitten auch Untersuchungen hinsichtlich der Homogenität der Matrix beispielhaft aufgeführt.

4.7.1 Messungen unter Fremdlichteinfluss

Zu Bewertung des Gesamtverhaltens eines Sensorarrays muss ein Funktionskriterium definiert werden, das sich auf die Funktion der Gesamtheit aller Pixel bezieht. Ausgehend von einer örtlichen Verteilung, soll die jeweils betrachtete Pixel-Eigenschaft in einem möglichst engen Toleranzbereich um den ermittelten Mittelwert des Gesamtsensors liegen oder idealerweise diesem entsprechen. Im vorliegenden Fall wird verlangt, dass ein Mindestanteil aller Pixel besser sein muss als eine vorgegebene maximale Standardabweichung.

Abbildung 4.18 zeigt Messungen mit den in Kapitel 4.5.2 definierten Verhältnissen von Nutzlicht- und Hintergrundlichtleistungen an dem beschriebenen Sensorarray mit 24x6 GaAs-Pixel bei 10 MHz. Grün dargestellt ist der Bereich in dem mindestens 99,3 % aller Pixel das Kriterium einer maximalen Standardabweichung von $\sigma_{\varphi} = 4,9^{\circ}$

erfüllen. Rot dargestellt sind Bereiche, in denen das Kriterium von weniger als 95 % der Pixel erfüllt wird. Die Messungen wurden mit einer Integrationskapazität von $C_{\text{int}} = 2 \text{ pF}$ bei zwei verschiedenen Integrationszeiten durchgeführt.

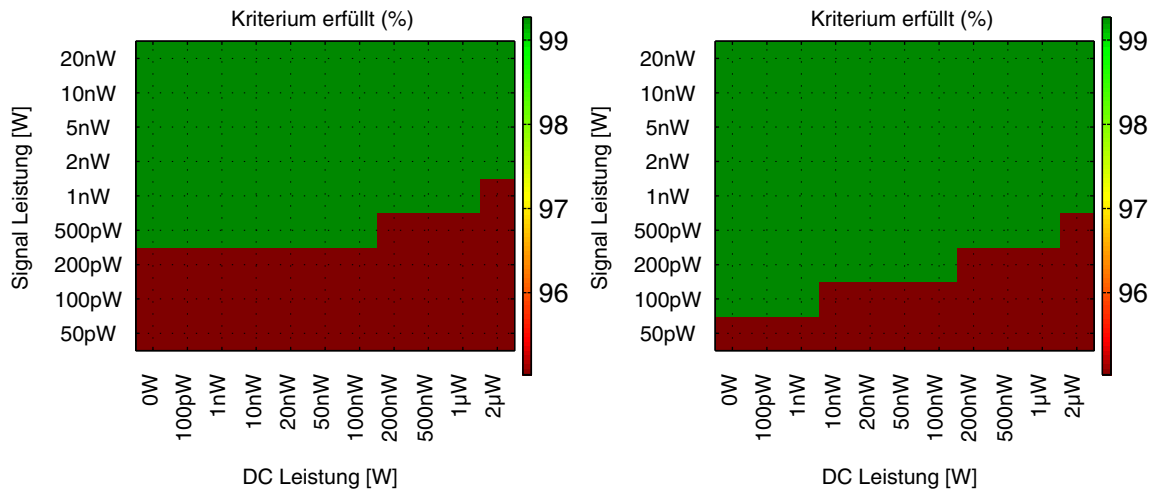


Abbildung 4.18: Messungen an einem 24x6 GaAs MSM-PMD Array. Die Integrationszeit betrug links 60 µs, rechts 250 µs. Die Integrationskapazität betrug 2 pF.

Das Ergebnis zeigt, dass beim 24x6 Sensor über einen großen Bereich die geforderte Messgenauigkeit über dem Array bei 100 % der Pixel erreicht werden kann, wobei der Messbereich hierbei erwartungsgemäß von der Integrationszeit beeinflusst wird. Bei kleinen Integrationszeiten können grundsätzlich größere optische Signalleistungen verarbeitet werden (die Limitierung bei großen Signalleistungen ist hier nicht dargestellt). Kleine Signale können jedoch nur unzureichend aufgelöst werden, da hier die Signalpegel vom (System-) Rauschen dominiert werden, bzw. die Auflösung des verwendeten AD-Wandlers nicht mehr ausreicht. Bei großen Integrationszeiten werden verhältnismäßig kleine Signalleistungen noch genau erfasst, jedoch wird bei großen Signalleistungen schnell der Sättigungsbereich der Ausseelektronik erreicht. Messungen mit Integrationszeiten größer 1 ms (hier nicht dargestellt) gestatten im vorliegenden Fall die Detektion von Signalleistungen im unteren pW-Bereich. Durch die Kombination von mehreren (pixelindividuellen) Integrationszeiten bzw. Abtastungen zu verschiedenen Zeitpunkten während einer Integrationsperiode, kann man somit anwendungsabhängig einen relevanten Dynamikbereich optimal auswerten.

Beachten sollte man bei den Messungen wiederum, dass zur Unterdrückung des unkorrelierten DC-Anteils keinerlei zusätzliche Schaltungstechnik – mit unvermeidlichen zusätzlichen Rauschanteilen – erforderlich ist. Betrachtet man beispielsweise die Kombination von 1 nW Nutzlicht und 2 µW Hintergrundlicht, so ist die gemessene Peak-

Amplitude der Korrelationsfunktion bei $250\ \mu\text{s}$ $\Delta U_{\text{max}} - U_0$ etwa $37\ \text{mV}$ (vgl. Abbildung 2.8), die Ausgangsspannung, bzw. der Offset, hervorgerufen durch DC-Licht wäre ohne Unterdrückung jedoch 2000-fach höher, also $75\ \text{V}$! Berücksichtigt man, dass beim vorliegenden Sensor die Ausleseschaltung lediglich einen nutzbaren Aussteuerbereich von $3,3\ \text{V}$ hat, so wird der Vorteil einer inhärenten Unterdrückung offenkundig.

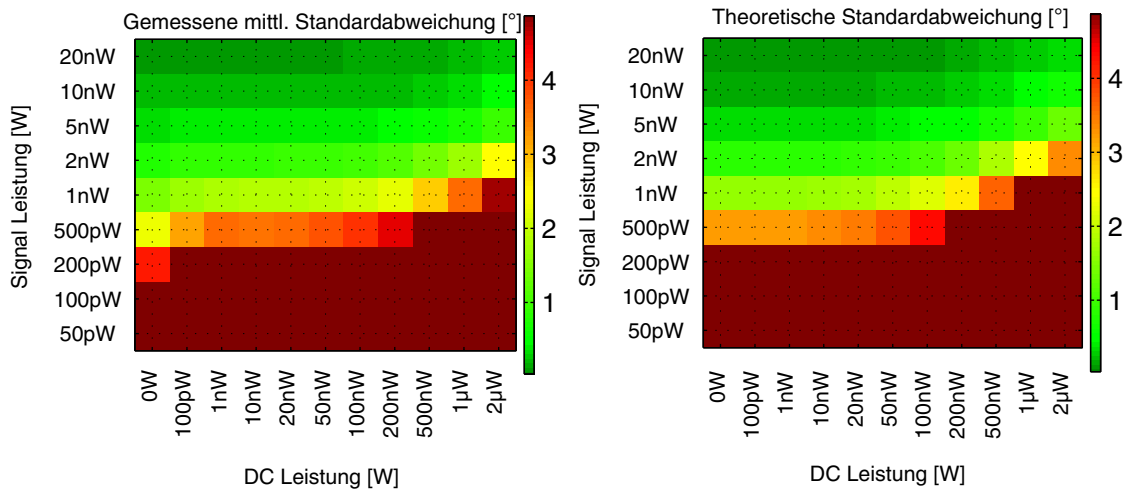


Abbildung 4.19: Gemessene und theoretische Standardabweichung bei $t_{\text{int}}=60\ \mu\text{s}$.

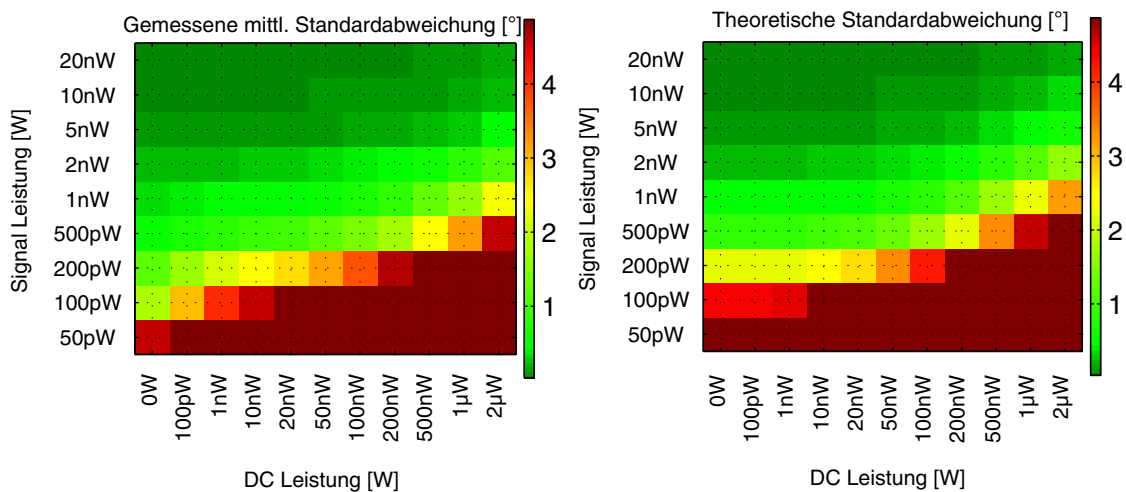


Abbildung 4.20: Gemessene und theoretische Standardabweichung bei $t_{\text{int}}=250\ \mu\text{s}$.

In Abbildung 4.19 und Abbildung 4.20 sind die gemessenen mittleren Standardabweichungen der theoretisch erreichbaren Standardabweichungen (Gleichung (2.23)) bei verschiedenen Integrationszeiten gegenübergestellt.

Die ermittelte Demodulationsempfindlichkeit der Diode wurde hierbei mit $D = 0,31\ \text{A/W}$ berücksichtigt, das Systemrauschen ging wieder mit $N_{\text{sys}} = 275\ \mu\text{V}$ in

die Berechnung ein. Auch hier wird deutlich, dass auch bei der Auswertung des Arrays eine große Übereinstimmung zwischen der theoretischen Vorhersage und den gemessenen Werten über einen großen Bereich besteht. Insbesondere die übereinstimmenden Grenzen der Messauflösung bzw. des gewählten Kriteriums zeigen, dass mit großer Zuverlässigkeit eine theoretische Vorhersage möglich ist. Diese Tatsache wird in Kapitel 7 benutzt, um verschiedene PMD-Konzepte vergleichend gegenüberzustellen.

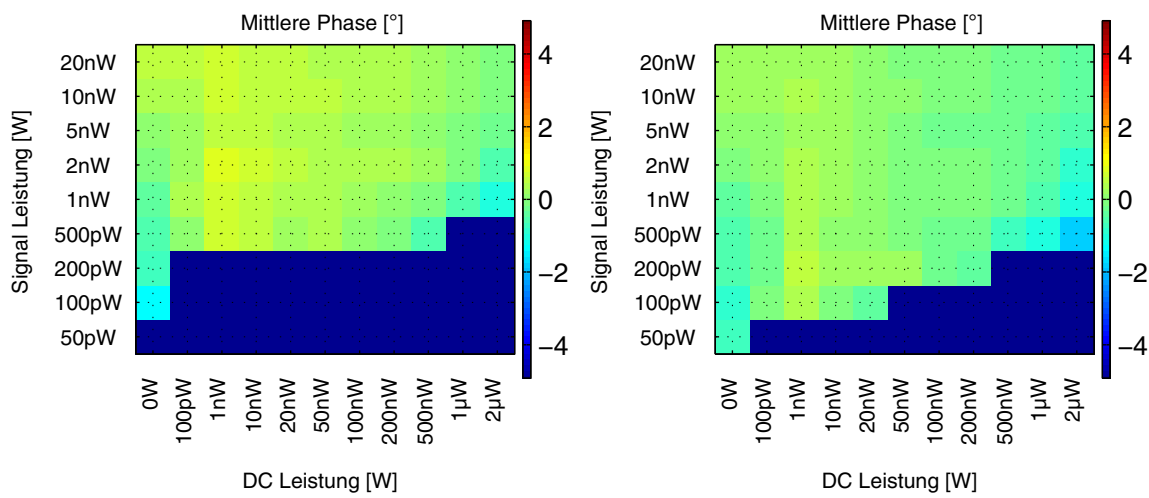


Abbildung 4.21: Verteilung der gemessenen Phasen bei 60 µs (links) und 250 µs (rechts) Integrationszeit.

Zur Bewertung der gemessenen Phase in Abhängigkeit der Leistungen sind in Abbildung 4.21 die Mittelwerte aller ermittelten Phasenwerte der Pixel innerhalb des Arrays dargestellt. Betrachtet man den gesamten Leistungsbereich von Nutz- und Hintergrundlicht, so ist auch bei der vorliegenden Mutipixelanordnung über einen Bereich von mehr als 4 Dekaden eine Phasenbestimmung möglich deren Schwankungsbreite unter 2° liegt. Eine Korrektur eines etwaigen systematischen Fehlers (Kapitel 2.3.1) wurde hierbei wiederum nicht vorgenommen.

4.7.2 Homogenität des Sensors

Ein weiteres zu untersuchendes Merkmal des realisierten Sensors ist die örtliche Verteilung sowohl der pixelindividuell ermittelten Phasen φ als auch der Standardabweichung σ_φ über dem Sensorarray.

In Abbildung 4.22 ist daher exemplarisch für eine Nutzleistung von $P_{\text{signal}} = 1 \text{ nW}$ und eine 2000-fach höhere Hintergrundleistung von $P_{\text{DC}} = 2 \mu\text{W}$ die Verteilung der Mess-

werte bei homogener Beleuchtung dargestellt. In der oberen Hälfte ist auf der linken Seite für jedes Pixel separat die ermittelte Phase dargestellt. Es ergibt sich eine Verteilung über das Array deren Statistik in der rechten Abbildung aufgeführt ist. Die mittlere Phase über der gesamten Sensormatrix beträgt $\bar{\varphi} = -1,03^\circ$ wobei die zugehörige Standardabweichung $\sigma_\varphi = 0,26^\circ$ beträgt. Die örtliche Verteilung der Standardabweichungen ist in der unteren Abbildung dargestellt; hier ergibt sich der Mittelwert der Standardabweichung von $\bar{\sigma}_\varphi = 2,36^\circ$ über den Sensor, wobei die Verteilung einer Standardabweichung von $\sigma_{\sigma_\varphi} = 0,17^\circ$ entspricht.

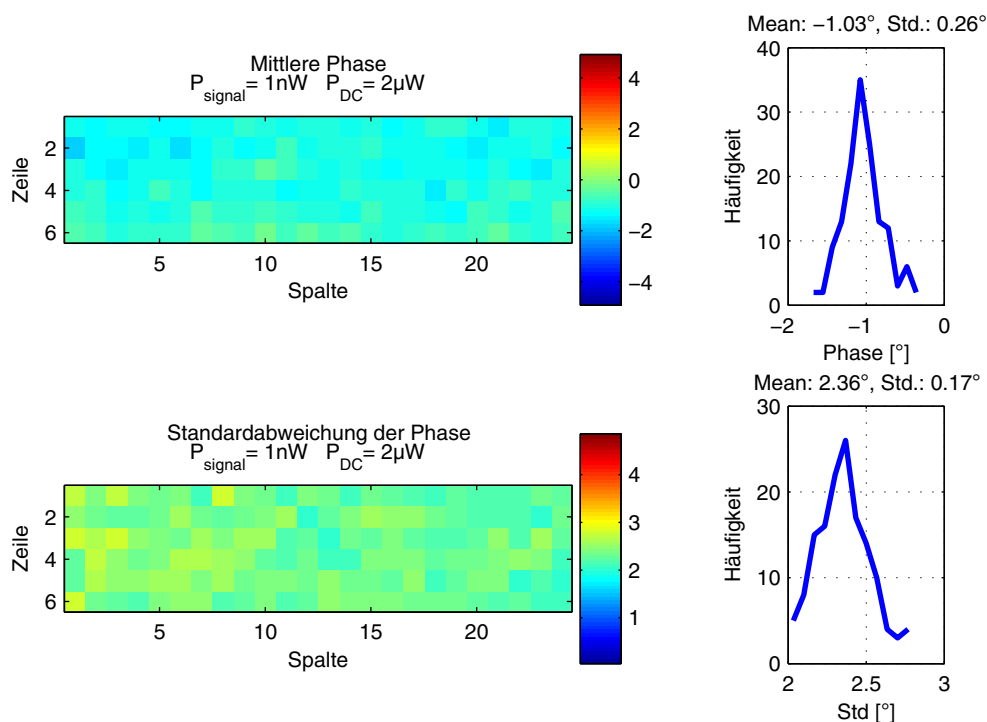


Abbildung 4.22: Örtliche Verteilung der gemessenen mittleren Phase und der Standardabweichung aller Pixel bei einer Integrationszeit von 250 µs. Das Hintergrundlicht hat eine 2000-fach höhere Leistung als das Nutzlicht.

Entscheidend für die Beurteilung der Sensor-Homogenität ist letztlich die Bewertung der über den Gesamtsensor ermittelten Verteilung der Standardabweichungen. Alle Pixel haben eine Standardabweichung die im Bereich von $\sigma_\varphi = 2^\circ$ bis $\sigma_\varphi = 2,8^\circ$ liegt. Die festgestellten geringen Schwankungen in der Messgenauigkeit lassen sich grundsätzlich durch Änderungen der Diodeneigenschaften über den großflächigen Sensor, außerdem durch Schwankungen bei der pixelindividuellen Auslese erklären.

Die Messwerte der Phase zeigen zudem eine leichte Abhängigkeit von der Position auf dem Sensor. Messungen an verschiedenen Sensoren haben gezeigt, dass Pixel die am oberen bzw. unteren Rand des Arrays liegen und somit den größten Abstand zu

der in der Mitte horizontal verlaufenden Modulationszuführung haben, daher im Vergleich zu den innen liegenden Pixel einen leichten Phasenoffset aufweisen. Maßgebliche Ursachen hierfür sind unterschiedliche Zuleitungswiderstände sowie aufgrund des RC-Verhaltens der Zuleitungen unterschiedliche Phasenverzögerungen. In Analogie zu dem bei Bildsensoren bekannten korrigierbaren „Fixed Pattern Noise“ kann man diesen Effekt hier als „Fixed Pattern Phase Noise“ bezeichnen. Dieser kann in einer Kameraanwendung mit geeigneten Korrekturfaktoren kompensiert werden.

Abschließend muss nochmals betont werden, dass es sich bei allen Messungen um die ermittelten Rohwerte handelt, es ist weder ortsabhängig bei einzelnen Pixeln noch lichtleistungsabhängig eine Korrektur der Messwerte vorgenommen worden. Außerdem ist das gesamte Sensorarray mit einer immer gleich bleibenden elektrischen Ansteuerung, sowohl in Bezug auf Amplitude als auch in Bezug auf den Offset der Modulationsspannung betrieben worden. Letztlich entspricht diese Betriebsweise der angestrebten Kameraapplikation, wobei dort zur Verbesserung der Messeigenschaften zusätzlich Korrekturfaktoren und Kompensationen implementiert werden können.

4.8 Alternative Aufbau- und Verbindungstechnik (AVT)

Die in Abbildung 4.17 dargestellte Umsetzung des 3D MSM-PMD Sensor basierte auf einer horizontalen Integration der einzelnen Chips. In Abbildung 4.23 ist ein alternatives Aufbaukonzept wiedergegeben, das im Rahmen dieser Arbeit ebenfalls realisiert wurde. Es handelt sich hierbei um die Integration in *Vertikalrichtung*, die einzelnen Komponenten liegen also übereinander. Wie dargestellt, liegt unter dem GaAs-Sensor ein großflächiger CMOS-Auslesechip der im Randbereich mit dem Sensor mit Wirebonds verbunden ist. Dies hat den Vorteil, dass insgesamt eine kleinere Grundfläche benötigt wird. Die unter dem Sensor liegende Elektronik ist darüber hinaus gegenüber optischer Einstrahlung bestimmter Wellenlängen geschützt, so dass die bislang zur optischen Abdeckung genutzte Metalllage auch zur Verdrahtung der Komponenten genutzt werden kann. Dargestellt ist die Umsetzung wiederum im Standard CLCC68 Gehäuse, wobei aber aufgrund des Flächenvorteils kleinere Gehäusetypen verwendet werden können. Der Ansatz der Vertikalintegration bietet insbesondere Vorteile bei der Realisierung von CoB-Modulen (**Chip on Board**), hierbei werden die Halbleiterchips direkt auf eine Platine aufgebracht, wobei der Flächenbedarf minimal ist. Vor allem aber bei der Realisierung komplexer Signalverarbeitungs-

komponenten (z.B. AD-Wandler) ist dieses Konzept von besonderem Interesse. Hier lässt sich ein hoher Sensorfüllfaktor bei großflächiger Signalverarbeitungselektronik mit minimalem Flächenbedarf auf dem Trägermaterial realisieren.

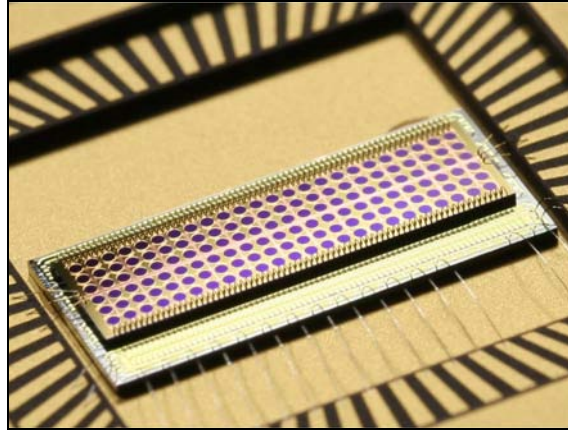


Abbildung 4.23: Vertikalintegration von GaAs-Sensor und CMOS-Auslese.

Außer den genannten Vorteilen bietet die Vertikalintegration neue Möglichkeiten zur Realisierung spezieller PMD-Bauelemente und zur Kombination von 2D und 3D Sensoren. Grundlage ist dabei die Verwendung verschiedener Materialien mit unterschiedlichen optischen Eigenschaften. Denkbar ist beispielsweise die Erweiterung des gezeigten Aufbaus um einen Sensor auf Silizium-Basis. Hierbei ist der oben liegende GaAs-Sensor aufgrund seiner Bandstruktur empfindlich bis etwa 870 nm; kleinere Wellenlängen werden im GaAs absorbiert und gelangen nicht zum darunter liegenden Silizium Sensor. Der Silizium Sensor wiederum ist empfindlich für Wellenlängen bis etwa 1200 nm und kann daher gezielt für den Wellenlängenbereich von 900 nm bis 1200 nm genutzt werden, wobei durch das GaAs bereits eine etwaige notwendige optische Filterung unerwünschter Hintergrundlichtanteile bzw. eine spektrale Trennung durchgeführt wurde.

Abbildung 4.24 zeigt zur Veranschaulichung Messungen die an dem gezeigten GaAs Sensor durchgeführt wurden. Der Sensor wurde hierbei mit einer Lichtquelle mit breiter Spektralverteilung bestrahlt, wobei in Abhängigkeit der Wellenlänge die Transmission des GaAs-Sensors bestimmt wurde. Man erkennt auf der linken Seite, dass das GaAs oberhalb etwa 880 nm zunehmend transparent wird und ab etwa 905 nm nahezu keine Absorption mehr durch das Halbleitermaterial vorliegt. Auf der rechten Seite ist unter Berücksichtigung des Spektralverlaufs der Beleuchtungsquelle das normierte Transmissionsverhalten des GaAs-PMD berechnet worden. Er ergibt sich die erwähnte Langpassfilterung deren Eigenschaften bei der Kombination von

Sensoren genutzt werden kann. Berücksichtigen muss man lediglich die Reflektion und somit die Verluste an den jeweiligen Grenzschichten die sich aber wellenlängenselektiv durch Verwendung von Antireflexbeschichtungen minimieren lassen.

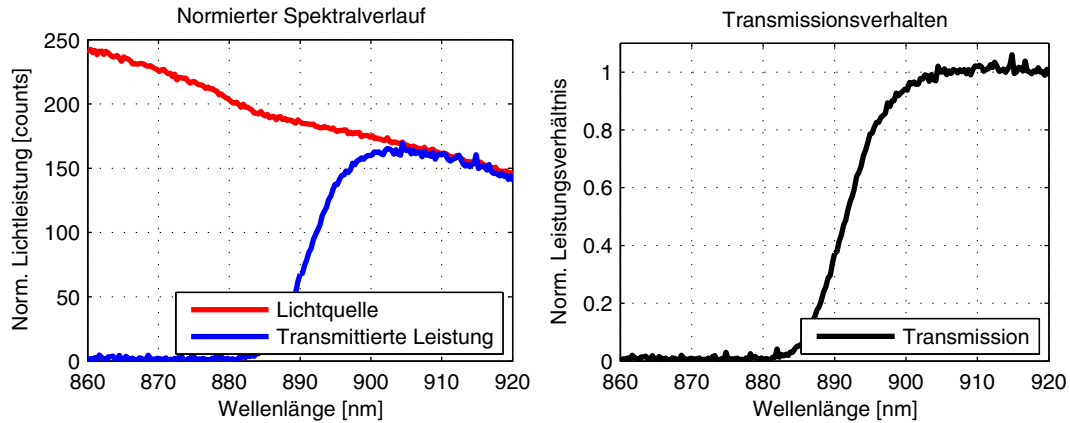


Abbildung 4.24: Links: Normierter Spektralverlauf der Lichtquelle und Anteil der transmittierten Leistung ohne Berücksichtigung der Grenzflächenverluste. Rechts: Ermitteltes Transmissionsverhalten des GaAs unter Berücksichtigung des Spektralverlaufs der Lichtquelle.

Eine spezielle Ausführungsform eines vertikal integrierten PMD-Sensors ist in Kapitel 6 dargestellt. Weitere Ausführungsformen von kombinierten PMD/2D-Sensoren sind außerdem in Kapitel 8 im Ausblick aufgeführt.

5 Vollintegrierbare Silizium MSM-PMD

5.1 Vorbetrachtungen

Während für die Realisierung von den zuvor beschriebenen integrierten GaAs MSM-Sensoren zwangsläufig eine Multichipkonzept zu wählen ist, kann für die Umsetzung eines ausschließlich siliziumbasierten MSM-Konzeptes eine Sensorarchitektur definiert werden, die es gestattet, Ausleseelektronik direkt neben dem jeweiligen MSM-Pixel zu realisieren.

In der folgenden Abbildung ist die im Kapitel 4.6 beschriebene Multichiprealisierung (links) mit getrenntem GaAs-Sensor- und CMOS-Auslesechip der angestrebten Realisierung eines Singlechipkonzeptes (rechts) gegenübergestellt.

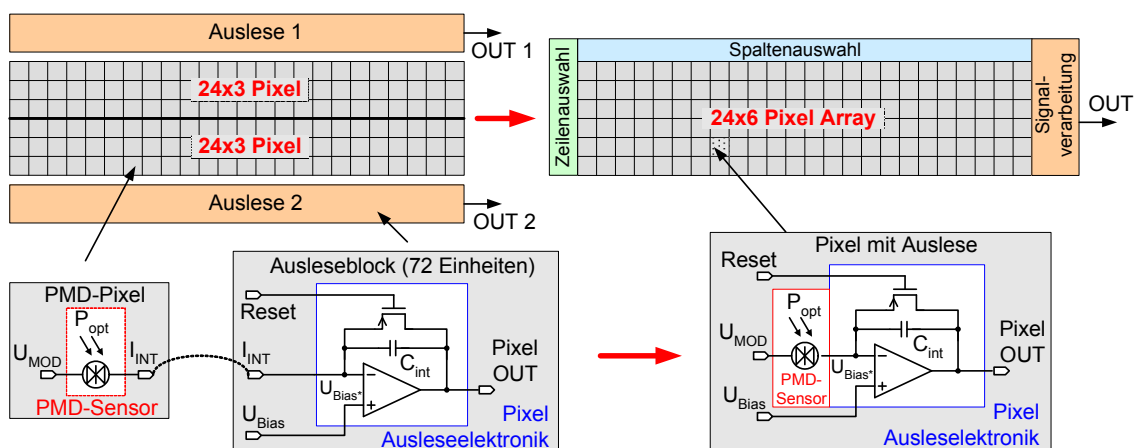


Abbildung 5.1: Gegenüberstellung von Multichip- und Singlechipkonzept. Links dargestellt ist die Realisierung von GaAs-Sensor und Silizium Auslese. Rechts dargestellt ist eine vollständig in Silizium realisierbare MSM-PMD Variante mit 24x6 Pixel.

Man erkennt, dass die Ausleseelektronik bei der Singlechip-Lösung direkt innerhalb der Pixelfläche realisiert werden kann. Dadurch wird im Gegensatz zur GaAs-Realisierung eine Signalverarbeitung in unmittelbarer Pixelnähe ermöglicht, was sich auf die Signalqualität und das Signal-Rausch-Verhältnis SNR günstig auswirken kann. Beim anzustrebenden Konzept wird der fließende Strom somit *im Pixel* integriert und

kann als Spannungswert über Adressierungsmechanismen ausgelesen werden. Hierbei kann man sich einer zeilen- und spaltenbasierten Adressierung bedienen, die den Verdrahtungsaufwand und die Anzahl der Komponenten stark reduziert. Die maximale Pixelanzahl ist dabei weder durch aufwendige Verdrahtung noch durch die Grenzen (Mindestmaße für Draht- und Padgeometrien, Abstände, ...) der Aufbau- und Verbindungstechnik limitiert. Je nach Anwendung können somit, ähnlich wie bei CMOS 2D-Bildsensoren, SM-PMD-Sensoren mit nahezu beliebigen Pixelzahlen realisiert werden.

Bei der Umsetzung von MSM-PMD auf Siliziumbasis existieren jedoch wesentliche Randbedingungen, die enormen Einfluss auf die zu wählende Technologie und die verwendeten Materialien haben. Ein wesentlicher Vorteil des MSM-Ansatzes ist die inhärente Unterdrückung von unkorrelierten Gleichlichtanteilen. Diese Unterdrückung beruht auf der Tatsache das Gleichlichtanteile einen Photostroms hervorrufen dessen *Richtung* von der Polarität des elektrischen Modulationssignals abhängt. Basierend auf dieser Anforderung muss sichergestellt sein, dass innerhalb einer MSM-Struktur keinerlei Stromaufteilung erfolgt, also dass die Summe der zufließenden Ströme exakt der Summe der abfließenden Ströme über die Diodenkontakte entspricht (bipolares Device, Kapitel 2.4.4). Dies ist *nicht* gewährleistet, wenn das Substrat einer MSM Diode von außen kontaktiert wird und somit je nach Potentialzustand ein Stromzufluss oder -abfluss über den Substratanschluss stattfinden kann. Durch einen solchen Kontakt würde innerhalb des Device ein Stromknoten entstehen der die geforderte Symmetrie hinsichtlich der Diodenkontakte verletzt. Diese Randbedingung hat erheblichen Einfluss auf das zu wählende Integrationskonzept, bedeutet dies doch, dass das Sensorsubstrat keinen stromführenden ohmschen Anschluss besitzen darf, es muss *floatend* sein.

Bedenkt man, dass letztlich eine Integration mehrerer Sensoren auf einem einzelnen Chip mit entsprechender Ausleseelektronik realisiert werden soll, so wird schnell ersichtlich, dass entsprechende Isolationsvorkehrungen getroffen werden müssen, um die geforderte Symmetrie und letztlich die inhärente SBI zu gewährleisten. Um den beschriebenen Sachverhalt zu verdeutlichen, ist auf der linken Seite in Abbildung 5.2 schematisch ein integriertes Sensorkonzept wiedergegeben. Die Darstellung beruht auf einer Umsetzung die in einem CMOS-Prozess typisch ist; auf einem gemeinsamen Substrat ist neben der Schaltungstechnik der Sensor realisiert. Standardmäßig ist das verwendete p-Substrat mit dem negativsten Potential (0V bei positiver Versorgungsspannung) definiert, um notwendige Potentialvorgaben für die Schaltungstechnik zu

machen. Diese Substratdefinition ist im Bereich des Sensors jedoch unerwünscht, führt er doch zu dem erwähnten parasitären Stromfluss. Um den tatsächlichen Einfluss einer solchen Substratkontaktierung zu untersuchen, wurden Teststrukturen aus früheren Realisierungen auf TiSi_2 -Basis [Bux02] einmal mit floatendem und mit definiertem Substrat vermessen und gegenübergestellt. In Abbildung 5.2 ist auf der rechten Seite beispielhaft eine solche Messung wiedergegeben. Deutlich ist zu erkennen, dass die MSM Struktur mit floatendem Bulk eine gute Symmetrie besitzt, die gleiche Diode jedoch mit einem Bulkpotential von 0V sehr stark asymmetrisch ist.

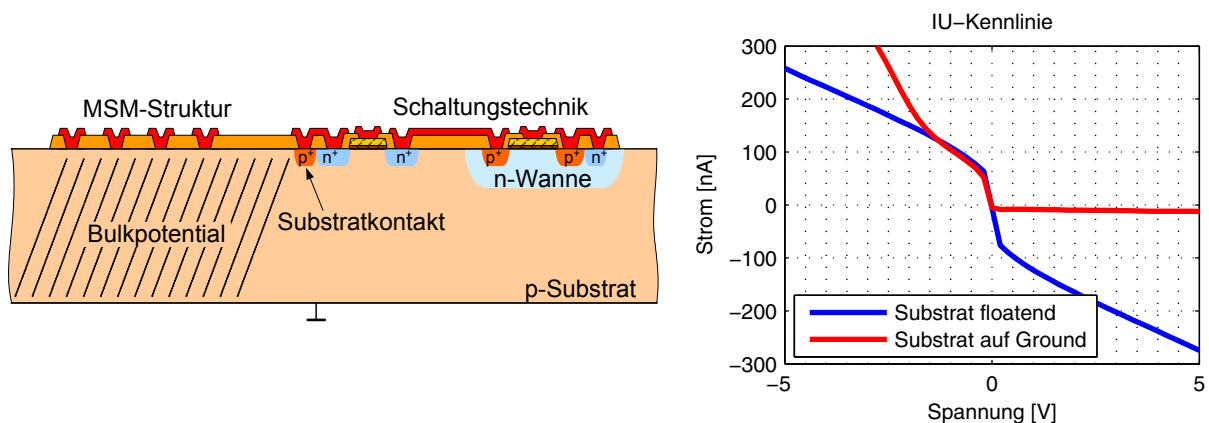


Abbildung 5.2: Links: Klassischer CMOS Singlechip-Aufbau, Rechts: Messungen an einer MSM-Struktur mit Substrat floatend bzw. mit Masse definiert.

Im Rahmen dieser Arbeit wurden daher zunächst verschiedene Isolationsmethoden untersucht die im Rahmen eines Standardprozesses zur Verfügung stehen. Eine mögliche technische Realisierung ist in Abbildung 5.3 dargestellt.

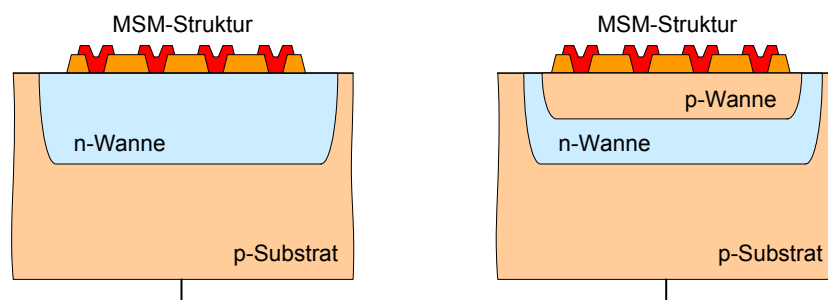


Abbildung 5.3: Mögliche Realisierungsansätze von MSM-Strukturen innerhalb eines CMOS-Prozesses. Links: Realisierung in n-Wanne. Rechts: Realisierung innerhalb einer Doppelwanne.

Im Bereich des Sensors ist eine zusätzliche Wanne eingebracht die keinerlei externe Potentialdefinition hat; das p-Substrat selbst ist wie zuvor dargestellt mit 0V definiert.

Die gezeigte Realisierung mit einer eingebrachten n-Wanne hat außer dem floatenden Sensorbereich den Vorteil, dass auf n-Silizium gemäß Theorie [Sze81] höhere Potentialbarrieren im Vergleich zu p-Substrat möglich sind, die wiederum eine Verringerung des Dunkelstroms zur Folge haben [Kraft02]. Eine weitere Realisierungsmöglichkeit bieten Prozesse in denen Doppelwanenstrukturen (Isolated NMOS) zur Verfügung stehen [ZMD06]. Hier kann unabhängig vom verwendeten Grundsubstrat durch Auswahl der Wanne bzw. Doppelwanne ein optimal dotierter Sensorbereich geschaffen werden.

Um den Einfluss solcher Isolationsmethoden zu verifizieren, wurden zunächst numerische Simulationen mit einem 2D-Halbleitersimulator durchgeführt. Dieser Simulator berücksichtigt als Basis die relevanten Halbleitergleichungen und kann strukturabhängig um weitere Beschreibungsmodelle erweitert werden [Kraft02] [Avant01]. Gemäß voriger Abbildung wurde auf einem 20 Ohmcm p-Substrat der Dicke 10 μm eine n-Wanne („deep n-well“) mit einer Tiefe von 2,6 μm realisiert und der Stromfluss durch zwei aufgebraute Schottkykontakte (M_A, M_B) simuliert. Die Ergebnisse sind in der folgenden Abbildung dargestellt.

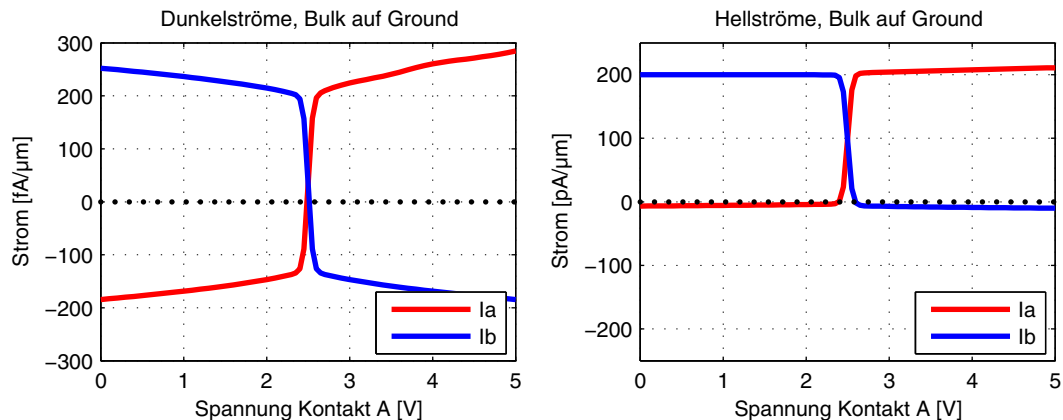


Abbildung 5.4: Numerische 2D-Halbleitersimulation einer MSM-Struktur in einer n-Wanne auf p-Substrat. Links: Stromfluss durch beide Kontakte ohne Beleuchtung. Rechts: Mit Beleuchtung, $P_{opt}=10 \text{ mW/cm}^2 @890 \text{ nm}$.

Bei den Simulationen wurde M_A auf 2,5 Volt konstant gehalten und der andere Anschluss von 0 bis 5 V variiert. Man erkennt, dass im unbeleuchteten Fall (links) sich scheinbar zunächst in Bezug auf die Strombeträge eine gewisse Symmetrie zur Spannung 2,5 V ergibt. Im beleuchteten Fall jedoch, ist der durch die Wanne entstandene pn-Übergang als vergrabene Photodiode wirksam und ermöglicht einen Stromfluss über das Substrat, der zu der ausgeprägten Asymmetrie in der rechten Darstellung

führt. Dieser Stromfluss ist bei der gewählten Isolationsmethode von der angelegten Modulationsspannung – bzw. Wannenspotential – vor allem aber von der Lichtintensität abhängig. Andere Isolationsmethoden basierend auf Standard-CMOS Technologie, wie z.B. das in Abbildung 5.3 gezeigte Mehrfachwannenkonzept, zeigen ähnliche Nachteile hervorgerufen durch einen parasitären Stromfluss über das Substrat. Es musste somit eine Realisierungsform gefunden werden, welche eine hochintegrierte Realisierung von Sensorpixeln mit Ausleseelektronik auf einem einzigen Halbleitersubstrat ermöglicht.

Um die geforderte Entkopplung von Sensorbereich und Schaltungstechnik zu erreichen, wurde daher eine Entwicklung auf SOI (Silicon on Insulator) Basis angestrebt. Diese Technologie erlaubt die Realisierung von galvanisch getrennten Bereichen auf einem gemeinsamen Substrat. Grundlage dieser Technik ist die Verwendung von Substratmaterialien die in der Tiefe durch einen vergrabenen Isolator (Buried Oxide) vom darunter liegenden Wafermaterial (Handle-Wafer) isoliert sind [Adan98]. Während des Designs kann der Entwickler durch Vorgabe von Isolationsgräben (Trenches) separate Bereiche definieren, die gegenüber anderen Substratgebieten abgegrenzt und isoliert sind. Neben der notwendigen Trennung von Sensorsubstrat und Schaltungstechnik lässt sich mit der SOI-Technologie darüber hinaus auch eine Isolation von verschiedenen Pixeln realisieren, die einer möglichen gegenseitigen Beeinflussung entgegenwirkt. In Abbildung 5.5 ist die angestrebte Realisierungsform basierend auf einer SOI-Umsetzung für den vollintegrierbaren MSM-PMD-Sensor schematisch dargestellt.

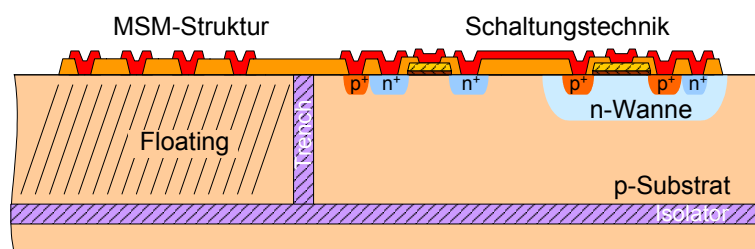


Abbildung 5.5: Darstellung des integrierbaren SOI MSM-PMD. Der PMD-Sensor befindet sich in einem von der Schaltungstechnik isolierten Bereich.

Weiteres Kriterium bei der Realisierung von Schottkykontakten zur Verwendung als MSM-PMD ist der Dunkelstrom (vgl. Kapitel 4.3.2). Gemäß Gleichung (2.21) ist der Dunkelstrom allgemein eine Rauschquelle, die es grundsätzlich bei der Realisierung von Sensorkonzepten zu minimieren gilt. Nach Gleichung (3.6) hängt der Sperrsättigungsstrom einer Schottkystruktur maßgeblich von der entstehenden Schottkybarriere-

re ab, die wiederum durch den Zustand des Übergangs zwischen Metall und Halbleiter, vor allem aber durch das verwendete Materialsystem geprägt wird [Sze81].

In gängigen CMOS-Standardprozessen ist die Verwendung von Metallen, bedingt durch technologische Anforderungen, auf wenige Materialien begrenzt. Hierzu zählen neben den klassischen Kontakt- bzw. Verdrahtungsmetallen wie Aluminium oder Kupfer, weitere üblicherweise im Prozessablauf vorhandene Materialien wie Wolfram oder Titan. Die letztgenannten Metalle werden für die Realisierung von Kontakten (Wolfram) oder als Diffusionsbarrieren (Titan) bei Substratkontaktierungen verwendet. Diffusionsbarrieren sollen bei Halbleiterprozessen bei der Kontaktierung des Substrats mit Metall (z.B. Aluminium) verhindern, dass unerwünschte Diffusionsprozesse zwischen Metall und Halbleiter an der Grenzfläche stattfinden [Wu05]. Im Hinblick auf die Realisierung von Schottkykontakten mit gängigen CMOS-Prozessmaterialien gibt folgende Tabelle einen Überblick über die zu erwartenden Barrierenhöhe auf Silizium [Sze81]. Man beachte, dass diese repräsentativen Werte für die Abscheidung von Metallen unter Vakuum-Bedingungen auf einer hochreinen Silizium-Oberfläche gelten. Die Eigenschaften dieser Übergänge hängen letztlich auch entscheidend von der Abscheidungsform und von nachfolgenden Temperaturprozessen ab.

Material	Barriere (n-Si) [eV]	Barriere (p-Si) [eV]
Aluminium	0,72	0,58
Kupfer	0,58	0,46
Wolfram	0,67	0,45
Titan	0,50	0,61

Tabelle 5.1: Erreichbare Barrierenhöhen bei Metall-Halbleiterkontakten auf Basis typischer CMOS-Prozessmaterialien.

Bei Erwärmung der Metall-Halbleiterkontakte entstehen – je nach Material bei unterschiedlichen Temperaturen – sog. *Metallsilizide*. Dies sind chemische Verbindungen von Übergangsmetallen und Silizium, die in der Regel eine kristalline Struktur aufweisen. Sie sind in der Halbleitertechnologie etabliert und werden an ohmschen Kontakten, für Leiterbahnen, oder wie im speziellen Fall für die Bildung von Schottkykontakten genutzt. Das Silizid entsteht bei diesem Vorgang durch thermisch aktivierte Diffusion zwischen Metall und Silizium, wobei sich die entstehende Barrierenhöhe eines Metallsilizidkontaktes teilweise stark von der Barrierenhöhe des Metall-Halbleitersystems unterscheiden kann [Grün01]. Für die angestrebte Prozessintegration im Rahmen dieser Arbeit, ist letztlich die entstehende Barrierenhöhe nach der Silizidie-

rung, also nach Abschluss der Diffusionsprozesse maßgeblich. Zur Übersicht sind für typische Metallsilizide die Barrierenhöhen in Tabelle 5.2 wiedergegeben [Sze81].

Material	Barriere (n-Si) [eV]
MoSi ₂	0,55
TiSi ₂	0,60
WSi ₂	0,65
NiSi ₂	0,70
PtSi	0,85

Tabelle 5.2: Erreichbare Barrierenhöhen bei verschiedenen Metallsiliziden.

Im Rahmen früherer Untersuchungen wurden TiSi₂-Kontakte auf Standard Bulkwafermaterial zu Testzwecken realisiert bei denen Potentialbarrieren von etwa 0,6 eV erreicht wurden [Bux02]. Wie der erreichbare Sättigungsstrom von der jeweiligen Barrierenhöhe abhängt, verdeutlicht Abbildung 5.6 auf Basis der Gleichung (3.13).

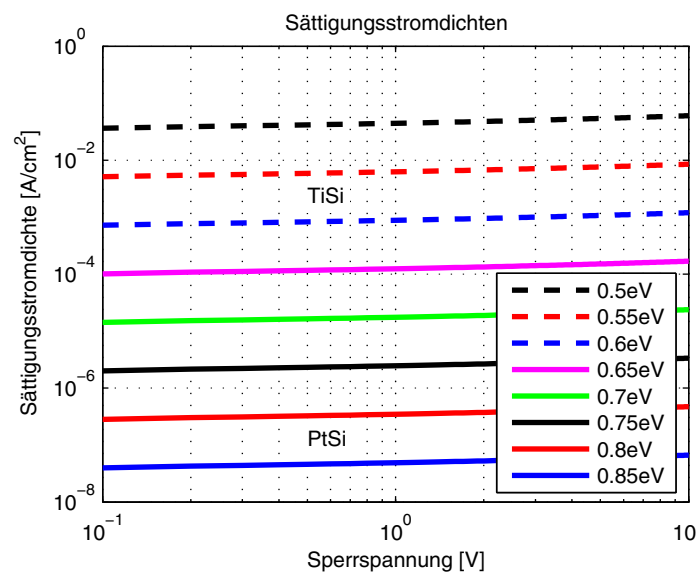


Abbildung 5.6: Sättigungsstromdichten in Abhängigkeit der Schottkybarriere.

Aus der Abbildung wird deutlich, dass eine hohe Barriere einen geringen Sättigungsstrom bzw. geringen Dunkelstrom mit sich bringt; eine Erhöhung der Barriere um 50 meV ergibt eine Absenkung des Dunkelstroms um etwa den Faktor 7. Da die erreichbare Barrierenhöhe maßgeblich vom verwendeten Silizidmaterial abhängt, ist die Verwendung eines entsprechenden Metalls zur Bildung des Silizids eine Grundvoraussetzung. Darüber hinaus sind die Reinheit und die Behandlung der Halbleiteroberfläche und der Ablauf der Prozessschritte von großer Bedeutung.

Im Rahmen dieser Arbeit steht die Integrationsfähigkeit der Konzepte im Vordergrund, hierbei ist naturgemäß der Freiheitsgrad bei der Auswahl alternativer Materialien zur Erreichung hoher Barrieren stark eingeschränkt. Weitere Randbedingungen sind z.B. die nötige Verarbeitungstemperatur unter Berücksichtigung anderer Prozessschritte, als auch die Kompatibilität mit dem gesamten Prozessablauf. Die in Tabelle 5.2 aufgelisteten Silizide haben bis auf PtSi eine Silizieretemperatur von teilweise deutlich oberhalb 650 °C [Sze81], wodurch eine Prozessintegration erschwert oder gar unmöglich wird. Ein Metall wie z.B. Platin ist allerdings schwierig in einem CMOS Prozess zu integrieren, da dies die Eigenschaften eines so genannten Lifetime-killers in Silizium hat, d.h. die Lebensdauer der Ladungsträger wird stark beeinflusst, was wiederum enorme Einflüsse auf verwendete CMOS-Schaltungskomponenten hat [Lis75].

Zu Beginn der Entwicklung existierten demnach zwei wesentliche Rahmenbedingungen. Zum einen die Integration von MSM-Korrelationsempfängern mit inhärenter SBI in einem SOI Prozess, zum anderen die Reduzierung des Dunkelstroms auf ein technologisch machbares Minimum. Vergleich man in Abbildung 5.6 die Dunkelstromdichten von Kontakten mit einer Barriere von 0,6 eV (z.B. TiSi_2) mit Kontakten mit 0,85 eV (z.B. PtSi) so erkennt man, dass der zu erwartende Dunkelstrom einer PtSi MSM-Diode theoretisch um den Faktor 10 000 besser sein kann als der Dunkelstrom vergleichbarer TiSi_2 -Kontakte. Um das Ziel minimaler Dunkelströme zu erreichen, war daher die Zielsetzung einen MSM-PMD mit Platinsilizidkontakten auf Basis eines SOI-Prozesses zu realisieren.

5.2 Realisierung

5.2.1 Prozessintegration

Aufgrund der zuvor erwähnten Randbedingungen, gestaltete sich die Realisierung eines MSM-Singlechipkonzeptes zunächst als schwierig. So musste zu Beginn der Entwicklung definiert werden, wie Platin in einen Standard CMOS-Prozess integriert werden kann, ohne die erwähnte negative Beeinflussung der übrigen Elemente. Aus Veröffentlichungen waren zwar Integrationsversuche im Rahmen eines BICMOS-Prozess bekannt [Bass91], eine Realisierung basierend auf einem hochintegrierten SOI-Prozess war aber bislang noch nicht bekannt.

Unabhängig vom Prozess musste zunächst geklärt werden, wie das Risiko der Verunreinigung innerhalb des Standardprozesses minimiert werden konnte. Hierzu musste gewährleistet werden, dass keinerlei Platin in den Bereich der Schaltungstechnik – also den CMOS-Teil – gelangen kann. Hierbei ist zu beachten, dass Platin als Schottky-Kontaktmaterial verwendet werden soll, also entsprechend früh im Prozessablauf auf die Halbleiteroberfläche aufgebracht werden muss. Dies wiederum kommt einer potentiellen großflächigen Verunreinigung gleich, da die Gefahr besteht, dass nachweisbare Platinspuren unbeabsichtigt im CMOS-Substratbereich verbleiben. Neben der Verunreinigung des Substrates besteht darüber hinaus ein erhebliches Kontaminationsrisiko der verwendeten Anlagen. Eine klassische Prozessintegration auf Standardanlagen, würde daher ein erhebliches Risiko bedeuten oder aber dedizierte Anlagen erforderlich machen, um Verunreinigungen anderer Wafer auszuschließen. Eine solche Vorgehensweise würde aber bereits zu Beginn der Entwicklung die Verwendung standardisierter Prozesse ausschließen und erhebliche Investitionen erfordern.

Im Rahmen dieser Arbeit wurde mit einem Technologiepartner daher ein zweistufiger Prozessflow („*PMD after CMOS*“) entwickelt. Es handelt sich hierbei um ein Verfahren, bei dem zunächst ein SOI CMOS-Prozess nach Standardflow durchlaufen wird; dabei werden alle CMOS-Komponenten wie Bauelemente (NMOS, PMOS, ...), Verdrahtungsebenen, usw. realisiert. Der Bereich des eigentlichen PMD-Sensors (Diodenfenster) wird dabei abgedeckt und geschützt. Erst wenn alle CMOS-Schritte durchgeführt wurden, werden im Bereich des Sensors die speziellen Platinkontakte realisiert. Wie später beschrieben wird, kann die Abscheidung und Prozessierung des Platins hierbei in einer Teilanlage erfolgen, bei der kein Kontaminationsrisiko für andere Anlagenteile und Waferscheiben besteht. Außerdem ist man bei dieser Vorgehensweise unabhängig vom verwendeten CMOS-Prozess und kann nahezu beliebige SOI-Prozesse verwenden. Dies ist insbesondere im Hinblick auf künftige Prozessentwicklungen (Steigerung des Integrationsgrades durch Minimierung der Transistorgeometrien) von großem Vorteil.

Bei dem definierten zweistufigen Prozess musste zunächst die Gestaltung des Übergangs zwischen CMOS-Teil und PMD-Teil definiert werden; Abbildung 5.7 zeigt die angestrebte Topographie. Während der Prozessierung des CMOS Bereichs wird der PMD-Teil unter anderem mit einem Oxid und einer Polysiliziumschicht geschützt. Das Polysilizium ragt dabei in den Bereich der Schaltungstechnik hinein und ist somit das Verbindungsstück zwischen Sensor und CMOS-Teil. Während der Strukturierung des PMD-Bereichs wird das Polysilizium bis auf ein kleines Stück zu Anschlusszwecken

weggeätzt. Das verbleibende Oxid wird anschließend für das Aufbringen des Platins strukturiert; nach Prozessierung und Ätzung der Schottkykontakte erfolgt das Aufbringen von Aluminium zur Verdrahtung der Diodenfinger untereinander und zum Anschluss an den CMOS-Teil über das Polyelement.

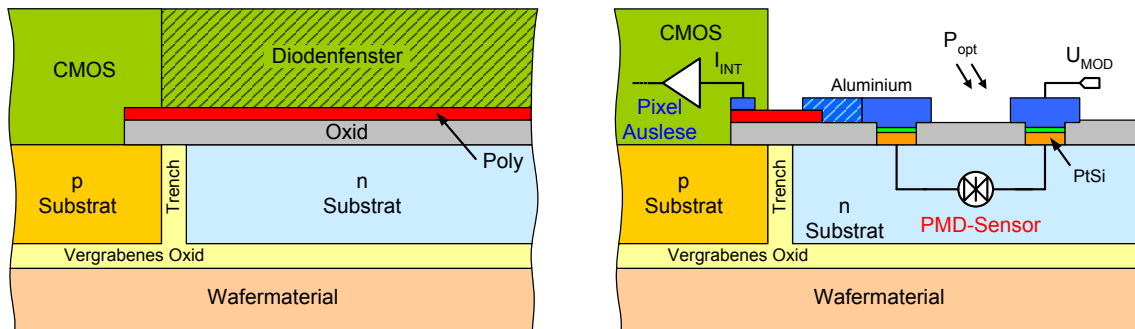


Abbildung 5.7: Schematische Darstellung der Prozessintegration. Links: CMOS und PMD-Bereich während der Prozessierung des CMOS-Bereichs. Rechts: Fertiggestellter CMOS-Teil mit realisierter PtSi PMD-Struktur.

5.2.2 Substratmaterial

Bei der Realisierung von hohen Schottkbarrieren mit Platinsilizidkontakten ist n-Silizium erforderlich [Sze81], das außerdem eine mittlere Dotierung entsprechend $10\text{--}30\Omega\text{cm}$ aufweisen sollte [Grün01]. In der Regel werden jedoch bei CMOS SOI-Prozessen Wafermaterialien mit p-Dotierungen verwendet; deren Dicke (Dicke des oberen aktiven Bereichs) liegt je nach Anwendung im Bereich von einigen 10 Nanometern für High-Speed Anwendungen bis hin zu einigen μm für Power Anwendungen. Ebenso liegt die Dicke des vergrabenen Oxids abhängig von der Anwendung im Bereich von einigen hundert bis zu einigen tausend Nanometern.

Für die vorliegende Realisierung wurde ein Wafermaterial basierend auf einem $0,8\ \mu\text{m}$ SOI-Prozess verwendet. Hierbei handelt es sich um $20\Omega\text{cm}$ p-Substrat mit einer Dicke von $2\ \mu\text{m}$ über einem vergrabenen Oxid der Dicke $0,5\ \mu\text{m}$. Dieses Material musste im Bereich der MSM-PMD Elemente an die Anforderungen angepasst werden. Hierfür war zunächst eine Umdotierung des Aktivbereichs nötig, wobei die entstehende n-Substratdotierung $20\Omega\text{cm}$ entsprechen sollte (Abbildung 5.7). Außerdem wurde die Dicke des Substrats entsprechend der Bandbreite und der angestrebten Modulationsspannungen optimiert. Ziel war es, mit der angelegten Modulationsspannung ein elektrisches Feld zu erzeugen, das sich über die gesamte Tiefe des Substrats erstreckt. Die Photogeneration von Ladungsträgern erfolgt somit stets in Bereichen großer Feldstärke, was zur Folge hat, dass sich Ladungsträger mit der entspre-

chenden Driftgeschwindigkeit bewegen können und somit die Bandbreite maximiert wird. Erfolgt die Photogeneration hingegen in feldfreien Bereichen, so müssen die Ladungsträger zunächst durch langsame Diffusionsprozesse in die Feldbereiche gelangen, wodurch die Bandbreite stark limitiert wird, bzw. sog. DC-Peaks entstehen können [Roo00].

Als Grundlage zur Berechnung der optimalen Dicke des Substrats wurde zunächst die Ausdehnung der Raumladungszone im Bereich einer Diode für die angestrebte Modulationsspannung bestimmt. Entsprechend Kapitel 3.3.1 wird hierzu folgende Gleichung unter Berücksichtigung einer minimalen Modulationsspannung von 1 V und einer Dotierung von $N_D = 2,2 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ (entsprechend $20 \Omega \text{ cm}$) benutzt.

$$w = \sqrt{\frac{2\epsilon_s}{qN_D} \left(U_{bi} + U - \frac{kT}{q} \right)} = \sqrt{\frac{2 \cdot 8,85 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}} \cdot 11,9}{1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot 2,2 \cdot 10^{20} \text{ m}^{-3}} (1,2\text{V} - 26\text{mV})} \quad (5.1)$$

$$w \approx 2,7 \mu\text{m}$$

Bei der angestrebten Spannung reicht die Raumladungszone in eine Tiefe von etwa $3 \mu\text{m}$. Bei Substratmaterialien die dicker als die Raumladungszone sind, wächst folglich der Diffusionsanteil, wodurch die Bandbreite des Devices und die Ladungsträgertrenneigenschaften negativ beeinflusst werden. Zwar bieten dickere Substrate die Möglichkeit eines größeren Photostroms, maßgeblich ist aber bei hohen Frequenzen der Anteil der Ladungen die hinreichend schnell getrennt werden können und somit *phasenrichtig* zum Mischergebnis beitragen können.

Zur Verifizierung der Annahmen wurden numerische Berechnungen mit einem 2D-Halbleitersimulator durchgeführt. Für grundsätzliche Untersuchungen hinsichtlich des transienten Verhaltens wurde eine Schottky-Diodenstruktur mit der angestrebten Barrierenhöhe von 0,85 eV auf einem $20 \Omega \text{ cm}$ n-Substrat unterschiedlicher Dicke definiert und mit einer Sperrspannung von 1 V vorgespannt. Diese Diode wurde mit einem kurzen Lichtpuls ($\lambda = 850 \text{ nm}$) der Dauer 1 ns bestrahlt; in Abbildung 5.8 ist das Ergebnis der Simulation dargestellt.

Insbesondere beim Abschalten des Impulses bei $t=1 \text{ ns}$ erkennt man in Abhängigkeit der Substratdicke unterschiedliche transiente Verhalten. Wie erwartet, verschlechtert der größere Diffusionsanteil das transiente Verhalten deutlich. Ab Substratdicken von etwa $4 \mu\text{m}$ dominieren langsame Diffusionsprozesse das Verhalten des Devices, wodurch die getroffenen Annahmen bestätigt werden. Die Verwendung von Substraten

dicker als $5\ \mu\text{m}$ ist bei den gegebenen Betriebsbedingungen also nicht nötig und auch nicht ratsam. Darüber hinaus ist die Dicke des Substrats durch die technologischen Möglichkeiten begrenzt. Hier ist vor allem die Ätzung des Trenchs abhängig von der verwendeten Technologie zu nennen. Beim gewählten Prozess ist die nominale Dicke des Substrats und somit auch die Tiefe des Trench $2\ \mu\text{m}$.

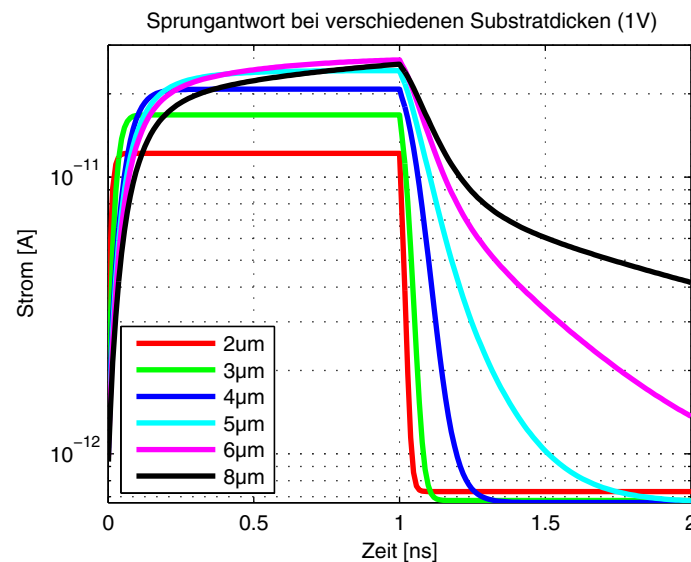


Abbildung 5.8: Untersuchung des transienten Verhaltens einer konstant vorgespannten Schottky-Diode bei Bestrahlung mit Lichtimpulsen der Dauer 1 ns.

Da die Verwendung von spezifiziertem Wafermaterial innerhalb des gewählten Prozesses beibehalten werden sollte, wurde im Rahmen der Prozessentwicklung eine Möglichkeit gefunden, dass vorhandene Substrat durch Epitaxie auf eine Dicke von $3\ \mu\text{m}$ – $5\ \mu\text{m}$ aufzuwachsen und im Bereich der PMD-Elemente durch Implantation auf das angestrebte $20\ \Omega\text{cm}$ n-Substrat umzudotieren. Die Bereiche der CMOS-Schaltungstechnik haben dadurch – abgesehen vom dickeren Substrat – keinerlei Änderungen erfahren, wodurch die Verwendung von Standard CMOS-Elementen in diesem Bereich weiterhin möglich ist.

Durch das dickere Substrat war eine Modifizierung des Ätz-Prozesses nötig, um zuverlässige Trench-Isolationen zu garantieren. Abbildung 5.9 zeigt auf der linken Seite eine Mikroskopaufnahme mit dem Querschnitt der modifizierten Trenchätzung die mit Substraten bis $5\ \mu\text{m}$ Dicke verwendet werden kann. Außerdem ist auf der rechten Seite das zuvor beschriebene „Diodenfenster“ wiedergegeben. Es zeigt eine mikroskopische Draufsicht des späteren PMD-Bereichs nach Abätzen sämtlicher Deckschichten. Die Aufnahme entstand im Rahmen von lithografischen Versuchen die im

Vorfeld durchgeführt werden mussten. Diese Untersuchungen waren aufgrund des zweistufigen Verfahrens notwendig, da nach Öffnen des Fensters – d.h. Abtragen der gesamten CMOS-Schichtstruktur – eine außergewöhnliche Topographie mit großem Aspektverhältnis entsteht. Dies musste durch Korrekturfaktoren bei der Lithografie und den zu definierenden PMD-Designrules berücksichtigt werden, um reproduzierbare Randbedingungen innerhalb des PMD-Bereichs zu gewährleisten.

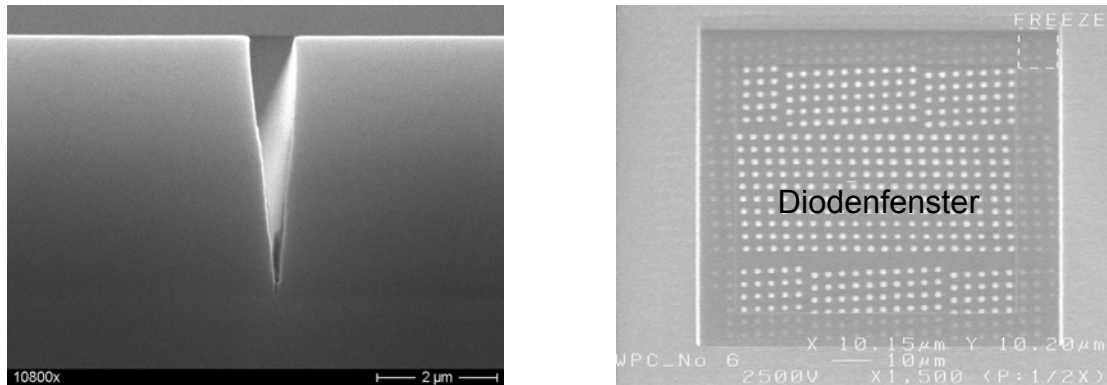


Abbildung 5.9: Links: Modifizierter Trench zur Verwendung mit Substratdicken von bis zu 5 µm. Rechts: Diodenfenster in der Draufsicht.

5.2.3 Fingergeometrie, -abstand

Neben der Definition der Substrateigenschaften kommt der Geometrie der Diode besondere Bedeutung zu. Wie in Kapitel 3.3.4 beschrieben, ist die Verwendung von kammartig ineinander verschachtelten Diodenfingern vorteilhaft, um geringe Driftzeiten und somit hohe Bandbreiten bei großflächigen Sensorelementen zu erreichen. Hierbei sollte die Breite der Finger möglichst gering sein, um flächenproportionale Kapazitäts- und Dunkelstromkomponenten klein zu halten und einen möglichst großen Füllfaktor zu erreichen. In der Regel wird die Mindestgröße jedoch durch den verwendeten Prozess vorgegeben und kann nicht weiter reduziert werden. Der Fingerabstand hingegen kann in weiten Bereichen variiert werden, womit man Einfluss auf Füllfaktor und Bandbreite nehmen kann. Grosse Fingerabstände sind im Hinblick auf Dunkelströme sowie auf Kapazität (Gleichung (3.52)) und Füllfaktor (Gleichung (3.41)) günstig, können jedoch die erreichbare Bandbreite aufgrund der größeren Laufzeit limitieren (Gleichung (3.44)).

Im Folgenden wird auf Basis des Reach-Through Effektes (vgl. Kapitel 3.3.1) der optimale Fingerabstand bestimmt. Dieser Effekt markiert den Übergang ab dem das Device vollständig verarmt ist und aufgrund der Feldverteilung der Bereich zwischen

den Fingern minimale Diffusionsanteile zulässt. Basierend auf einem n-Substrat mit 2 Diodenkontakten im Abstand s wird hierzu eine Berechnung der Raumladungszonenweiten durchgeführt. Ausgegangen wird auch hier wieder von einer minimalen Spannung von 1 V zwischen den Kontakten. Für eine erste Näherung wird angenommen, dass nahezu die gesamte Spannung über der gesperrten Diode abfällt. Gemäß Gleichung (3.18) kann die Reach-Through-Spannung in Abhängigkeit des Fingerabstandes berechnet werden. Für die vorliegende Substratdotierung von $N_D = 2,2 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ und einer Spannung von 1 V tritt der Reach-Through etwa bei einem Fingerabstand von $s = 3,6 \mu\text{m}$ auf. In anderen Worten, bei diesem Fingerabstand muss man zur vollständigen Verarmung des Device mindestens eine Spannung von 1 V anlegen.

Folgende Abbildungen zeigen numerische Halbleitersimulationen die die Berechnungen verifizieren sollen. Dargestellt ist der Potential- und Feldverlauf (horizontal in x-Richtung) einer MSM-Struktur an der Halbleiteroberfläche, wobei der Fingerabstand zwischen $1 \mu\text{m}$ und $6 \mu\text{m}$ variiert wurde. Die definierten Finger haben eine Breite von jeweils $1 \mu\text{m}$, der Symmetriepunkt (Mitte des Fingerpaares) der Struktur liegt immer bei $x = 6 \mu\text{m}$

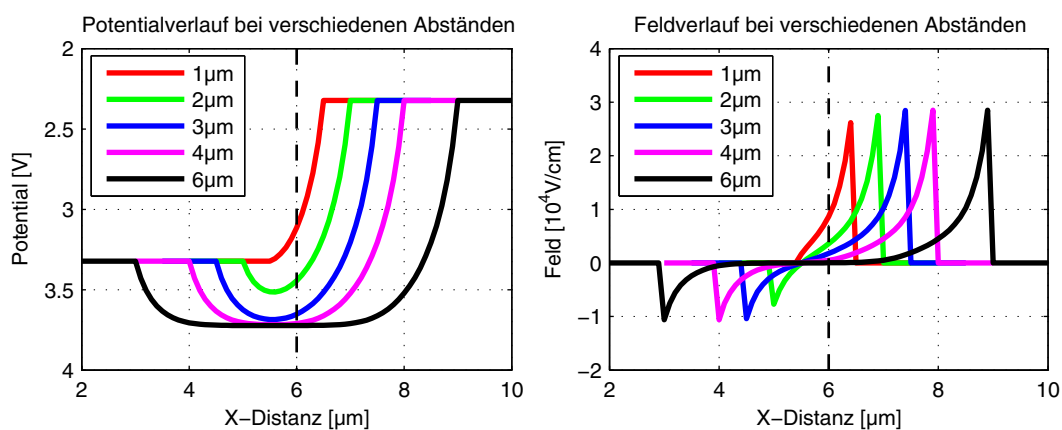


Abbildung 5.10: Potential und Feldverlauf an der Oberfläche einer MSM Struktur auf $3 \mu\text{m}$ n Substrat. Linke Diode = $3,5 \text{ V}$, Rechte Diode = $2,5 \text{ V}$

Man erkennt, dass bei einem Abstand zwischen $3 \mu\text{m}$ und $4 \mu\text{m}$ der Reach-Through erreicht wird, was vorige Rechnung bestätigt. Für größere Abstände existieren zwischen den Fingern Bereiche ohne elektrisches Feld bzw. mit flachem Potentialverlauf. Bei kleineren Abständen überlagern sich zunehmend die Feldverläufe bis beim Abstand von $1 \mu\text{m}$ der sog. „Flachband-Fall“ erreicht wird (Abbildung 3.5). Hier ist

$w_2 = 0$ und die auftretende Potentialdifferenz ist exakt gleich der angelegten Spannung, hier 1 V.

In Abbildung 5.11 ist eine transiente Simulation mit verschiedenen Fingerabständen dargestellt. Ähnlich wie bei der Bestimmung der Substratdicke wurde die Struktur mit einem kurzen Lichtpuls bestrahlt und das transiente Verhalten bestimmt. Man erkennt, dass für kleine Abstände bis etwa $4\mu\text{m}$ kurze Anstiegs- und Abfallzeiten erreicht werden. Bei Vergrößerung des Fingerabstandes dominiert auch hier zunehmend der Diffusionsanteil der sich nachteilig auf die Bandbreite auswirkt. Auch diese Simulationen bestätigen die zuvor durchgeführte Berechnung und zeigen, dass der optimale Fingerabstand unter Berücksichtigung des Füllfaktors im Bereich von etwa $3\text{-}4\mu\text{m}$ liegen sollte.

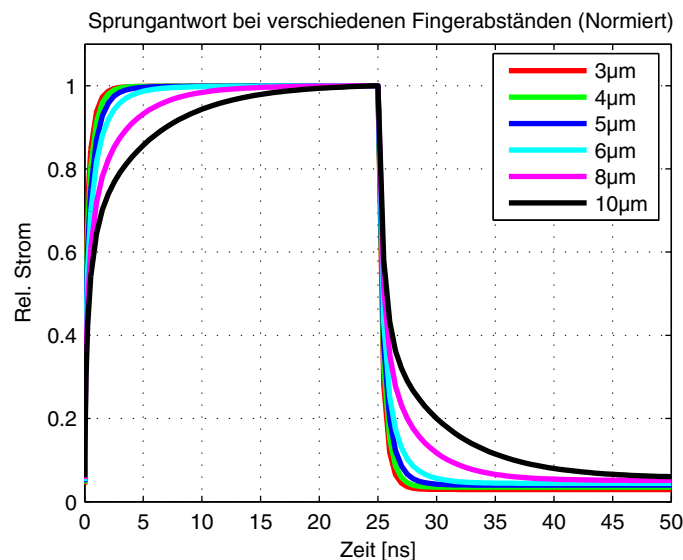


Abbildung 5.11: Transiente Analyse mit Lichtpuls bei verschiedenen Fingerabständen. Der fließende Strom ist auf den Maximalwert normiert.

5.2.4 Herstellung der Schottkykontakte

Die Herstellung von Schottkykontakten mit geringen Dunkelströmen wird, neben den verwendeten Materialien, maßgeblich auch durch die Qualität der Halbleiteroberfläche und die Art der Prozessführung bestimmt. Im Rahmen der Prozessentwicklung wurden verschiedene Herstellungsverfahren getestet und im Hinblick auf die entstehende Platinsilizidschicht bewertet. Hierbei kommt allen Prozessschritten, welche die Oberfläche des Kristalls stören und verunreinigen können, besondere Bedeutung zu. Zur Strukturierung des Oxids im Diodenfenster wurde daher kein schädigendes Plasmaätzen verwendet, sondern ein nasschemisches Verfahren zur Definition

der Finger. Unmittelbar vor dem Aufspütern des Metalls wird die Oberfläche mit einer Flusssäure-Lösung gereinigt; das Sputtern des Platins muss danach unmittelbar im nächsten Schritt erfolgen, um Verunreinigungen zu vermeiden. Anschließend erfolgt die Temperung unter definierter Atmosphäre und Temperatur. Nach Abschluss der Temperung, wird das verbliebene unreaktierte Platin im Bereich oberhalb und zwischen den Fingerkontakten mit Königswasser weggeätzt. Danach erfolgt das Aufbringen einer Diffusionsbarriere, gefolgt von der Aluminium-Metallisierung zu Verdrahtung.

Die Parameter wie Schichtdicke des Platins, Art und Dauer des Temperns, sowie die zu wählende Temperatur, wurden in Vorversuchen analysiert und festgelegt. Getestet wurden Platindicken im Bereich von 2 nm bis 100 nm, sowie unterschiedliche Verfahren der Temperung. Verwendet wurde ein so genanntes ex situ Verfahren bei dem auf den kalten Wafer das Platin aufgesputtert und erst anschließend getempert wird. Zu Vergleichszwecken wurde die Temperung sowohl unter Vakuumbedingungen als auch unter definierter Stickstoffatmosphäre bei verschiedenen Temperaturen (200 °C - 500 °C) und Zeiten (15 min - 60 min) durchgeführt.

Bei der ex situ Temperung reagiert bei Erwärmung das Platin mit dem Silizium, es bildet sich zunächst Pt_2Si wobei Platin der dominante Diffusor ist, bei Temperaturen oberhalb 200 °C endet die Reaktion stets mit der Bildung von PtSi sofern keine Reaktionshemmer den Prozess behindern [Larr03]. Um im Rahmen von Vorversuchen optimale Parameter für Abscheidung und Temperung zu gewinnen, wurde die Grenzflächenqualität mit verschiedenen optischen und elektrischen Verfahren untersucht. Die folgenden Abbildungen zeigen beispielhaft hochauflösende TEM- (Transmissions-Elektronen-Mikroskopie) Aufnahmen von Proben die im Rahmen dieser Arbeit hergestellt wurden. Dargestellt sind 2 Proben im Querschnitt auf die eine identische Platinschicht der Dicke 10 nm gesputtert wurde. Anschließend wurden die Proben im Vakuum bei Nominaltemperatur 350 °C (links) bzw. 450 °C (rechts) getempert und danach rückgeätzt.

Der Dunkel eingefärbte Bereich deutet auf Materialien mit großer Streuwirkung – im vorliegenden Fall Platin – hin. Der helle Bereich darunter ist das Siliziumsubstrat. Man erkennt, dass bei der Niedrigtemperatur-Probe die Schichtdicke relativ dünn (2-3 nm) ist. Dem gegenüber steht eine Schichtdicke von über 20 nm bei der Hochtemperaturprobe. Da unreaktiertes Platin durch das selektive Rückätzen entfernt wird und lediglich PtSi verbleibt, deutet eine geringe Schichtdicke auf eine unzureichende Reak-

tion des Platins hin. Außerdem ist die Oberfläche relativ rau, was ebenso auf eine unvollständige vertikale Reaktion hindeutet.

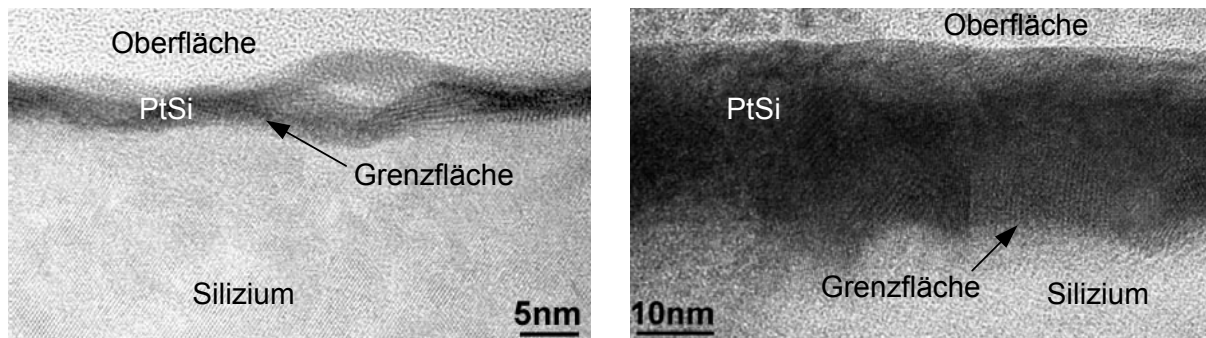


Abbildung 5.12: TEM Querschnittsaufnahmen zweier Proben. Links: Tempering mit 350 °C. Rechts: Tempering mit 450 °C.

Anders bei der Hochtemperaturprobe, dort ist die Schicht ungleich dicker und relativ glatt an der Oberseite, was auf eine nahezu vollständige Reaktion in Vertikalrichtung schließen lässt. Beiden Proben ist gemeinsam, dass an der Grenzfläche ein Übergang mit einer gewissen Rauigkeit entstanden ist, die auf eine Reaktion hindeutet bei dem Silizium der dominante Diffusor ist, also beim gewünschten Übergang Pt_2Si zu PtSi.

Basierend auf diesen Ergebnissen wurde die höhere Siliziertemperatur bei der Umsetzung gewählt. Abweichungen zu Veröffentlichungen bei denen bereits ab 200 °C zuverlässig PtSi gebildet werden konnte [Larr03], lassen sich durch das Vorhandensein eines Reaktionshemmers (z.B. Kohlenstoff oder Sauerstoff) erklären. Auch könnte die Art des Heizens bei der Tempering hierfür ursächlich sein. Da die Proben mit Strahlungsheizern erwärmt wurden, lässt sich eine Abweichung der Proben temperatur von der eingestellten Nominaltemperatur nicht ausschließen.

5.3 Pixelstrukturen

Um die Eigenschaften der PtSi MSM-PMD beurteilen zu können, sind auf Basis des neuen Prozesses Teststrukturen definiert und umgesetzt worden. Damit die Barrierenhöhe der Schottkystrukturen bestimmt werden konnte, wurden großflächige MS-Diodenstrukturen mit verschiedenen Flächen-/ Randverhältnissen realisiert. Außerdem diverse MS-Fingerstrukturen, um den Einfluss der Fingergeometrie auf Empfindlichkeit und Dunkelstrom zu bewerten. Weiterhin wurden natürlich MSM-Strukturen verschiedener Geometrien (Pixelgröße, Fingerabstand, -breite, ...) hergestellt, mit

denen das Mischverhalten als PMD bewertet werden sollte. Darüber hinaus auch Multipixelarchitekturen (Arrays) die bereits im Prozess-Entwicklungsstadium zu Vergleichszwecken in MSM-Kameras verwendet und getestet werden können. Diese wurden kompatibel mit GaAs-Arrays (siehe Kapitel 4.6.2) gestaltet, um einen leichten Technologiewechsel vornehmen zu können.

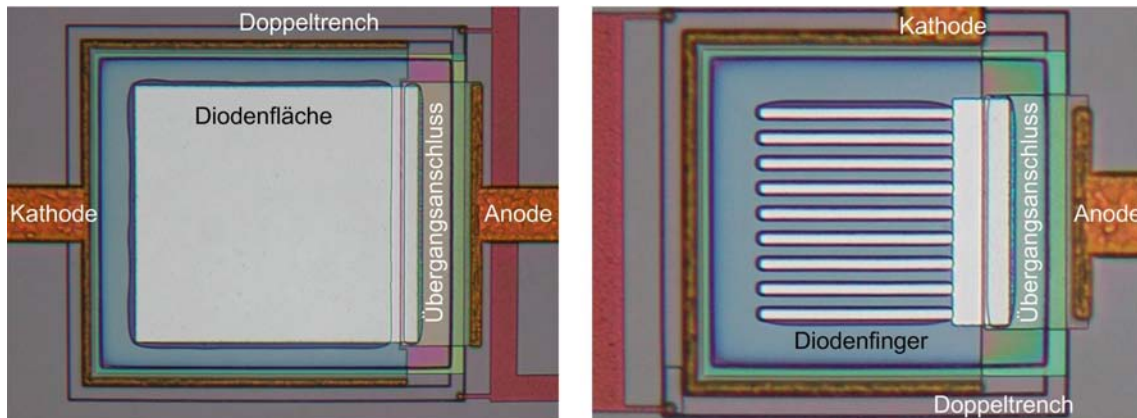


Abbildung 5.13: MS-Strukturen. Links: Flächendiode $100\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m}$. Rechts: Fingerdiode mit einer effektiven Kontaktfläche entsprechend einer $30\ \mu\text{m} \times 30\ \mu\text{m}$ Flächendiode. Erkennbar sind die Anodenkontakte die vom Zuleitungsmetall ausgehend über die Überganganschlüsse mit dem Diodenmetall verbunden sind. Zu sehen ist im Bereich der Diode das Aluminium, welches das darunter liegende PtSi kontaktiert. Das Substrat (Kathode) ist über U-förmige $n+$ Diffusionen kontaktiert.

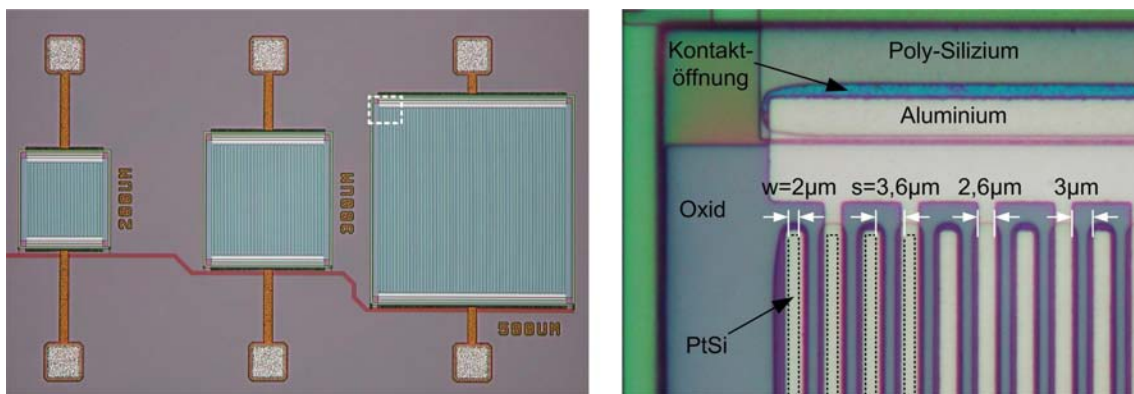


Abbildung 5.14: Realisierte MSM-Fingerstrukturen. Links: MSM-Pixel verschiedener Größen ($200\ \mu\text{m}$, $300\ \mu\text{m}$ und $500\ \mu\text{m}$). Rechts dargestellt ist eine Ausschnittvergrößerung mit Angabe der realisierten Geometrien.

Abbildung 5.13 zeigt Mikroskopaufnahmen einer Auswahl der gefertigten flächigen und fingerförmigen MS-Teststrukturen mit Substratkontakt zur Bestimmung der effektiven Barrierenhöhen. Gut zu erkennen ist hierbei neben den Elektroden auch der umgebende Trench und der Überganganschluss aus Polysilizium zur Verbindung der PtSi-Dioden mit dem CMOS-Teil (vgl. Abbildung 5.7)

In den Mikroskopaufnahmen in Abbildung 5.14 sind beispielhafte MSM-Fingerstrukturen ohne Substratkontakt dargestellt. In der Ausschnittvergrößerung (rechts) sind die Aluminiumfinger der Breite $2,6\ \mu\text{m}$ zu erkennen. Der darunter liegende PtSi-Bereich hat die Breite $w = 2\ \mu\text{m}$; der Abstand der PtSi-Finger zueinander beträgt hier $s = 3,6\ \mu\text{m}$, dies ist der Abstand der in Kapitel 5.2.3 als Ausgangspunkt für die Untersuchungen bestimmt wurde.

5.4 DC-Messungen

Um die Eigenschaften der Strukturen mit den theoretischen Erwartungen vergleichen zu können, wurden zunächst statische Strom-/ Spannungsmessungen an verschiedenen Proben vorgenommen.

5.4.1 Bestimmung der Barrierenhöhe an realisierten Teststrukturen

Ein wesentliches Merkmal einer Schottkystruktur ist die Höhe der Schottkybarriere. Sie bestimmt in erster Linie das Sperrverhalten und damit den Dunkelstrom der Diode. Gemäß Kapitel 3.2.4 kann zur Ermittlung der Barrierenhöhe die IU-Durchlasskennlinie einer Diode aufgenommen und halblogarithmisch dargestellt werden. Bei den folgenden Abbildungen handelt es sich um solche Messungen die an den hergestellten großflächigen MS-Strukturen durchgeführt wurden. Der PtSi-Diodenkontakt wurde hierbei quadratisch mit verschiedenen Kantenlängen auf dem beschriebenen $20\ \Omega\text{cm}$ n-Substrat realisiert. Das n-Substrat wurde niederohmig über n+ Diffusionen kontaktiert, welche die Diodenstruktur am Rand umgeben (Abbildung 5.13). Alle Messungen wurden auf Waferebene mittels Probingsystem unter definierten Bedingungen durchgeführt, wobei jeweils Strukturen von verschiedenen Positionen auf dem Wafer betrachtet wurden. Dargestellt sind hier Strukturen, deren Eigenschaften den über den Wafer verteilten typischen Werten entsprechen.

In Abbildung 5.15 ist jeweils die gemessene Durchlasskennlinie einer flächigen PtSi-Schottkydiode halblogarithmisch dargestellt. Man erkennt bei kleinen Durchlassspannungen das typische exponentielle Verhalten, bei größeren Spannungen und Strömen knickt die Kennlinie aufgrund des Serienwiderstandes erwartungsgemäß ab. Im interessanten exponentiellen Bereich kann man nun durch Anlegen einer Fitgeraden den Schnittpunkt mit der Stromachse bestimmen und den Sättigungsstrom ablesen [Sze81]. Bei bekannter Fläche lässt sich hieraus wiederum die Sättigungsstromdichte bestimmen.

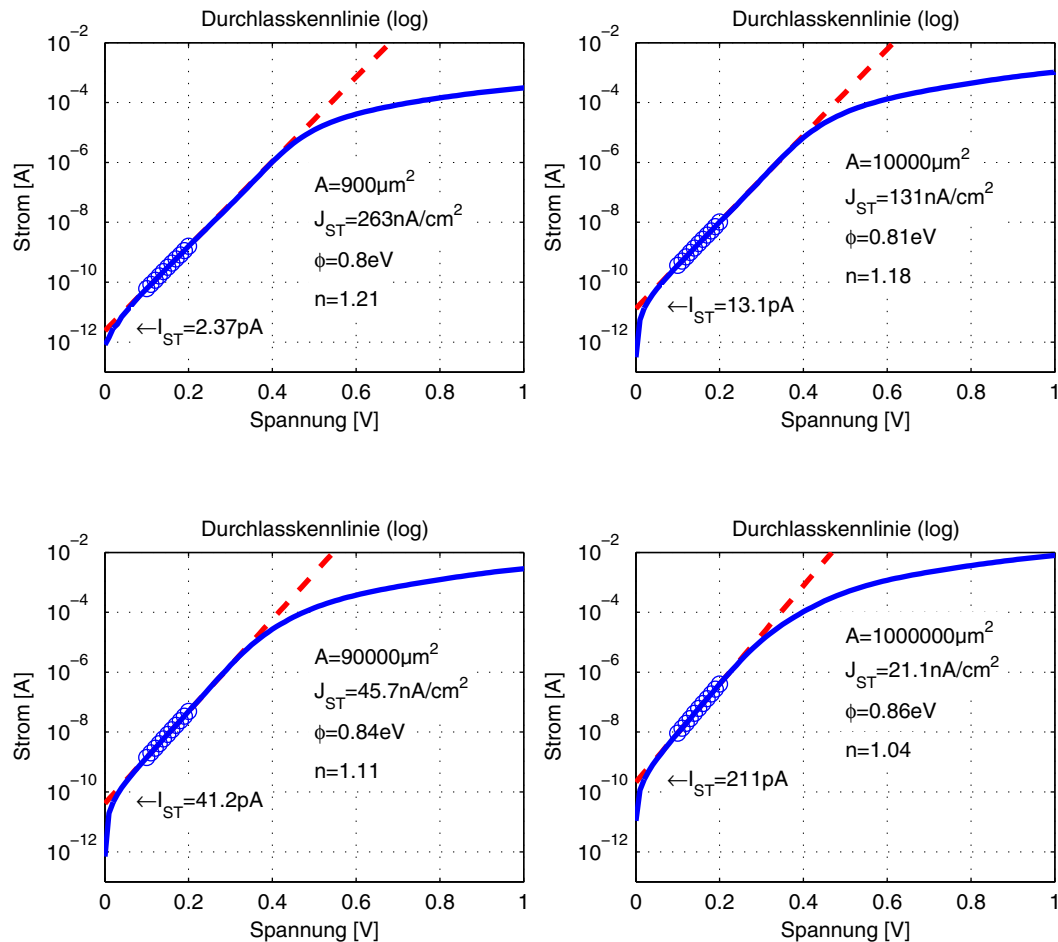


Abbildung 5.15: Strom-Spannungs-Messung bei Raumtemperatur (23°C) an verschiedenen großflächigen Schottkystrukturen. Die blaue Kurve stellt die Messwerte dar, die Punkte markieren den Bereich der für die Fitgerade (rot) verwendet wurde.

Gemäß Gleichung (3.9) kann bei bekannter Temperatur und bekannter Richardson-Konstante ($A^* = 112\text{A/cm}^2\text{K}^2$) die Höhe der Schottkybarriere aus der ermittelten Sättigungsstromdichte berechnet werden. Zur Übersicht wurden die ermittelten Parameter, sowie die bestimmte Barrierenhöhe in die jeweilige Grafik eingetragen. Folgende Tabelle gibt zudem einen Überblick über die Teststrukturen und die daraus bestimmten Sättigungsstromdichten und Barrierenhöhen.

Man erkennt, dass die sich einstellenden Schottkybarrieren eine Höhe von bis zu $0,86\text{eV}$ haben. Ebenso wird deutlich, dass offenbar Randeffecte die effektive Barriere verringern und die Sättigungsstromdichte erhöhen. Dies wird bei den kleinen Strukturen offensichtlich, welche im Verhältnis zur Gesamtfläche relativ viel Rand aufweisen und eine entsprechend kleinere effektive Barriere haben. Bei den großflächigen Strukturen hingegen dominiert der flächige Anteil und Randeffecte können in erster Näherung vernachlässigt werden. Dass Rand- und Flächeneffekte den Sättigungs-

strom nachteilig beeinflussen entspricht der Erwartung und deckt sich mit der Literatur [Sze81] [Grün01].

Teststruktur	Fläche	Sättigungsstrom I_{ST}	Sättigungsstromdichte J_{ST}	Effektive Barriere
Flächendiode 1	30 μm x 30 μm	2,4 pA	263 nA/cm ²	0,80 eV
Flächendiode 2	100 μm x 100 μm	13,1 pA	131 nA/cm ²	0,81 eV
Flächendiode 3	300 μm x 300 μm	41,2 pA	46 nA/cm ²	0,84 eV
Flächendiode 4	1000 μm x 1000 μm	211 pA	21 nA/cm ²	0,86 eV
Fingerstruktur 5	30 μm x 30 μm	9,1 pA	1020 nA/cm ²	0,76 eV

Tabelle 5.3: Übersicht der ermittelten Struktureigenschaften an Flächendioden. Um den Einfluss der Randeﬀekte zu verifizieren, sind auch Parameter einer Fingerstruktur zum Vergleich aufgeführt.

Um diesen Effekt für einen großen Randanteil quantitativ zu bewerten, sind in der Tabelle auch die Parameter einer Fingerstruktur dargestellt, die zwar die gleiche Gesamtdiodenfläche wie Struktur 1 besitzt, aber durch Anordnung von mehreren parallelen Fingern realisiert wurde. Man erkennt auch hier, dass sich die Sättigungsstromdichte durch die Randeﬀekte erhöht hat.

Generell zeigen alle Teststrukturen, dass sich aufgrund der Verwendung von Platin hohe Schottkybarrieren eingestellt haben, die sehr gut mit der theoretischen Erwartung übereinstimmen (Tabelle 5.2). Ein weiterer Faktor zur Bewertung der Qualität eines Schottkyübergangs ist die Idealität \tilde{n} . Basierend auf den Messergebnissen ist dieser Wert ebenfalls ermittelt worden; entsprechend der Erwartung sind Kontakte mit hohen Randanteilen als nichtideal zu bezeichnen ($\tilde{n} > 1$) während Kontakte mit zunehmendem Flächenanteil bzw. abnehmenden Randanteil sich dem Wert $\tilde{n} = 1$ nähern und somit einem idealen Übergang entsprechen.

Neben der Barrierenhöhe und Idealität werden im Folgenden weitere anwendungsrelevante Kenngrößen des neuartigen PtSi MSM-PMDs beschrieben. Da im Rahmen dieser Arbeit mehr als 300 Einzel- und 50 Multipixelstrukturen mit PtSi-Kontakten entstanden, werden lediglich exemplarische Messungen gezeigt, die das Anwendungspotential der neuen Technologie belegen und untermauern sollen.

5.4.2 Hell-Dunkelverhalten der PtSi MSM-Struktur

In Abbildung 5.16 ist das DC-Verhalten einer typischen MSM-Diode messtechnisch ermittelt worden. Im Gegensatz zu den zuvor vermessenen Strukturen handelt es sich

hierbei nicht um einen einzelnen Schottkykontakt der gegen das Substrat vermessen wurde, sondern um PMD-Strukturen die zwei fingerförmig ineinander verschachtelte Diodenkontakte aufweisen wobei das Substrat ohne äußeren Kontakt floatend verbleibt. Die angegebenen Spannungen beziehen sich jeweils auf die Differenz der beiden Diodenkontakte, der fließende Strom wird durch einen Diodenanschluss gemessen. Auch diese Messungen wurden auf Waferebene unter gleich bleibenden Bedingungen durchgeführt, wobei die dargestellten Ergebnisse wiederum typischen über den Wafer ermittelten Größen entsprechen. Zur Bestimmung einer qualitativen Hellkennlinie wurde die Beleuchtung des Probingystems benutzt. Die Bestimmung der Photoempfindlichkeit der Dioden wird weiter hinten beschrieben.

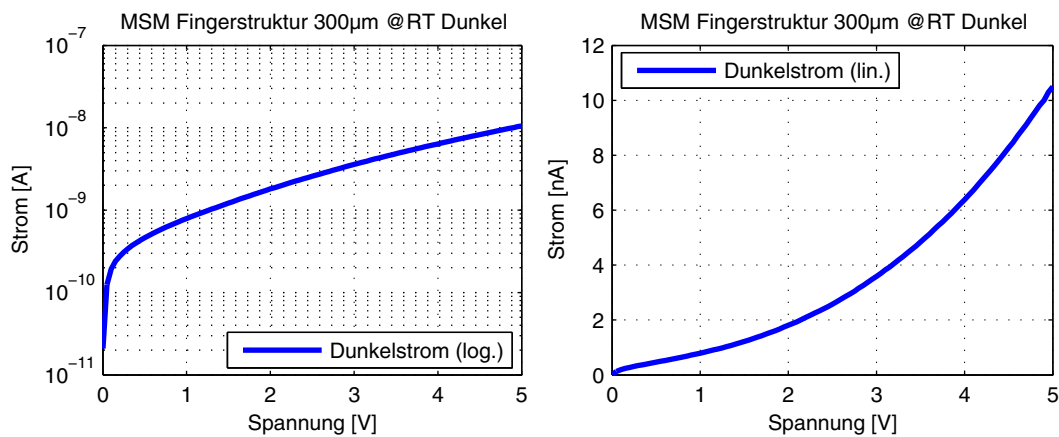


Abbildung 5.16: Dunkelstrom einer 300 µm Diode mit 3,6 µm Fingerabstand.

Die vermessene Diode hat eine Größe von 300 µm x 300 µm mit 2 µm breiten PtSi-Fingern im Abstand von 3,6 µm (Abbildung 5.14). Die gesamte Schottkydiodenfläche besteht aus 53 Fingern mit einer Gesamtfläche von $A = 31800 \mu\text{m}^2$. Bei einer Sperrspannung von 1 V hat die Struktur bei Raumtemperatur (23 °C) einen Dunkelstrom von $I_{\text{dunkel}} \approx 790 \text{ pA}$.

Vergleicht man die erreichte Sperrstromdichte mit bislang auf Silizium realisierten TiSi₂ PMD-Schottkystrukturen, so ist durch die Verwendung der PtSi PMD-Struktur eine Reduzierung im Dunkelstrom um etwa den Faktor 1000 erreicht worden [Bux02]. Selbst zu veröffentlichten Strukturen auf PtSi-Basis erreichte man mit den vorliegenden Dioden eine Verbesserung um den Faktor 9 im Dunkelstrom [Bass91]. Vor allem aber gestattet die vorliegende Technologie erstmals die Realisierung von MSM-PMDs und hochintegrierter Schaltungstechnik auf einem einzelnen Halbleiter-substrat.

Gemäß Theorie hängt der Dunkelstrom neben der Barrierenhöhe auch maßgeblich von der Fingerbreite und vom Fingerabstand ab. Erwartungsgemäß hat ein kleinerer Fingerabstand, bzw. eine bei gleich bleibender Pixelgröße erhöhte Gesamtkontaktfläche, einen größeren Dunkelstrom zur Folge. Zur Verdeutlichung sind in Abbildung 5.17 Messungen an einer $300\ \mu\text{m}$ Diode mit verschiedenen Fingerabständen dargestellt.

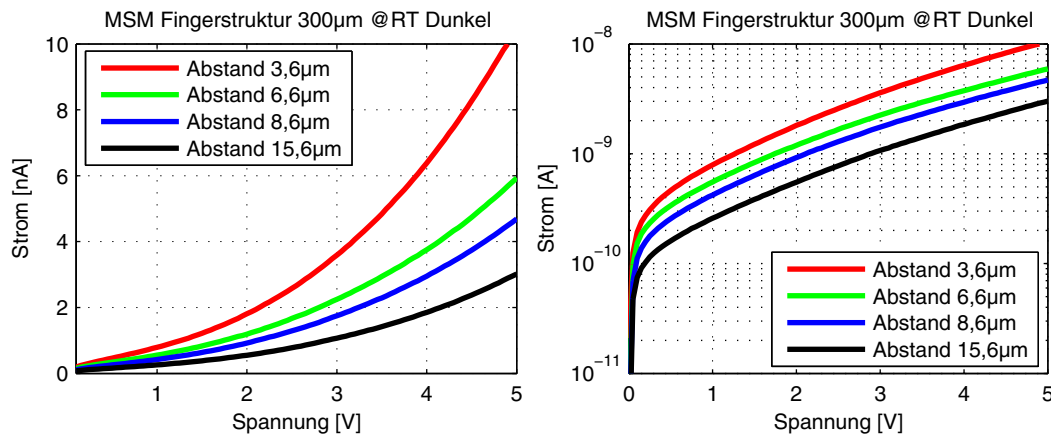


Abbildung 5.17: Einfluss des Fingerabstandes auf den Dunkelstrom. Die Messung wurde bei Raumtemperatur ($23\ ^\circ\text{C}$) durchgeführt.

Man erkennt, dass sich erwartungsgemäß der Dunkelstrom bei steigendem Fingerabstand verringert. Ein ausgeprägtes stärkeres exponentielles Ansteigen des Stroms bei der Struktur mit dem kleinsten Fingerabstand aufgrund des Reach-Through Effektes ist jedoch im dargestellten Spannungsbereich nicht zu beobachten. Vielmehr skalieren sich die Dunkelströme nahezu mit den Verhältnissen der Kontaktflächen. Gemäß Gleichung (3.20) wäre ein signifikanter Anstieg im Bereich von 1-2V bei der $3,6\ \mu\text{m}$ -Struktur zu erwarten gewesen. Offensichtlich ist dieser Bereich aber zu größeren Spannungen verschoben. Betrachtet man den Feld- und Potentialverlauf einer MSM-Struktur (Abbildung 5.10) so wird deutlich, dass der Reach-Through-Effekt im Bereich der Oberfläche zuerst auftritt. Bei der vorliegenden Realisierung des n-Substrats erfolgt eine Umdotierung des p-Gebiets durch Implantation und anschließende Diffusion. Eine mögliche Erklärung für die Verschiebung der Reach-Through Spannung könnte eine erhöhte Dotierkonzentration an der Oberfläche der Struktur sein. Diese Erhöhung verringert die lokale Ausdehnung der Raumladungszonen, so dass der Reach-Through erst bei größeren Spannungen einsetzt. Denkbar ist ebenfalls, dass die Dotierung des n-Gebiets in einem gewissen Bereich schwankt. Nach

Abbildung 3.6 hat eine Dotierungsänderung um den Faktor 2 bereits eine deutliche Verschiebung der Reach-Through-Spannung zur Folge.

Wie in Kapitel 3.4.3 hergeleitet, hängt die beschriebene inhärente Unterdrückung von unkorrelierten Signalanteilen innerhalb eines MSM-PMDs neben der Symmetrie der Ansteuerung, auch maßgeblich von der Symmetrie der Kennlinie ab. In Abbildung 5.18 sind daher die beiden Kennlinienbereiche der MSM-Diode im Dunkel- und Hellfall gegenübergestellt. Man erkennt, dass sich positive und negative Anteile der IU-Kennlinie nur geringfügig unterscheiden was augenscheinlich einer guten Symmetrie entspricht.

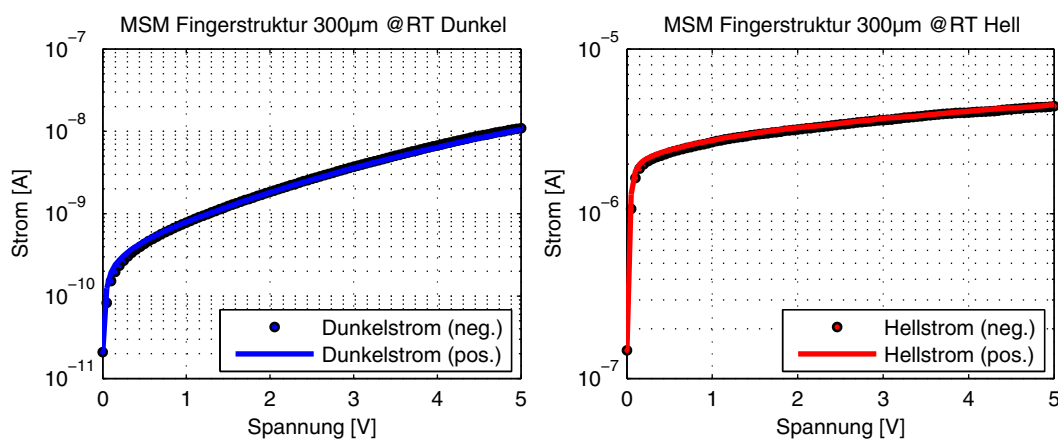


Abbildung 5.18: Vergleich von Dunkelstrom und Hellstrom bei einer 300 µm Diode mit 3,6 µm Fin-gerabstand. Zur Verdeutlichung der Symmetrie sind die Beträge der positiven und negativen Kennlinienbereiche gegenübergestellt.

Zur quantitativen Darstellung der Symmetrie ist in Abbildung 5.19 auf der linken Seite die normierte Differenz der positiven und negativen Strom-Spannungskurve über der angelegten Spannung dargestellt. Sie errechnet sich analog zu Gleichung (3.33) aus der Differenz bezogen auf die Summe der beiden Ströme nach folgender Gleichung.

$$\delta_H = 2 \frac{-I(-U) - I(U)}{-I(-U) + I(U)} \quad (5.2)$$

Man erkennt, dass sich vorliegende Strukturen durch eine gute Symmetrie, sowohl im Dunkel- als auch im Hellfall auszeichnen.

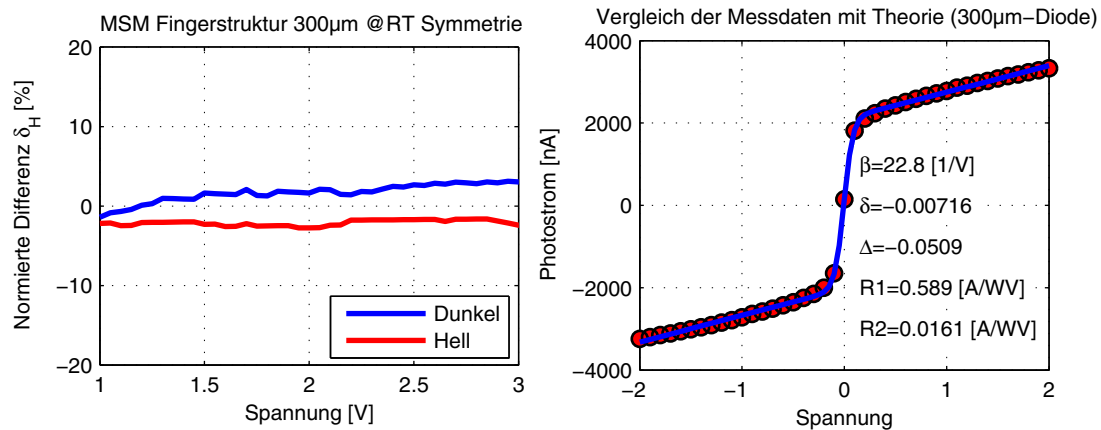


Abbildung 5.19: Beurteilung der Symmetrie der Kennlinie. Links: Symmetriefaktor bei Dunkelheit und bei Beleuchtung. Rechts: Kennlinienfit auf Basis der gemessenen Daten.

Im relevanten Spannungsbereich von 1 bis 3 Volt ist die Abweichung stets kleiner als $\pm 3\%$ was sich – wie weiter hinten beschrieben – positiv bei der gemessenen SBI-Performance auswirkt.

Außerdem ist auf der rechten Seite der Abbildung 5.19 ein Least-Square Kennlinienfit mit Extraktion der relevanten Parameter gemäß Kapitel 3.3.2 angegeben. Vergleicht man die ermittelten Parameter auf Basis der gleichen Analyse wie bei den GaAs-Strukturen in Kapitel 4.3.3, so kann man auch bei der vorliegenden Struktur hohe Faktoren der Hintergrundlichtunterdrückung erwarten.

5.4.3 Temperaturverhalten

Wie in Kapitel 4.3.2 beschrieben, ist das Verhalten eines Halbleiters von der Temperatur abhängig. Insbesondere der Dunkelstrom dessen Ursache die thermische Generation von Ladungsträgern ist, wird maßgeblich von der Temperatur beeinflusst. Abbildung 5.20 zeigt daher beispielhafte Dunkelstrommessungen bei verschiedenen Temperaturen. Dargestellt sind auf der linken Seite wieder die beiden Beträge des Stroms in Abhängigkeit der Spannung und auf der rechten Seite die aus den Messungen ermittelten Symmetrieparameter. Ähnlich wie bei der GaAs MSM-Diode in Kapitel 4.3.2 verdoppelt sich der Dunkelstrom im Bereich von $T = 23^\circ\text{C}$ bis $T = 85^\circ\text{C}$ etwa alle 10K Temperaturerhöhung. Im Bereich von $T = 85^\circ\text{C}$ bis zu $T = 125^\circ\text{C}$ ist der Anstieg nicht mehr so ausgeprägt, der Dunkelstrom verdoppelt sich in diesem Bereich nur etwa alle 13K. In erster Näherung erhöht sich bei Erwärmung des Halbleiters von Raumtemperatur auf 125°C der Dunkelstrom somit etwa um den Faktor 700. Da sich dies gemäß Gleichung (2.21) wurzelförmig auf die Anzahl der Rausch-

elektronen hervorgerufen durch das Dunkelstrom-Schrotrauschen auswirkt, beträgt die Zunahme dieses Anteils des Schrotrauschens Faktor 26 was wiederum bei späteren theoretischen Betrachtungen (Kapitel 7) berücksichtigt wird.

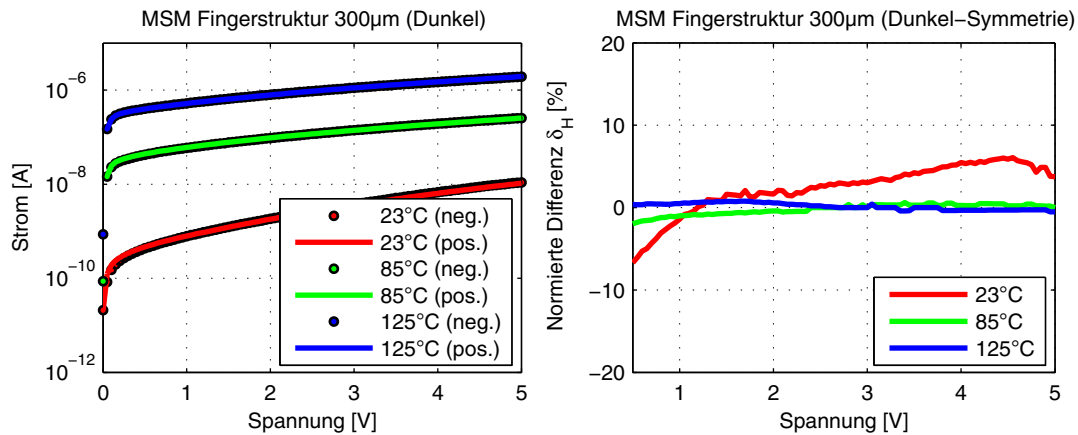


Abbildung 5.20: Einfluss der Temperatur auf den Dunkelstrom (links) und auf den Symmetrieparameter (rechts).

Unterstreichen sollte man an dieser Stelle, dass die vorliegenden PtSi-Strukturen *bei 125 °C* noch einen wesentlich kleineren Dunkelstrom als vergleichbare TiSi-Strukturen *bei Raumtemperatur* aufweisen, was den Vorteil des PtSi nochmals verdeutlicht. Bemerkenswert ist zudem die Tatsache, dass sich bei den vorliegenden Strukturen eine Erhöhung der Temperatur offenbar günstig auf das Symmetrieverhalten der Struktur auswirkt.

Die Ergebnisse zeigen, dass im Rahmen dieser Entwicklung Schottkykontakte hoher Güte auf Basis eines PtSi-Übergangs innerhalb eines modifizierten CMOS-SOI Prozesses hergestellt werden konnten. Die ermittelten Dunkelströme entsprechen der theoretischen Erwartung, wobei hinsichtlich der Qualitätskriterien (Schottkybarriere, Idealität) Ergebnisse vergleichbarer Veröffentlichungen [Bass91] übertroffen werden. Weiterhin ist die Symmetrie vergleichbar mit den GaAs-Strukturen aus Kapitel 4, wodurch grundsätzlich auf eine gute Hintergrundlichtunterdrückung geschlossen werden kann. Die im folgenden Abschnitt beschriebenen Messungen sollen darüber hinaus die Mischperformance des Device im Hinblick auf die angestrebte Anwendung als MSM-PMD untersuchen.

5.5 AC-Messungen

Bei den folgenden Messungen werden die Eigenschaften des PtSi MSM-PMD im Rahmen der einseitigen Modulation (vgl. Kapitel 4.3.1) bewertet. Im Vordergrund steht hierbei die Messung der Demodulationsempfindlichkeit unter Berücksichtigung verschiedener Geometrien und Betriebsbedingungen. Da es sich um ein völlig neu-entwickeltes Bauteil in einem modifizierten SOI-Prozess handelt, werden zunächst grundsätzliche Eigenschaften und Verhaltensweisen überprüft und mit der theoretischen Erwartung verglichen.

5.5.1 Einzelpixel

Folgende Messungen wurden mit Einzeldioden auf Basis der fingerartigen MSM-Strukturen in der beschriebenen Messumgebung (Kapitel 4.4.1) durchgeführt. Wenn nicht anders angegeben, wurden die Messungen mit einer Modulationsfrequenz (Rechteckmodulation) von $f_{Mod} = 10\text{ MHz}$ und einer Integrationskapazität von $C_{int} = 10\text{ pF}$ mit einer Lichtwellenlänge von $\lambda = 650\text{ nm}$ durchgeführt.

Einfluss des Fingerabstandes

In Kapitel 5.2.3 wurde das theoretische Frequenzverhalten einer MSM-Struktur in Abhängigkeit der Geometrie diskutiert. Ein großer Fingerabstand bringt demnach zwar einen großen optischen Füllfaktor mit sich, jedoch ist die Bandbreite des Bauteils grundsätzlich durch die Transitzeit der Ladungsträger limitiert. Darüber hinaus lassen sich Strukturen mit großen Fingerabständen unter Umständen nicht vollständig verarmen, was sich aufgrund der Diffusionsanteile ebenfalls negativ auf die Bandbreite auswirkt.

Abbildung 5.21 zeigt Messungen an einem quadratischen Pixel mit der Kantenlänge $150\text{ }\mu\text{m}$. Dargestellt ist auf der linken Seite der normierte Amplitudengang der Demodulationsempfindlichkeit bei verschiedenen Fingerabständen s , wobei die Breite der Finger konstant $w = 2\text{ }\mu\text{m}$ betrug. Alle Messungen wurden mit gleich bleibender Modulationsspannung und gleicher optischer Lichtleistung $P_{opt} = 5\text{ nW}$ durchgeführt. Auf der rechten Seite sind außerdem die gemessenen Korrelationsfunktionen bei einer Frequenz von 10 MHz aufgeführt. Dargestellt sind hierbei jeweils Abtastwerte in 10° bzw. 20° Schritten sowie zur besseren Darstellung ein entsprechender Fit der Messungen. Als Grenzfrequenz der Struktur wird im Weiteren die 3 dB-Grenzfrequenz

der Demodulationsempfindlichkeit definiert, also die Frequenz bei der sich die Demodulationsempfindlichkeit um den Faktor $\sqrt{2}$ verringert hat.

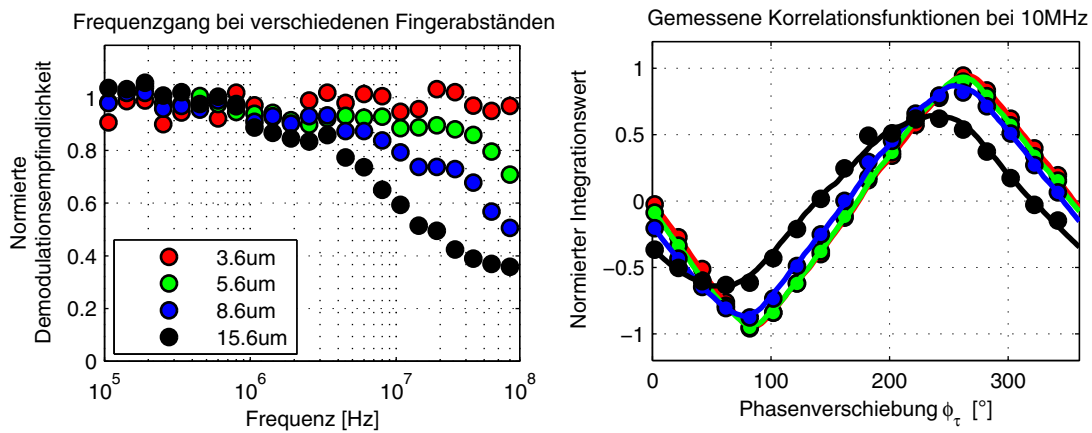


Abbildung 5.21: Links: Frequenzgang in Abhängigkeit der Fingerabstandes bei einem 150 μm Pixel. Integrationszeit 6 ms, $C_{\text{int}}=10$ pF, $P_{\text{opt}}=5$ nW@650 nm, $U_{\text{Mod}}=3$ V. Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.

Erwartungsgemäß ist die Grenzfrequenz bei einem kleinen Fingerabstand von $s = 3,6 \mu\text{m}$ am größten; sie beträgt unter den genannten Randbedingungen weit über 100 MHz (die Grenzfrequenz konnte aufgrund der Limitierungen der Messumgebung nicht bestimmt werden). Mit einer Erhöhung des Fingerabstandes auf $s = 5,6 \mu\text{m}$ verringert sich die Grenzfrequenz auf etwa 50 MHz. Bei weiterer Erhöhung sinkt sie weiter, bis bei einem Fingerabstand von $s = 15,6 \mu\text{m}$ schließlich eine Grenzfrequenz von unter 10 MHz erreicht wird.

Hauptursache für die Verringerung der Grenzfrequenz ist die erläuterte Zunahme an Diffusionsanteilen, da insbesondere größere Strukturen nicht mehr vollständig verarmt werden können. Gemäß Kapitel 3.3.1 ist theoretisch zum vollständigen Verarmen einer Struktur mit einem Fingerabstand von $s = 5,6 \mu\text{m}$ eine Spannung größer 3,2 V erforderlich. Dieser Zustand wird im vorliegenden Fall nicht erreicht, so dass langsame Diffusionsprozesse vorhanden sind und bei zunehmendem Fingerabstand dominieren.

In den dargestellten Korrelationsfunktionen wird die im Amplitudengang dargestellte Abnahme der Amplitude bei geringen Grenzfrequenzen nochmals deutlich. Weiterhin erkennt man auch eine Verschiebung der Phasenlage, diese ist umso größer je geringer die Grenzfrequenz des Bauteils ist. Als Ursache hierfür können langsame Ladungsträger gesehen werden, die nicht mehr hinreichend schnell getrennt werden können und somit keinen phasenrichtigen Beitrag mehr leisten können.

Bei der Betrachtung der definierten Bandbreite sollte man jedoch beachten, dass Messungen mit einer Modulationsfrequenz oberhalb der Grenzfrequenz natürlich prinzipiell noch möglich sind. Lediglich die Höhe der Nutzsignalamplitude ist verringert und ein etwaiger vorhandener Phasenoffset muss berücksichtigt und korrigiert werden. Die dargestellte Struktur mit dem ungewöhnlich hohen Fingerabstand von $s = 15,6 \mu\text{m}$ hat beispielsweise bei 60 MHz noch eine normierte Demodulationsempfindlichkeit von etwa 35 %. Dies ist grundsätzlich in Relation mit dem optischen Füllfaktor zu sehen. Ein kleiner Fingerabstand resultiert in einem kleinen Füllfaktor und somit nach Gleichung (3.41) in einer kleineren Quanteneffizienz. Bei größeren Fingerabständen hingegen hat man grundsätzlich eine bessere Signalausbeute; darüber hinaus ist der Dunkelstrom im Vergleich zu einem kleinen Fingerabstand gemäß Abbildung 5.17 prinzipiell kleiner, was bei Betrachtung des Signal-Rauschabstandes ebenfalls berücksichtigt werden sollte. Je nach Anwendung und geforderter Modulationsfrequenz kann man somit durch die Wahl des Fingerabstandes ein Optimum an Signalausbeute bzw. Signal-Rauschabstand festlegen.

Außerdem sollte man bei voriger Betrachtung die angelegte Spannung berücksichtigen. Zur besseren Vergleichbarkeit sind alle Strukturen mit der gleichen Spannung vermessen worden. Tatsächlich würden Pixel mit großen Fingerabständen aber mit höheren Spannungen betrieben werden um die Bandbreite zu steigern. Auch dieser Aspekt sollte bei der Bewertung des Bandbreitopotentials und der Geometriewahl mit berücksichtigt werden.

Einfluss der Modulationsspannung

Die Höhe der Modulationsspannung ist ein wichtiger Parameter bei Betrachtung eines MSM-PMD. Grundsätzlich ist man zunächst bestrebt, eine geringe Spannung zu wählen, um systemtechnisch die Verlustleistung der Modulationskomponenten (Treiber, ...) so gering wie möglich zu halten. Die Spannung hat jedoch wiederum Einfluss auf die Verarmung des Devices und somit auf die Grenzfrequenz. Um diesen Effekt zu verifizieren, sind in Abbildung 5.22 Messungen mit verschiedenen Modulationsspannungen an Strukturen mit $s = 3,6 \mu\text{m}$ aufgeführt.

Im links dargestellten Amplitudengang erkennt man, dass durch die angelegte Spannung die Demodulationsempfindlichkeit beeinflusst werden kann. Eine Spannung von $U_{\text{mod}} = 3\text{V}$ hat in diesem Fall nahezu eine Verdopplung der Signalausbeute im Vergleich zu $U_{\text{mod}} = 1\text{V}$ zur Folge. Ursache hierfür ist die Spannungsabhängigkeit der Photoempfindlichkeit die im vorliegenden Fall relativ groß ist und bereits exempla-

risch in Abbildung 5.19 bestimmt wurde. Im Amplitudengang erkennt man bei Frequenzen oberhalb 30 MHz deutlich den erwarteten Signalabfall bei geringerer Modulationsspannung. Die Grenzfrequenz liegt in diesem Fall bei etwa 50 MHz, dies entspricht der Grenzfrequenz der zuvor betrachtete Struktur mit $s = 5,6 \mu\text{m}$ mit einer Modulationsamplitude von $U_{\text{mod}} = 3\text{V}$. Dort konnte die Limitierung auf eine nicht vollständige Verarmung bzw. das Nichterreichen des Reach-Through zurückgeführt werden. Im vorliegenden Fall kann daher davon ausgegangen werden, dass eine Spannung von $U_{\text{Mod}} = 1\text{V}$ nicht ausreicht, um die Struktur mit kleinem Fingerabstand zu verarmen. Zwar wäre beim vorliegenden Substrattyp theoretisch eine vollständige Verarmung bereits bei 1 V möglich (Abbildung 3.6) jedoch können Schwankungen in der Dotierung diesen Wert in der Realität leicht verschieben (vgl. Kapitel 5.4.2).

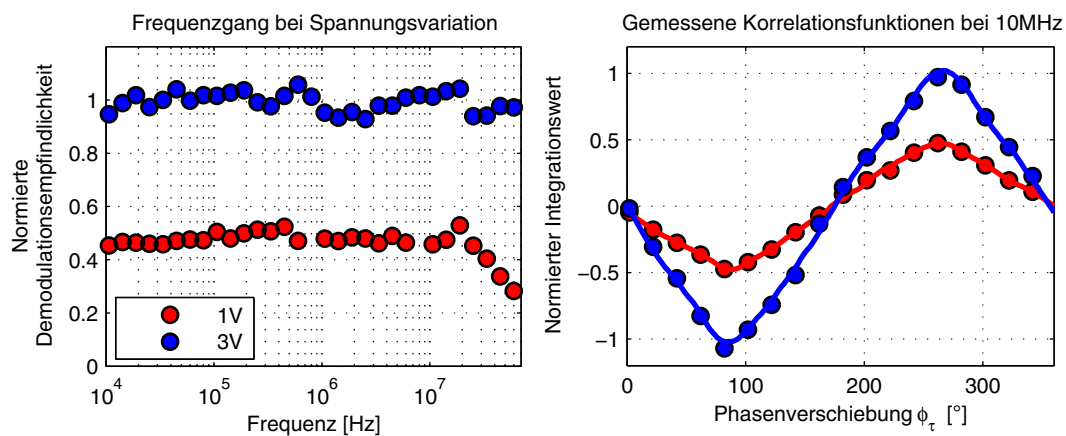


Abbildung 5.22: Links: Vergleich verschiedener Modulationsspannungen bei konstantem Fingerabstand von $3,6 \mu\text{m}$ und einer Pixelgröße von $300 \mu\text{m}$. Integrationszeit 6 ms, $C_{\text{int}} = 10 \text{ pF}$, $P_{\text{opt}} = 5 \text{ nW}$ @ 650 nm . Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.

Einfluss der Pixelgröße

Bei der Betrachtung des Fingerabstandes wurden Pixel der Größe $150 \mu\text{m}$ untersucht, die Untersuchung der Spannungsabhängigkeit wurde mit Strukturen der Größe $300 \mu\text{m}$ durchgeführt. Zum direkten Vergleich, inwieweit verschiedene Pixelgrößen Einfluss auf das Verhalten haben, sind in Abbildung 5.23 die zuvor betrachteten Größen einem Pixel der Größe $100 \mu\text{m}$ gegenübergestellt.

Der Vergleich der Pixelgrößen ist insofern interessant, als hiermit Einflüsse der Gesamtkapazität der Struktur auf den Frequenzgang und die Phasenlage der Korrelationsfunktion ermittelt werden können. Wie in der Abbildung dargestellt, zeigt weder der Frequenzgang noch die Phasenlage der Korrelationsfunktion eine signifikante

Abhängigkeit von der Pixelgröße. Auf Grundlage dieses Ergebnisses und weiterer durchgeführter Messungen kann man davon ausgehen, dass sich in großen Bereichen nahezu beliebige Pixelgrößen realisieren lassen, was vor dem Hintergrund einer universellen Nutzbarkeit von besonderem Interesse ist.

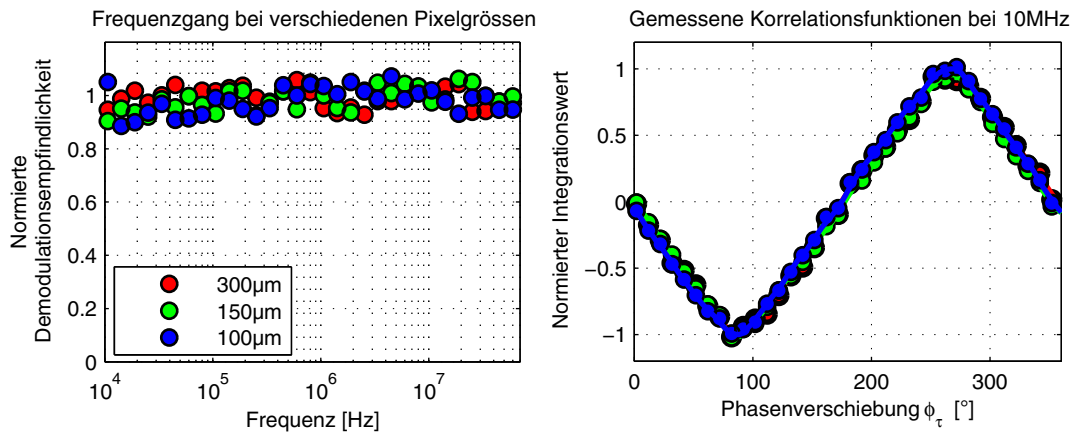


Abbildung 5.23: Links: Vergleich des Frequenzgangs bei verschiedenen Pixelgrößen und konstanter Leistung $P_{\text{opt}}=5 \text{ nW}@650 \text{ nm}$, Integrationszeit 6 ms, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, Fingerabstände 3,6 μm . $U_{\text{Mod}}=4 \text{ V}$. Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.

Einfluss der Leistung

Zur Überprüfung inwieweit die optische Leistung einen Einfluss auf den Frequenzgang bzw. die Phasenlage der Korrelationsfunktion hat, wurden zunächst Messungen mit einer Signalleistung im Bereich von 1 nW bis 50 nW durchgeführt.

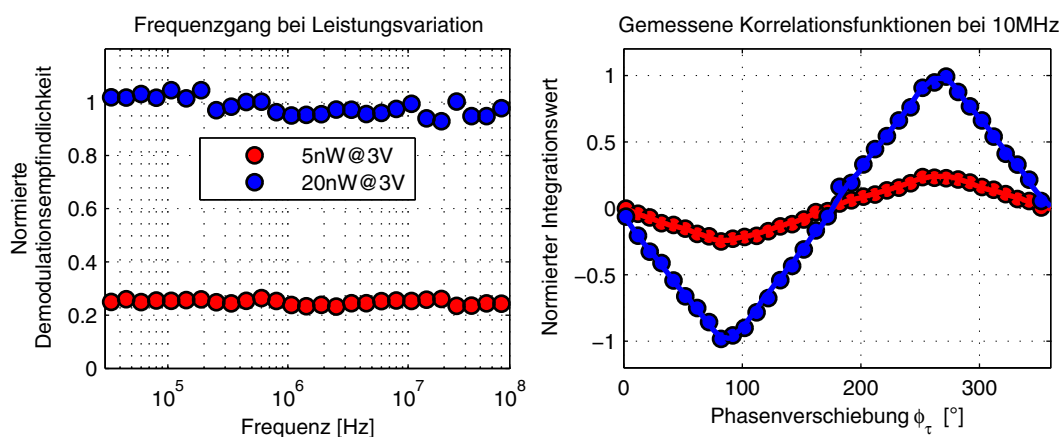


Abbildung 5.24: Links: Frequenzgang bei Variation der modulierten Lichtleistung. Integrationszeit 6 ms, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, Fingerabstände 3,6 μm . $U_{\text{Mod}}=3 \text{ V}$, Pixelgröße 300 μm . Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.

Abbildung 5.24 zeigt zwei Messungen aus dem mittleren Leistungsbereich; aus den Auswertungen geht hervor, dass die Demodulationsempfindlichkeit weitgehend unabhängig von der eingestrahlten Leistung ist. Weiterhin weist weder der Frequenzgang noch die Phasenlage eine signifikante Änderung mit der Lichtleistung auf. Weitere Messungen über einen größeren Leistungsbereich und den Einfluss von unkorreliertem Hintergrundlicht finden sich in Abschnitt 5.5.2.

Zusammenfassend ist auch die AC-Performance der PtSi MSM-Strukturen wie erwartet, wobei eine große Übereinstimmung mit der Theorie vorliegt. Durch die Entwicklung dieses Bauelementes ist es erstmals gelungen, ein SM-PMD mit großer Bandbreite und inhärenter Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen vollständig in einen Siliziumprozess zu integrieren. Die hiermit erzielbaren Bandbreiten hängen ab von der Fingergeometrie und der Modulationsspannung. Selbst bei den untersuchten ersten Teststrukturen ließen sich bei entsprechender Ansteuerung bis 100 MHz keinerlei bandbegrenzenden Effekte feststellen. Gestützt von weiteren theoretischen Abschätzungen kann man somit davon ausgehen, dass dieses Bauelement durchaus im Bereich von einigen hundert MHz bis einige GHz betrieben werden kann.

5.5.2 Messgenauigkeit

Um die Performance auch in Bezug auf die Auswertung der Phase zu belegen, wurden an den PtSi-Dioden ähnliche Untersuchungen wie zuvor an den GaAs Dioden vorgenommen. Die folgenden Messungen wurden hierbei wieder mit den in Kapitel 4.5.2 beschriebenen Messbedingungen bei verschiedenen Nutz- und Hintergrundlichtleistungen und Auswertung durch den 4-Phasen-Algorithmus durchgeführt.

Im Vergleich zu den GaAs Messungen ist der festgelegte Messbereich in dem eine Standardabweichung von maximal $\sigma_\varphi = 4,9^\circ$ zugelassen wird, zu größeren Lichtleistungen verschoben. Dies ist in erster Linie auf die geringere Photoempfindlichkeit des verwendeten SOI-Substrats aufgrund der geringen Dicke zurückzuführen. Außerdem sind die Geometrien der PtSi-Dioden konservativ gewählt worden, um entsprechende Funktionssicherheit innerhalb des neu entwickelten Prozesses zu gewährleisten. Daher ist der Gesamtfüllfaktor und letztlich die Demodulationsempfindlichkeit der vermessenen Teststrukturen im Vergleich zum GaAs zunächst noch deutlich geringer. Generell ist aber im definierten Messbereich die Höhe der ermittelten Standardabweichung in guter Übereinstimmung mit der Theorie.

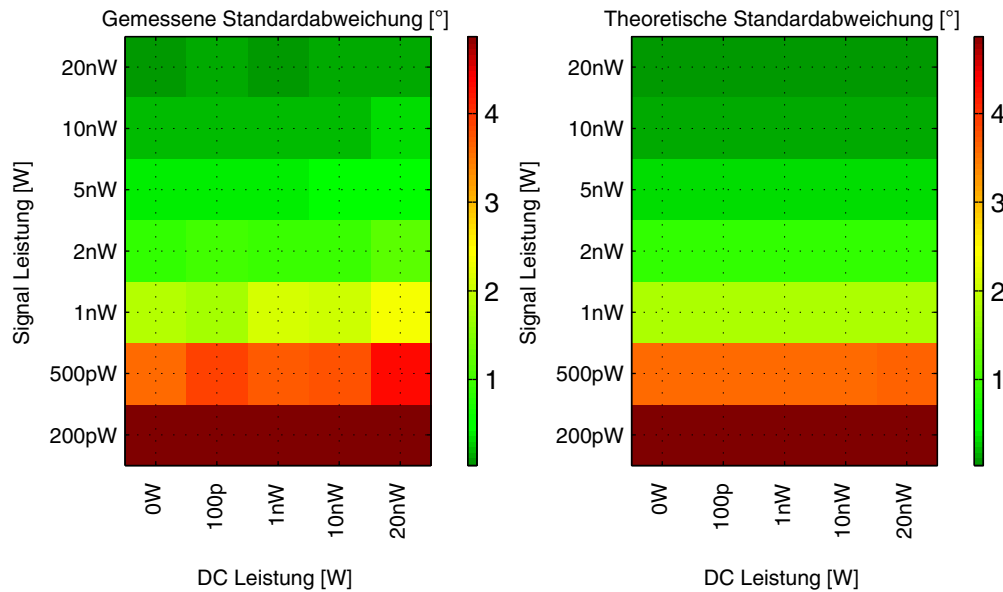


Abbildung 5.25: Gemessene (links) und theoretische (rechts) Standardabweichung des PtSi-Einzelpixels bei verschiedenen Leistungsverhältnissen. Die Integrationskapazität betrug 10 pF bei einer Integrationszeit von 4 ms. Die Modulationsspannung betrug 5 V, die Modulationsfrequenz 10 MHz.

5.5.3 Multipixel

Neben der Realisierung von PtSi MSM-Einzelpixeln wurden im Rahmen dieser Arbeit auch bereits Multipixelstrukturen für einen 3D-Sensor entwickelt. Dieser Sensor sollte von Geometrie und Pinning vergleichbar mit der vorgestellten GaAs-Realisierung sein, um einen direkten Austausch und Vergleich sowohl in der Messumgebung als auch im Kamerasystem zu gewährleisten.

Obwohl eine Realisierung der Schaltungselektronik auch unmittelbar im Pixel möglich gewesen wäre, ist daher dennoch ein kompatibler 24x6 MSM Sensor basierend auf einem Multichipmodul hergestellt worden. Abbildung 5.26 zeigt dieses Modul; der Sensorteil wurde mit einem Array aus quadratischen PtSi-Dioden der Größe 300 μm realisiert, die Signalverarbeitung wurde mit den gleichen Auslesezeilen wie in der GaAs-Variante durchgeführt.

An dem dargestellten Sensor wurden ebenfalls Messungen mit den Vorgabekriterien aus Kapitel 4.7.1 durchgeführt. Im Wesentlichen stimmen die Messergebnisse der Matrixpixel mit den gezeigten Einzelpixelmessungen überein. Wie bei GaAs, konnte eine gute Homogenität der Pixeleigenschaften sowohl bei der Standardabweichung als auch bei der gemessenen Phase über der Matrix nachgewiesen werden.

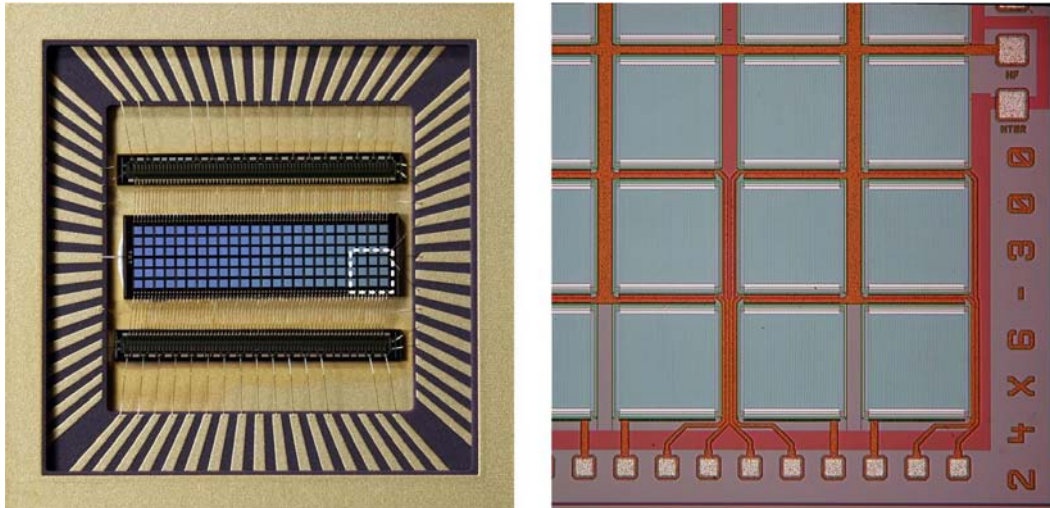


Abbildung 5.26: 24x6 PMD Multichipsensor basierend auf einem PtSi-Array. Rechts dargestellt ist eine Mikroskopaufnahme des 24x6 PtSi-PMD.

5.6 Optimierungspotential

Da es sich um einen modifizierten Prozessablauf hinsichtlich der Herstellung des PMDs handelt, wurden viele Designparameter bei den Teststrukturen bewusst konservativ gewählt. Hier ist insbesondere die PtSi-Fingerbreite zu nennen, die mit $w = 2\ \mu\text{m}$ relativ groß umgesetzt wurde. Breite Finger haben einen nachteiligen Einfluss auf die Kapazität der Struktur, den Dunkelstrom und den Füllfaktor. An dieser Stelle kann von einem erheblichen Optimierungspotential ausgegangen werden. Tests mit verschiedenen Fingerbreiten haben gezeigt, dass die minimale Breite im bestehenden Prozess ohne weitere Optimierung auf $w = 1,2\ \mu\text{m}$ verringert werden kann. Darüber hinaus sind bei geringen technologischen Modifikationen Fingerbreiten unter $1\ \mu\text{m}$ durchaus realisierbar. Auch die beschriebene seitliche Überdeckung der Aluminiumfinger kann hierbei minimiert werden oder ganz entfallen. Der optische Füllfaktor der Fingerstruktur kann bei den gezeigten Strukturen somit von 53 % auf mindestens 78 % gesteigert werden.

Wie erwähnt, wurden alle Strukturen auf einem $3\ \mu\text{m}$ SOI-Substrat realisiert. Durch die Verwendung eines standardisierten Deep-Trench Ätzprozesses können hier Substrate bis zu $5\ \mu\text{m}$ verwendet werden, die – bei entsprechender Auslegung der Fingergeometrien und Modulationsspannungen – eine weitere Verbesserung hinsichtlich der Signalausbeute zur Folge haben. Die Art der Oberflächenbehandlung und die Herstellung des Platinsilizids können hingegen als optimal angesehen werden. Die erreichten Barrierenhöhen entsprechen bei flächigen Strukturen der theoretischen Erwartung, so dass an dieser Stelle kein Optimierungspotential besteht.

6 Rückseitenbestrahtes Silizium pn-PMD

6.1 *Ansatz*

Das zuvor beschriebene PtSi MSM-PMD basierte auf der Verwendung eines gemeinsamen Substrates zur Realisierung von Sensorelementen und Auslese. Dies hat Vorteile hinsichtlich der Verwendung von standardisierten Prozessen, insbesondere bei hochintegrierten Multipixelkonzepten. Hierzu ist jedoch oft ein erheblicher Aufwand nötig, um ein PMD-Sensorelement in einem CMOS-Prozess zu integrieren. Letztlich bestehen bei Standardprozessen aber immer nur begrenzte Möglichkeiten Modifikationen für ein Sensorelement vorzunehmen. Dies hat in der Regel zur Folge, dass bei der Wahl des Prozesses ein Kompromiss gefunden werden muss, der unter Umständen suboptimal für Sensor und Ausleseelektronik ist. Oftmals ist die Performance des Sensors daher limitiert durch die Möglichkeiten des Prozesses und der vorhandenen Rahmenbedingungen.

In einem modernen CMOS-Prozess sind üblicherweise mehrere Metall- und Polysiliziumlagen sowie verschiedene Dotierungsbereiche vorhanden. Ein Sensor hingegen ist oft relativ einfach aufgebaut und benötigt daher nur wenige Prozessschritte und Materialschichten. Eine pn-Photodiode kann beispielsweise grundsätzlich auf einem Basissubstrat mit einer komplementären Dotierung und entsprechender Kontaktierung sowie Metallisierung hergestellt werden, der Prozess ist daher vergleichsweise einfach. Ein Sensorchip kann somit prinzipiell in einem – für diese Komponente – optimalen aber dennoch preisgünstigen Prozess hergestellt werden.

Die in diesem Kapitel beschriebene Realisierungsform wählt daher einen speziellen Multichipansatz. Grundlage ist hierbei die Verwendung eines optimalen Sensorprozesses in Verbindung mit einem separaten aber ebenfalls optimalen Signalverarbeitungsprozess. Grundsätzlich basiert auch die in Kapitel 4 beschriebene Multichiprealisierung auf einem solchen Ansatz. Allerdings wird im Folgenden eine Realisierungsform beschreiben, die auf einer kostengünstigen Siliziumtechnik basiert, wobei die Steigerung von Signalausbeute und Bandbreite im Vordergrund steht.

6.2 Konzept

6.2.1 Rückseitenbestrahlung

Bei bisherigen PMD-Halbleiterstrukturen werden die Bauelemente von der Vorderseite bestrahlt. Hierbei gibt es zahlreiche Nachteile; bedingt durch notwendige Metallleiterbahnen und Kontaktierungen ist naturgemäß im Bereich der lichtempfindlichen Fläche ein nicht unerheblicher Teil zwangsläufig abgeschattet, d.h. dieser Bereich steht zur Detektion von Lichtstrahlung nicht mehr direkt zur Verfügung wodurch der Füllfaktor prozessabhängig stark limitiert wird (vgl. Gleichung (3.41)).

Außerdem sind in Bereichen in denen keine Abschattung stattfindet, prozessabhängig verschiedene Schichtstrukturen auf dem Material vorhanden (Oxidschichten, Planarisierungsschichten, ...), die eine ungewollte Dämpfung bzw. Mehrfachreflexionen des Lichts zur Folge haben. Diese Effekte sind in der Regel wellenlängenabhängig und können zu erheblichen Verlusten und Empfindlichkeitsvariationen im relevanten Wellenlängenbereich führen [XFab03]. Diese Nachteile können vermieden werden, wenn die Struktur nicht von der Vorderseite, sondern – wie im Weiteren beschrieben – von der Rückseite bestrahlt wird.

Abbildung 6.1 stellt zum Vergleich schematisch die klassische Vorderseitenbestrahlung der Rückseitenbestrahlung gegenüber. Die Darstellung basiert auf einem Ausschnitt eines fingerförmigen SM-PMDs, wobei die dargestellten Dioden herkömmliche pn-Dioden oder aber – wie zuvor beschrieben – Schottkyübergänge sein können.

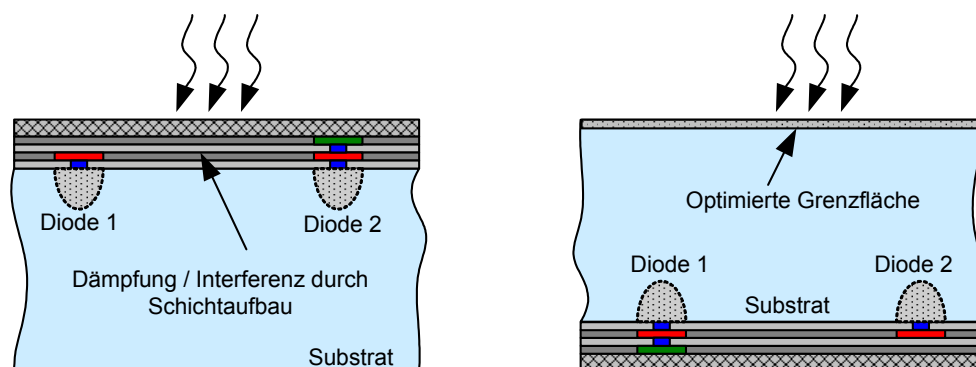


Abbildung 6.1: Links: Frontseitenbestrahltes PMD mit Deckschichten. Rechts: Bestrahlung von der Rückseite mit optimierter Grenzfläche.

Durch die Bestrahlung von der Rückseite hat man idealerweise nur die Grenzfläche zwischen Luft und dem Substrat. Diese Grenzfläche kann zusätzlich mit einer angepassten Antireflexschicht versehen werden um die optische Einkopplung zu verbes-

sern. Als Material für ein solches ARC (**A**nti **R**eflective **C**oating) bietet sich in gängigen CMOS-Prozessen Siliziumnitrid (Si_3N_4) an, dessen Brechungsindex von $n = 2$ nahezu optimal für die Anpassung zwischen Luft ($n = 1$) und Silizium ($n \approx 3,8 @ 650nm$) [Virg04] ist. Durch die Wahl der Dicke einer solchen Beschichtung lassen sich somit definierte Antireflexschichten für bestimmte Wellenlängen optimieren [XFab02].

6.2.2 Anpassung der Substratdicke /-dotierung

Eine Eigenschaft von siliziumbasierten PMD-Strukturen ist die große optische Eindringtiefe. Licht der Wellenlänge 650 nm hat in Silizium eine Eindringtiefe von ca. 3 μm , Licht der Wellenlänge 850 nm über 15 μm (siehe auch Tabelle 4.1). Entsprechend entstehen bei Lichtbestrahlung wellenlängenabhängig auch Ladungsträger in großen Tiefen.

Grosse Feldstärken treten bei herkömmlichen Strukturen aber nur im Bereich der Oberfläche auf, d.h. die feldabhängige Ladungsträgertrenneigenschaft des Bauelementes ist im Bereich der Oberfläche dominant. Tiefer im Substrat generierte Ladungsträger können nur durch langsame Diffusionseffekte in Bereiche mit ausgeprägten Feld- und Trenneigenschaften gelangen und verursachen insbesondere bei hohen Frequenzen unerwünschte Phasenoffsets bzw. tragen nicht mehr zum Nutzsignal bei. Dieser Sachverhalt würde zunächst gegen eine Rückseitenbestrahlung sprechen, sofern man dort nicht eine hinreichende Feldverteilung im gesamten Volumen gewährleistet. Dementsprechend muss ein optimiertes rückseitenbestrahltes PMD daher in einer Art ausgestaltet werden, dass Ladungsträgertrennungen über einen großen Tiefenbereich und somit über einen großen Wellenlängenbereich möglich sind. Diese Anpassung erfolgt unter Berücksichtigung der verwendeten optischen Wellenlänge und der anzustrebenden Absorptionsdicke.

Um eine ausreichende Empfindlichkeit der Struktur zu erhalten, sollte das Substrat eine gewisse Mindestabsorptionsdicke haben. Grundsätzlich gilt, je dicker der Absorptionsbereich desto empfindlicher ist das Bauelement (vgl. Gleichung (3.41)). Wie in Kapitel 5.2.2 beschrieben, sind der Dicke hingegen jedoch insofern Grenzen gesetzt, als dass idealerweise der gesamte Absorptionsbereich mit einem elektrischen Feld versehen werden muss, um eine effiziente Trennung der Ladungsträger und somit eine Maximierung der Ausbeute und Bandbreite zu erlangen. Außerdem limitiert natürlich wiederum die maximale Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger in Verbindung mit der benötigten Bandbreite die Dicke des Substrats (siehe auch Kapitel

3.3.4). Das Substrat sollte daher mit einer niedrigen angepassten Dotierung versehen werden, die es ermöglicht in Verbindung mit der angelegten Spannung ein Feld zu erzeugen, welches den gesamten Absorptionsbereich verarmt und somit eine maximale Signalausbeute bei hohen Frequenzen zur Folge hat.

Durch die Wahl eines geeigneten Sensorsubstrates, also Dicke und Dotierung bei gleichzeitiger Bestrahlung des Bauelementes von der Rückseite, lassen sich somit hocheffiziente PMD-Detektoren entwickeln, die einen Pixelfüllfaktor von bis zu 100 % erreichen. Außerdem wird durch die vorteilhafte Feldverteilung im Bauelement die Demodulationseffizienz und Bandbreite maximiert, was mit späteren Messungen belegt wird.

6.2.3 Aufbau mit Flip-Chip Technologie

Wie erwähnt, basiert das vorliegende Konzept auf der Trennung von Sensor und Ausleselementen, also die Realisierung in Form eines Multichips. Anders jedoch als bei den in Kapitel 4.6.4 beschriebenen GaAs-Realisierungen wird hierbei jedoch keine Anordnung der Chips *nebeneinander* sondern als Flipchip-Lösung *übereinander* angestrebt. Dies hat den Vorteil, dass die Verbindung zwischen Sensor und Ansteuer-Ausleseelektronik bei verschiedenen Pixeln stets gleich lang ist und eine gleich bleibende pixelnahe Signalaufbereitung und -verarbeitung möglich ist. In der folgenden Abbildung ist ein Beispiel einer solchen Flip-Chip Realisierung schematisch dargestellt.

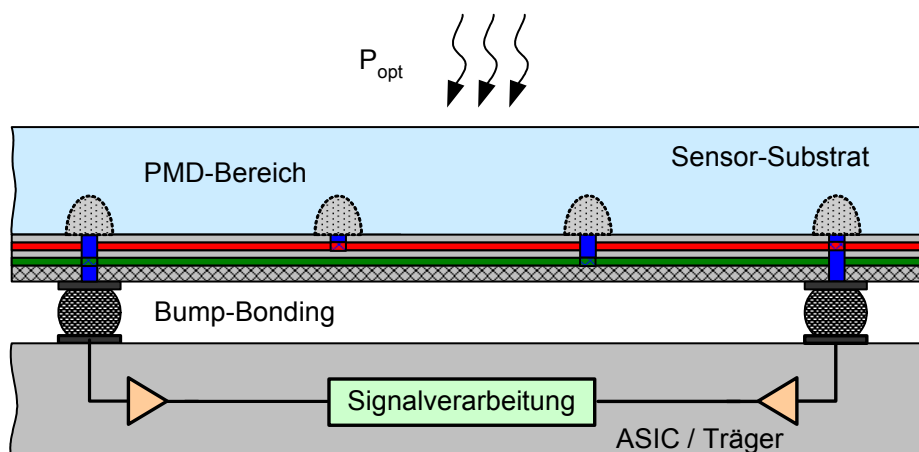


Abbildung 6.2: Flip-Chip-Realisierung: Die Signalverarbeitungselektronik befindet sich in unmittelbarer Nähe des Sensors, dennoch sind verschiedene optimale Prozesse möglich.

Eine Flip-Chip Lösung verbindet damit die räumliche Nähe der Elektronik (ähnlich der Singlechiplösung) mit der universellen Verwendbarkeit verschiedener Technologien für Sensor (Schottky, pn, ...) und Elektronik (Integrationsgrad, Prozessart, ...). Diese Art der Realisierung bietet daher ein Maximum an Flexibilität im Hinblick auf mögliche Anwendungen.

6.3 Umsetzung

Zur Verifizierung des Konzeptes wurden im Rahmen dieser Arbeit mit einem Technologiepartner Teststrukturen auf pn-Basis realisiert. Das Substrat wurde hierbei nicht floatend belassen, sondern wurde in Sperrichtung bezogen auf die Diodenanschlüsse vorgespannt. Es entsteht dadurch eine Struktur die einem Stromknoten mit drei Anschlüssen gemäß Kapitel 2.4.4 entspricht (unipolares Device). Das Bauelement hat demnach in der einfachsten Form 2 Signalanschlüsse und einen zusätzlichen Elektrodenanschluss bzw. Substratkontakt. Hierbei befinden sich beide Dioden stets im Sperrbetrieb (bzw. ohne Vorspannung), je nach Modulationszustand mit größerer bzw. kleinerer Sperrspannung (oder keine Vorspannung), nie aber in Durchlassrichtung. Der an den Anschlussterminals fließende Strom hat daher immer die gleiche Richtung, somit ist nur eine Art Ladungsträger direkt am Mischprozess beteiligt. Entsprechend beinhaltet dieses Bauelement auch keine inhärente Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen; diese Funktion muss mit externer Schaltungstechnik realisiert werden (vgl. Kapitel 6.5). Der Vorteil der unipolaren Betriebsweise ist jedoch die Tatsache, dass beide Dioden stets gesperrt sind, und keine frequenzlimitierenden Umschaltvorgänge vom Sperr- in den Durchlassbereich und umgekehrt stattfinden müssen. Außerdem kann der in Kapitel 6.6 beschriebene Transistoreffekt, der das Verhalten des Device nachteilig beeinflussen kann, vermieden werden.

In Abbildung 6.3 ist ein solches Substrat mit auf der Unterseite realisierten n+ Fingerstrukturen beispielhaft im Querschnitt dargestellt. Die Finger sind wechselseitig ineinander verschachtelt, so dass wie beim MSM eine große Pixelfläche mit geringen Weglängen zwischen den Elektroden realisierbar ist. Dargestellt sind schematisch zwei gegensätzliche Modulationszustände; auf der linken Seite wird die linke Elektrodenanordnung in Sperrichtung betrieben, so dass durch deren Raumladungszone nahezu das gesamte Substrat veramt wird und die photogenerierten Elektronen von dieser Elektrode abgesaugt werden können. Auf der rechten Seite ist der andere Modulationszustand dargestellt bei dem der Photostrom von der anderen Elektrode ü-

bernommen wird. Bei entsprechender Modulation werden somit die Raumladungszonen bzw. die Photoempfindlichkeiten der Dioden im Gegentakt moduliert, wobei die Diode mit der größeren Sperrspannung (bezogen auf die Anodenspannung) den größeren Strom übernimmt. Die Summe beider Ströme ist dabei konstant und entspricht exakt dem Stromfluss über den Substratanschluss; hierbei wird davon ausgegangen, dass keinerlei Querstrom von der einen zur anderen Diode fließt.

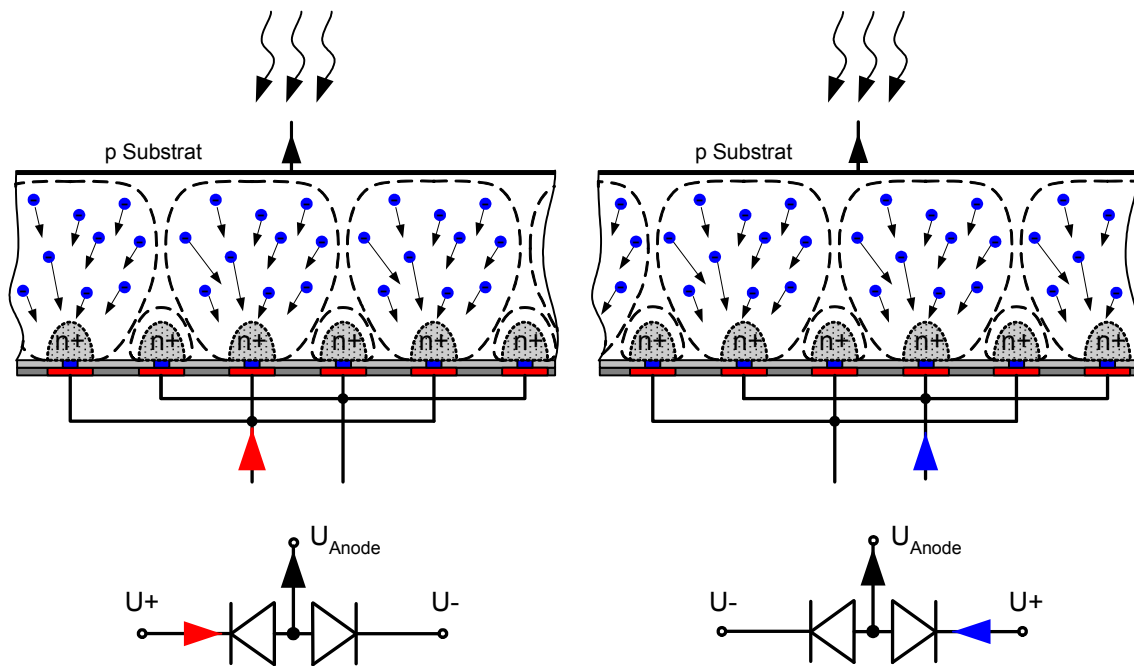


Abbildung 6.3: Schematische Darstellung zweier Modulationszustände. Es ist nur eine Art von Ladungsträgern direkt am Mischprozess beteiligt. Die Löcher (nicht dargestellt) wandern zum Substratanschluss ab.

6.3.1 Dimensionierung des Sensors

Abbildung 6.4 gibt basierend auf Gleichung (3.2) den Zusammenhang zwischen Dotierung und Ausdehnung der Raumladungszone einer n+p Diode wieder; die Dotierung des n-Bereichs wurde hierbei konstant mit $N_D = 10^{20} \text{ cm}^{-3}$ angesetzt. Da sich die Ausdehnung der Raumladungszone vorwiegend in den niedrigdotierten Bereich erstreckt, kann näherungsweise die Gesamtausdehnung mit der Ausdehnung im p-Bereich gleichgesetzt werden. Anhand dieser Abbildung wird nochmals deutlich, dass sich eine geringe Substratdotierung in einer größeren Ausdehnung der Raumladungszone auswirkt.

Bei einem Sensor mit dem vorwiegend ein bestimmter Wellenlängenbereich detektiert werden soll, ist eine Absorptionsdicke in der Größenordnung der entsprechenden Eindringtiefe anzustreben. Für eine Wellenlänge von $\lambda = 850 \text{ nm}$ bedeutet dies

beispielsweise, dass ein Si-Sensor einen Absorptionsbereich der Dicke $d \approx 20 \mu\text{m}$ haben sollte. Um eine Ausdehnung der Raumladungszone über die gesamte Tiefe zu erreichen, sollte die Dotierung des Substrats daher im Bereich von $N_A = 1 \cdot 10^{12} \text{ cm}^{-3}$ bis $N_A = 1 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$ liegen.

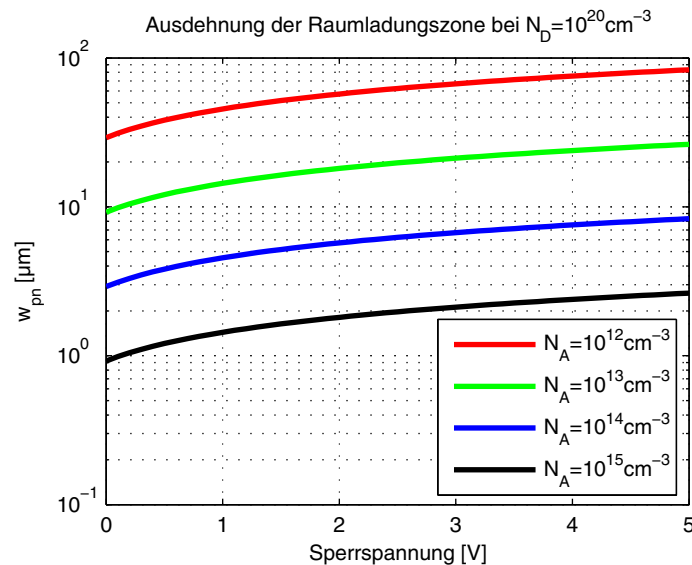


Abbildung 6.4: Ausdehnung der Raumladungszone in Abhängigkeit der Dotierung einer n+p Diode.

Da zur Beschreibung der Funktion des rückseitenbestrahlten pn-PMDs die Betrachtung einer einzelnen Diode nicht ausreicht, wird zur Verdeutlichung der Zusammenhänge im weiteren Verlauf wieder ein 2D-Halbleitersimulator verwendet. Dieser berücksichtigt die Gesamtstruktur des PMDs, also auch die Wechselwirkung der Diodenstrukturen untereinander. In Abbildung 6.5 ist die Simulation einer Struktur mit einem $20 \mu\text{m}$ dicken p-Substrat mit unterschiedlicher Dotierung dargestellt. Betrachtet wurden 4 abwechselnd verbundene n+ Finger mit einer Dotierung von $N_D = 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, wobei der entstehende pn-Übergang in einer Tiefe von $0,5 \mu\text{m}$ liegt. Die Breite der Finger beträgt $w = 2 \mu\text{m}$, der Abstand $s = 10 \mu\text{m}$. Simuliert wurde der zweidimensionale Potentialverlauf der Struktur in x- und in y-Richtung.

Deutlich zu erkennen sind die unterschiedlichen Ausdehnungen der Raumladungszonen beider Dioden aufgrund unterschiedlich großer Sperrspannungen. Weiterhin wird deutlich, dass bei Verwendung einer hohen Dotierung noch große Volumenanteile feldfrei sind. Bei der Struktur mit geringer Dotierung hingegen erkennt man, dass das gesamte Substrat erwartungsgemäß mit Raumladungszonen ausgefüllt ist

und somit eine wesentlich schnellere Abführung und vor allem ein zielgerichteter Transport der Ladungsträger zur jeweiligen Diode möglich ist.

Ein wesentliches Bewertungskriterium des Bauteils ist die Fähigkeit Ladungen zielgerichtet zu trennen. Die nachfolgenden Simulationen zeigen daher den Verlauf der Ströme durch die Dioden bei verschiedenen Spannungen und optischer Bestrahlung. Hierbei wurde die Anode konstant mit $U_A = -5\text{ V}$ vorgespannt und die Gegentaktspannung an den Dioden symmetrisch zur Spannung $U_0 = 0\text{ V}$ geändert; die Bestrahlung der Struktur wurde von der Rückseite mit einer Wellenlänge von $\lambda = 650\text{ nm}$ durchgeführt.

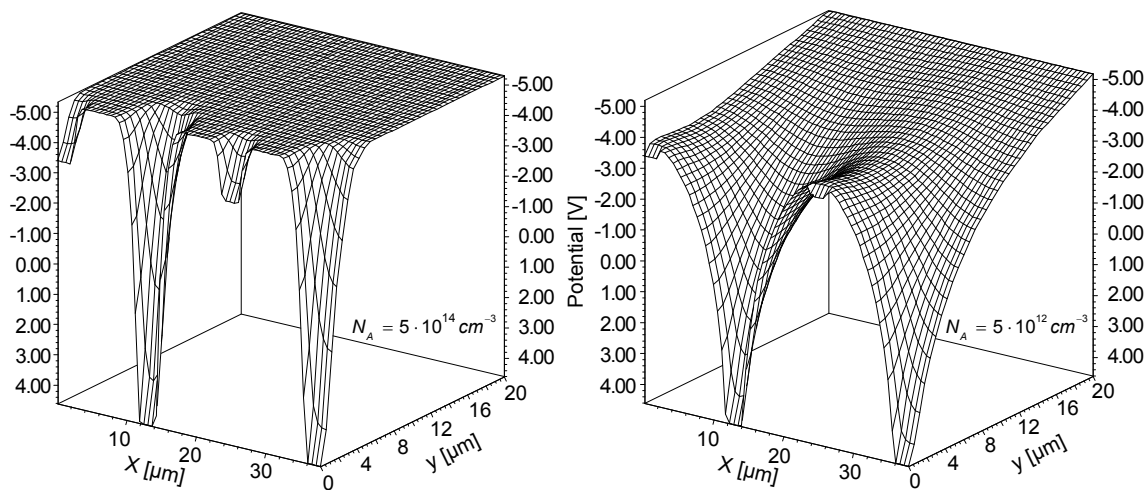


Abbildung 6.5: Potentialverlauf einer pn-Struktur mit einem $20\text{ }\mu\text{m}$ dicken p-Substrat. Die Struktur besteht aus 2×2 Fingern; die n+ Finger sind mit 10^{20} cm^{-3} dotiert, die Tiefe der pn-Übergänge beträgt $0,5\text{ }\mu\text{m}$. Die Breite der Finger beträgt $w=2\text{ }\mu\text{m}$, der Abstand $s=10\text{ }\mu\text{m}$. Das Substrat (Anode) wurde mit -5 V vorgespannt, die Finger mit -4 V und $+4\text{ V}$.

Auf der linken Seite in Abbildung 6.6 ist der simulierte Strom der beiden Dioden (Kontakt 1 und Kontakt 2) in Abhängigkeit der Gegentaktspannung dargestellt. Die Simulation wurde mit der zuvor beschriebenen niedrigen Substratdopierung von $N_A = 5 \cdot 10^{12}\text{ cm}^{-3}$ durchgeführt. Man erkennt, dass sich die Ströme nahezu linear mit der Spannung ändern, bei zunehmend positiver Spannung U_1 steigt der Stromfluss erwartungsgemäß durch Kontakt 1, wobei in gleichem Maße der Strom durch die andere Diode verringert wird. Sind beide Spannungen gleich groß, erfolgt eine symmetrische Aufteilung des Stromes auf beide Dioden. In jedem Fall entspricht die Summe der beiden Ströme dem fließenden Bulkstrom. Zur Verdeutlichung dieses

Zusammenhang ist in der Abbildung neben dem Bulkstrom daher auch die Summe der beiden einzelnen Strombeträge dargestellt.

Wie beschrieben, entsteht kein Stromfluss zwischen den einzelnen Dioden; bei großen Spannungen jedoch kann durch die zunehmende Ausdehnung der Raumladungszonen ein unerwünschter Strom zwischen beiden Dioden fließen. Dies wird durch die in Kapitel 3.2.3 beschriebene Vereinigung beider Raumladungszonen verursacht, dem Reach-Through (Dort wurde allerdings von einer Diode in Sperrrichtung und von einer anderen in Durchlassrichtung ausgegangen). Gut erkennbar ist dieser Effekt in Abbildung 6.6 durch das Abknicken der Stromkurve bei Spannungen oberhalb $|U_1| = 1,5V$. In diesem Bereich existiert ein direkter Stromfluss zwischen den Dioden, der mit weiterer Zunahme der Spannung exponentiell ansteigt und *unabhängig* von der Beleuchtung ist. Das heißt, dieser unerwünschte Effekt ist auch ohne Beleuchtung beobachtbar.

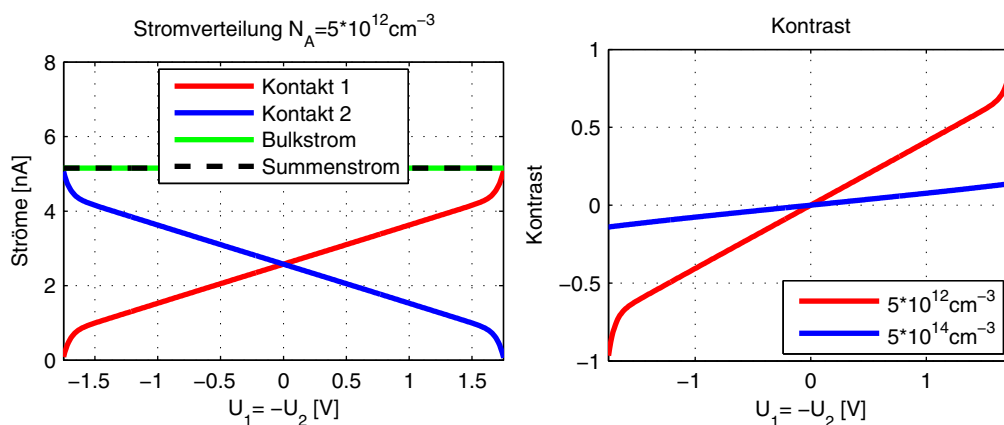


Abbildung 6.6: Simulation der Stromverteilung des pn-PMD. Links: Strom durch Kontakt 1 und Kontakt 2; außerdem ist die Summe der Absolutbeträge und der Bulkstrom dargestellt. Rechts dargestellt ist der Kontrast als Funktion der Spannung.

Auf der rechten Seite in Abbildung 6.6 ist der Demodulationskontrast ähnlich Gleichung (2.17) aus dem Quotienten der Differenz und der Summe der Ströme dargestellt. Bei einer Gleichaktansteuerung der beiden Dioden hat man erwartungsgemäß keinerlei Trenneffekt, d.h. der Kontrast ist $K = 0$. Bei Zunahme der Spannung erfolgt die zuvor beschriebene Aufteilung der Ströme die zu einem Anwachsen des Kontrastes über der Spannung führt. Der Anstieg erfolgt solange linear, bis der unerwünschte Querstrom zwischen den Dioden den Kontrast scheinbar exponentiell ansteigen lässt. Bei großen Spannungen würde der Kontrast gemäß Definition daher sogar größer als 1 werden. Zur Bestimmung des Kontrasts ist dies jedoch kein gültiger Be-

reich mehr, da sich je nach Spannung die Stromrichtungen an den Kontakten ändern können und damit der Kontrast definitionsgemäß sogar gegen unendlich gehen könnte.

Der simulierte Kontrast im zulässigen linearen Arbeitsbereich beträgt im vorliegenden Fall $K \approx 61\% @ 1,5V$ bei der geringeren Dotierung. Zum Vergleich ist außerdem der Kontrastverlauf der Struktur mit einer um den Faktor 100 höheren Dotierung von $N_A = 5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ angegeben. Auch hier erkennt man den nahezu linearen Zusammenhang zwischen angelegter Spannung und erreichbarem Demodulationskontrast. Aufgrund der geringeren Ausdehnung der Raumladungszonen ist dieser jedoch um ein Vielfaches kleiner als bei der gering dotierten Struktur und beträgt lediglich $K \approx 11\% @ 1,5V$. Außerdem erkennt man im betrachteten Spannungsbereich keinerlei Abknicken der Kennlinie also noch keinen Reach-Through Effekt. Die betrachtete Dotierung entspricht im Übrigen einer typischen Substratdotierung innerhalb eines CMOS-Prozesses ($\approx 20 \Omega \text{ cm}$). An dieser Stelle wird daher offenkundig, welche Vorteile angepasste Substrate für einen Sensor bieten können.

Wie man in Abbildung 6.5 erkennt, ist die laterale Ausdehnung der Raumladungszone im Bereich der Oberfläche der n+ Dioden am größten, folglich wird ein Reach-Through Effekt bei steigender Spannung zuerst im Bereich der Halbleiteroberfläche entstehen. Um dort diesen Effekt zu vermeiden, ohne die Dotierung des gesamten Substratvolumens anzuheben, kann eine oberflächennahe Erhöhung der Dotierung vorgenommen werden. Dies lässt sich in heutigen Halbleiterprozessen relativ leicht mit einer gezielten Implantation erreichen. Ein solcher Prozessschritt ist in CMOS-Prozessen ohnehin vorhanden, zum Beispiel zur Realisierung von so genannten *active-area* Dotierungen bei MOS-Transistoren. Dort wird diese Technik standardmäßig zur Einstellung der Schwellspannung verwendet.

Folgende Simulationen zeigen den Einfluss einer solchen zusätzlichen Implantation auf den Verlauf der Ströme. Simuliert wurden die Verläufe mit einer homogenen oberflächennahen Dotierungserhöhung die sich bis zu einer Tiefe von $0,25 \mu\text{m}$ erstreckt. In Abbildung 6.7 ist auf der linken Seite eine Oberflächendotierung gewählt worden, die der zuvor untersuchten hohen Substratdotierung $N_A = 5 \cdot 10^{14} \text{ cm}^{-3}$ entspricht (Abbildung 6.5). Deutlich erkennt man im Vergleich zu Abbildung 6.6 eine Vergrößerung des nutzbaren Spannungsbereiches, da das Abknicken der Kennlinie zu einer größeren Spannung $U_{RT} \approx 2,5V$ verschoben wurde. Rechts dargestellt ist der

gleiche Spannungsbereich, diesmal mit einer nochmals erhöhten Oberflächendotierung von $N_A = 6 \cdot 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, wobei keinerlei Abknicken erkennbar ist.

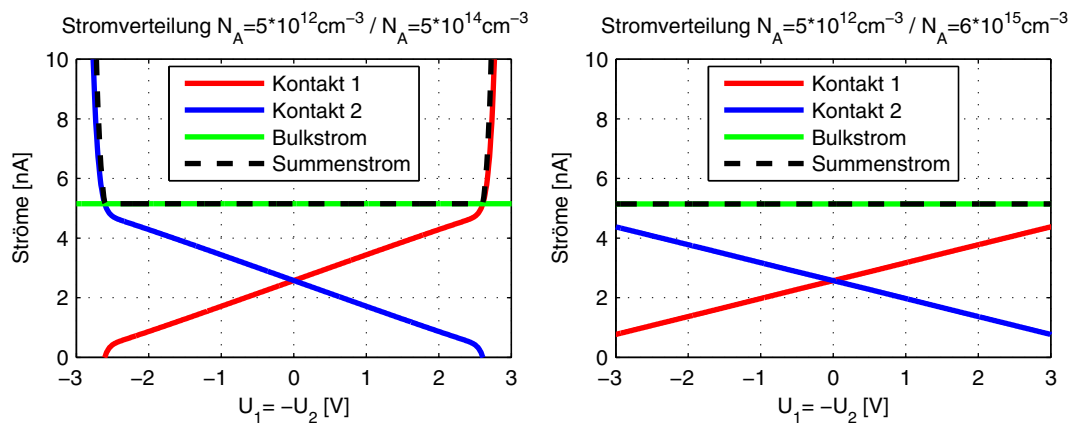


Abbildung 6.7: Aufteilung der Ströme als Funktion der Spannung. Links: Geringere Oberflächendotierung. Rechts: Hohe Oberflächendotierung. Wellenlänge 650 nm.

Zur Übersicht sind in Abbildung 6.8 nochmals verschiedene Kontrastverläufe in Abhängigkeit verschiedener Oberflächendotierungen dargestellt. Zwar wird mit zunehmender Dotierung die Steigung geringer, der lineare nutzbare Bereich vergrößert sich aber im stärkeren Maße. Somit erreicht man insgesamt höhere Kontraste.

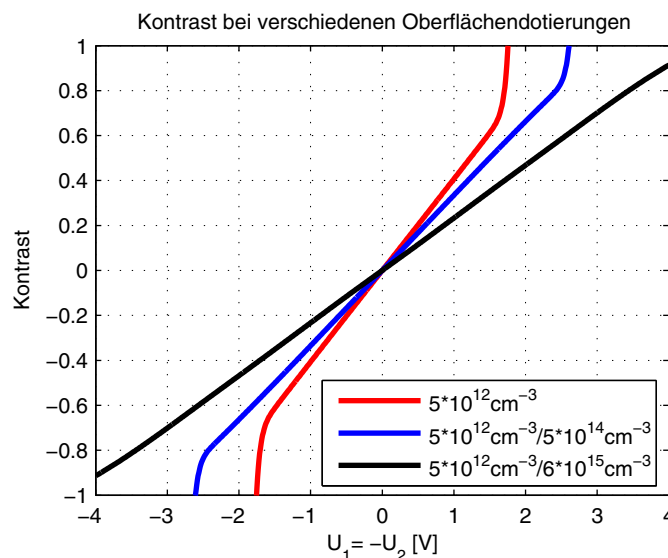


Abbildung 6.8: Gegenüberstellung des Kontrastverlaufes bei verschiedenen Oberflächendotierungen. Wellenlänge 650 nm.

Durch den Vergleich wird der Vorteil dieses PMD offenkundig; durch geeignete Wahl des Sensorsubstrates lassen sich abhängig von den verwendeten Spannungen theoretisch Kontrastwerte $K \approx 100\%$ erreichen. Bei der gezeigten Struktur mit der höch-

ten Oberflächendotierung erreicht man in der Simulation beispielsweise $K \approx 91\% @ 4V$.

Bemerkenswert ist bei diesem Bauteil zudem der im Vergleich zu den bisherigen PMD-Konzepten nutzbare große *lineare* Mischbereich (vgl. Kapitel 3.4.4). Die vorangegangenen Untersuchungen zeigen, dass dieser Bereich zudem in seinen Grenzen und in seinen Eigenschaften durch geeignete Substrat- und Oberflächendotierungen in einem großen Bereich den Anforderungen der Applikation angepasst werden kann.

6.4 Messtechnische Untersuchung

Auf Grundlage der Voruntersuchungen wurde eine Teststruktur für den Wellenlängenbereich um $\lambda = 650\text{nm}$ dimensioniert und umgesetzt. Der Sensor wurde auf einem hochohmigen Substrat realisiert, wobei zusätzliche Isolationsdioden zwischen verschiedenen Pixeln vorgesehen wurden, um den Einfluss unerwünschter Ladungsträger aus anderen Bereichen und Nachbapixeln zu vermeiden. Diese Diode wird bei den folgenden Messungen mit einer konstanten Sperrspannung vorgespannt, die Höhe dieser Spannung hat Einfluss auf die Ausdehnung der Raumladungszone und somit auf die Größe des Ausräum- und Isolationsbereichs.

Basierend auf der Teststruktur wurden verschiedene Untersuchungen durchgeführt, um das theoretisch erwartete Verhalten des neuen PMD mit Messungen zu vergleichen. Um den Vorteil der Rückseitenbestrahlung und des hohen Füllfaktors zu belegen, standen zunächst DC-Messungen zur Bestimmung der Photoempfindlichkeit im Vordergrund. Ausgehend von der Charakterisierung der Ladungstrenneigenschaften werden im Anschluss exemplarische AC-Messungen gezeigt, die das Potential dieses Bauteils darlegen.

6.4.1 DC-Messungen

Asymmetrische Ansteuerung

In Anlehnung an die in Kapitel 4 und 5 beschriebenen Betriebsweisen eines SM-PMDs wurden zunächst Messungen mit einer *einseitigen* Ansteuerung zur Bestimmung der Photoempfindlichkeit durchgeführt. Abbildung 6.9 zeigt auf der linken Seite die gemessene DC-Kennlinie des realisierten PMDs, die Anodenspannung beträgt dabei konstant $U_A = -5V$, die Spannung der umgebenden Isolationsdiode be-

trug $U = 0V$, um den Einfluss des umgebenden Substrats bei der Messung auszuschließen. Um das erwartete Verhalten zu verifizieren, wurde bei den Messungen eine Diode (Auslesediode) konstant auf $0V$ vorgespannt und die andere (Modulationsdiode) in Ihrem Spannungsbereich von $U = -3V$ bis $U = +3V$ variiert, wobei der Strom durch die Auslesediode durch Integration gemessen und unter Berücksichtigung der Geometrie in die Photoempfindlichkeit umgerechnet wurde.

Bei negativer Spannung an der Modulationsdiode ist diese nur mit einer geringen Spannung in Bezug auf die Anode gesperrt. Die Auslesediode hingegen liegt konstant auf $U = 0V$, sie ist also mit $5V$ in Sperrrichtung gepolt. Daher führt die Auslesediode bei negativen Modulationsspannungen einen sehr großen Photostrom, der bei Zunahme der Spannung abfällt, da nun die Auslesediode mit zunehmender Spannung gesperrt ist. Es erfolgt also die vorhergesagte spannungsabhängige Aufteilung des generierten Photostroms.

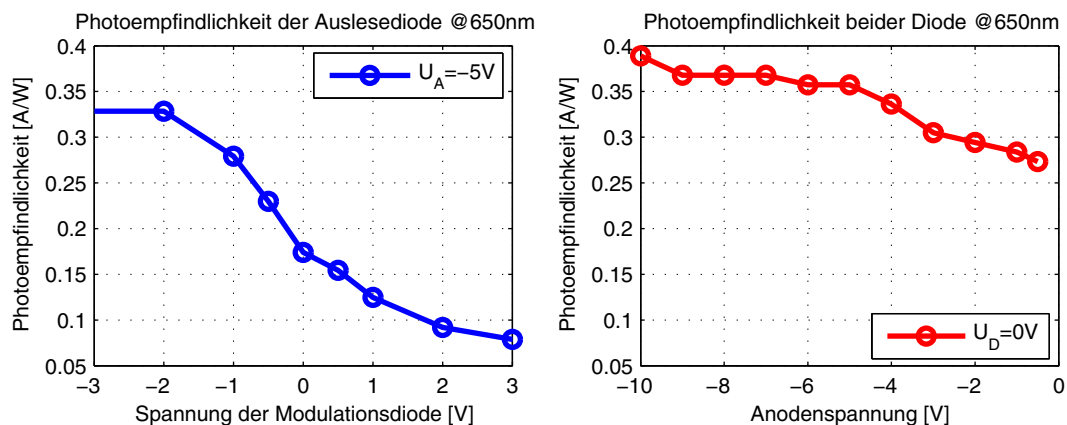


Abbildung 6.9: Links DC-Kennlinie des Device, Rechts: Empfindlichkeit der beiden Dioden bei variierter Anodenspannung. Die Lichtleistung betrug bei den Messungen $P_{\text{opt}} = 10\text{ nW}$. Die Isolationsdiode wurde mit $5V$ in Sperrrichtung betrieben.

Den Verlauf des Photostroms kennzeichnen im Vergleich zu den gezeigten Simulationen ein nichtlineares Verhalten sowie ein Sättigungseffekt. Dies ist maßgeblich auf die hohe Sperrspannung der Isolationsdiode sowie auf die Art der Ansteuerung zurückzuführen; dadurch dass eine Diode konstant vorgespannt und die andere in Ihrer Sperrspannung variiert wird, existiert keine konstante Gleichtaktspannung in Bezug auf die Anode, wodurch das Verhalten nichtlinear wird.

Bei negativer Spannung der Modulationsdiode entspricht der gemessene Photostrom einer Empfindlichkeit von etwa $R = 0,33\text{ A/W}@650\text{ nm}$. Dies muss mit der auf der rechten Seite dargestellten Gesamtempfindlichkeit bewertet werden. Sie wurde be-

stimmt, indem beide Dioden zusammengeführt konstant auf $U = 0V$ gelegt wurden, wobei die Anodenspannung variiert wurde. Bei einer Anodenspannung $U_A = -10V$ ergibt sich eine maximale Empfindlichkeit von $R = 0,38 A/W@650nm$; bei der beschriebenen Messung der Stromaufteilung mit $U_A = -5V$ betrug die Photoempfindlichkeit der Struktur noch $R = 0,36 A/W@650nm$.

Die Kennlinien belegen, dass die vorgeschlagene Struktur eine sehr hohe Photoempfindlichkeit hat und durch Variation der Modulations-/ Diodenspannung im gezeigten Fall eine zielgerichtete Trennung von über 90% der photogenerierten Ladungsträger erfolgte. Wie man später sehen wird, hat die gezeigte Struktur auch im Modulationsfall daher eine extrem hohe Signalausbeute die bislang noch von keiner Silizium PMD-Struktur erreicht wurde. Aufgrund der hohen Effizienz dieser Struktur wird zur Abgrenzung die Abkürzung HE-PMD (High-Efficiency-PMD) eingeführt.

Symmetrische Ansteuerung

Zum direkten Vergleich mit den vorangegangenen Halbleitersimulationen wurden symmetrische DC-Messungen an der Struktur mit kurzgeschlossener Isolationsdiode durchgeführt. Hierbei wurden wie in den Simulationen die Diodenspannungen im Gegentakt zu $U_0 = 0V$ variiert, um eine konstante Gleichtaktspannung in Bezug auf die Anode zu gewährleisten.

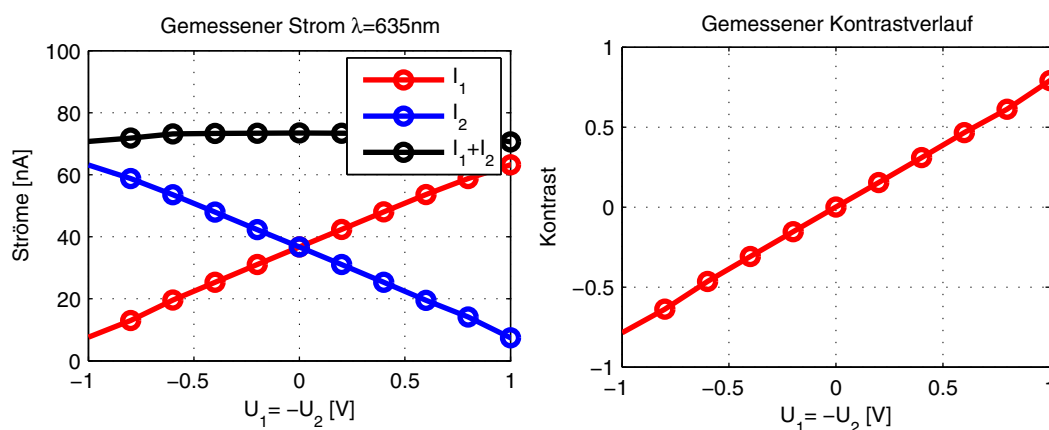


Abbildung 6.10: Strom-Spannungs-Kennlinie bei symmetrischer Ansteuerung. Die Bestrahlung wurde mit einer LED mit einer Zentralwellenlänge von 635 nm durchgeführt. Es zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit den zuvor durchgeführten Halbleitersimulationen. Die Isolationsdiode wurde ohne Sperrspannung im Kurzschluss betrieben.

Abbildung 6.10 zeigt auf der linken Seite den gemessenen Verlauf der Ströme beider Dioden bei Änderung der Diodenspannungen. Die Strom-Spannungskennlinie zeigt

in Ihrem Verlauf eine überaus große Übereinstimmung mit den durchgeführten Simulationen. Deutlich erkennbar sind der lineare Verlauf der Ströme bei Variation der Spannung und die nahezu konstante Summe. Hierdurch ergibt sich der auf der rechten Seite dargestellte Kontrast, der wie erwartet linear mit der Spannung ansteigt. Die Messungen bestätigen somit an dieser Stelle das lineare Strom-Spannungsverhalten des Bauteils, was bislang mit noch keinem anderen PMD über einen größeren Spannungsbereich erreicht worden ist. Bei überhöhter Spannung wurde darüber hinaus in den Messungen auch der erwartete exponentielle Anstieg (hier nicht dargestellt), hervorgerufen durch den unerwünschten Querstrom, nachgewiesen.

6.4.2 AC-Messungen

Um das Mischverhalten des neuen Device zu überprüfen, wurden AC-Messungen unter verschiedenen Randbedingungen durchgeführt. Bei vorangegangenen Untersuchungen (Kapitel 4 und 5) wurde hier bewusst die einseitige Modulation bevorzugt. Ähnlich der gezeigten asymmetrischen DC-Messung würde dabei beim HE-PMD das Potential der Auslesediode konstant gehalten und die andere Diode (Modulationsdiode) wechselseitig positiv und negativ moduliert werden. Bei Verwendung dieser Modulationsart hat man jedoch bei diesem Bauteil einen Verlust an Photostrom durch die Modulationsdiode der nicht im Auslezweig zur Verfügung steht. Bei den zuvor beschriebenen bipolaren MSM-Strukturen hat man diesen Nachteil nicht, da aufgrund des Funktionsprinzips der gesamte fließende Strom im Auslesezweig zur Verfügung steht. Außerdem hat man bei einseitiger Modulation des HE-PMD keine symmetrischen Verhältnisse in Bezug auf die Anodenspannung was eine verstärkte Asymmetrie zur Folge hat.

Zur Ansteuerung und Auslese wird daher eine *zweiseitige* Modulation gemäß Abbildung 6.11 verwendet. Die Struktur wird hierbei an den beiden Anschlüssen im Gegentakt über Koppelnetzwerke moduliert und über Tiefpass-Filter mittels OP-Integrator ausgelesen (vgl. Abbildung 2.5). Die dargestellten Koppelkapazitäten dienen zur hochfrequenten Signaleinkopplung wobei mit den Diodenkapazitäten des HE-PMD ein kapazitiver Spannungsteiler gebildet wird. Um zu gewährleisten, dass der Grossteil der Modulationsspannung an den Dioden anliegt, sollte die Koppelkapazität möglichst groß im Vergleich zur Strukturkapazität sein.

Die große Raumladungszone bzw. die geringe Dotierung wirken sich auch hierbei positiv aus. Gemäß folgender Gleichung [Böhm89] hat eine geringe Dotierung eine Verringerung der Sperrschichtkapazität zur Folge, die sich wiederum günstig auf die minimale Größe der Koppelkapazität auswirkt. Eine Minimierung der Strukturkapazität durch Einbringen gering dotierter bzw. intrinsischer Bereiche wird im Übrigen auch bei der Realisierung von pin-Photodetektoren zur Steigerung der Bandbreite genutzt [Swo04].

$$C_s = \frac{C_{s0}}{\sqrt{1 - \frac{U}{U_{bi}}}} = \frac{A \cdot \sqrt{\frac{q \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_{Si} \cdot N_A}{2}}}{\sqrt{1 - \frac{U}{U_{bi}}}} \quad (6.1)$$

Unter Berücksichtigung der vorliegenden Geometrieparameter und der Randbedingungen, ergibt sich für die realisierte Struktur eine Kapazität von maximal 30 fF pro Diodenanschluss. Fordert man, dass die Koppelkapazität um den Faktor 10 größer sein soll, so ergibt sich eine Koppelkapazität von 300 fF, welche mit moderatem Platzbedarf gut auf Chipebene integriert werden kann [XFab05].

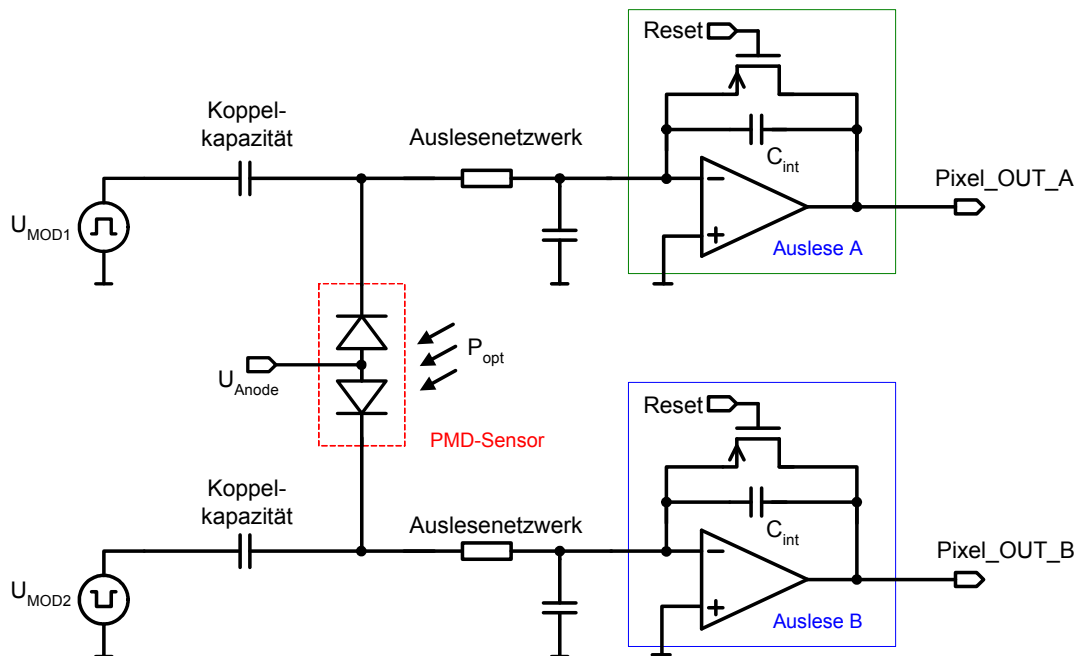


Abbildung 6.11: Zweiseitige Modulation des HE-PMD. Durch die Betriebsweise und den Anodenanschluss erhält man an den beiden Elektroden stets die gleiche Stromrichtung.

Das Auslesenetzwerk (RC Tiefpass) sollte unter Berücksichtigung der gewählten Modulationsfrequenz dimensioniert werden. Wie in Kapitel 2.4.3 beschrieben, soll dieses Netzwerk die Hochfrequenzanteile der Modulation unterdrücken und lediglich den

niederfrequenten Korrelationsanteil passieren lassen. Fordert man beispielsweise eine hinreichend tiefe Grenzfrequenz von 100 kHz, so ergibt sich eine RC-Kombination aus $5M\Omega$ und $320fF$. Diese Werte lassen sich innerhalb eines CMOS-Prozesses ebenfalls gut mit moderatem Platzbedarf realisieren.

Durch die beschriebene zweiseitige Modulation hat man außerdem die Möglichkeit, sowohl die Differenz der Kanäle als auch die Summe zu bestimmen. Somit kann zur Bewertung des Devices im modulierten Fall die allgemeine Kontrastformel gemäß Gleichung (2.18) herangezogen werden. Da der Kontrast eine relative und keine absolut gemessene Größe ist, hat dies darüber hinaus auch den Vorteil, dass Toleranzen bei der Einstellung und Messung der Lichtleistung hierbei weitgehend vermieden werden können (vgl. auch Kapitel 4.4.1). Weiterhin kann in einer Applikation das vorhandene Summensignal zur Auswertung einer zusätzlichen Grauwertinformation für eine 2D-Bilddarstellung genutzt werden.

6.4.3 Variation der Modulationsamplitude

Abbildung 6.12 zeigt Messungen von Korrelationsfunktionen auf Basis der realisierten Teststruktur bei variiertem Modulationsamplitude bei 10 MHz.

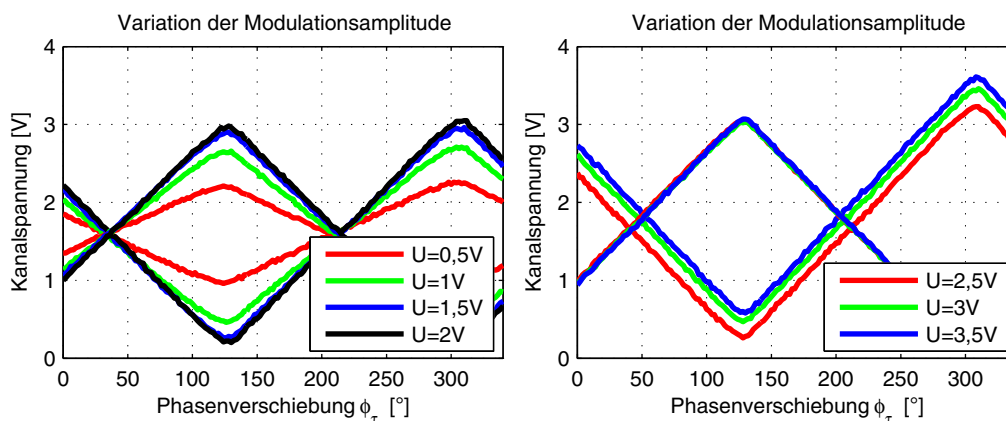


Abbildung 6.12: Spannungen der beiden Ausgangskanäle bei verschiedenen Modulationsspannungen. $P_{opt}=20\text{ nW}@650\text{ nm}$, $U_A=-5\text{ V}$, $U_{mod}=2\text{ V}$, $C_{int}=10\text{ pF}$, $t_{int}=4\text{ ms}$, $f_{Mod}=10\text{ MHz}$.

Dargestellt sind jeweils die Ausgangsspannungen der Kanäle Out_a , Out_b in Abhängigkeit der Phasenlage zwischen elektrischem und optischem Signal. Aus diesen Signalen ist in Abbildung 6.13 die Differenz und die Summe gebildet worden, woraus nach Definition direkt der Kontrast bestimmt werden kann. Der Verlauf des Kon-

trasts in Abhängigkeit der Modulationsspannung ist daher ebenfalls in Abbildung 6.13 dargestellt.

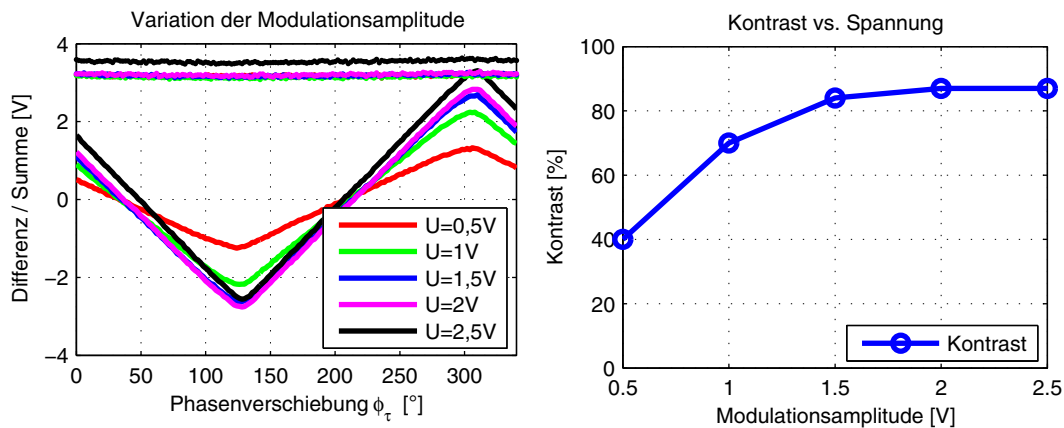


Abbildung 6.13: Einfluss der Modulationsamplitude auf das Korrelationsergebnis.
 $P_{\text{opt}}=20\text{ nW@650 nm}$, $U_A=-5\text{ V}$, $U_{\text{mod}}=2\text{ V}$, $C_{\text{int}}=10\text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4\text{ ms}$, $f_{\text{Mod}}=10\text{ MHz}$.

Bis zu einer Spannung von etwa 2 V führt zunächst eine Steigerung der Modulationsamplitude zu einer größeren Amplitude der Korrelationsfunktion mit einem quasilinearen Bereich zwischen 0 V und 1 V. Bei Spannungen größer als 2 V ist jedoch keine signifikante Zunahme mehr zu erkennen, wohl aber eine leichte Zunahme der Asymmetrie erkennbar an der Verschiebung der Korrelationsfunktion die für das Differenzsignal idealerweise symmetrisch zum Nullpunkt liegen sollte.

Wie erwartet, ist die Photoempfindlichkeit unabhängig von der Phasenlage, wobei höhere Modulationsspannungen leicht erhöhte Photoempfindlichkeiten zur Folge haben. Bemerkenswert ist die Tatsache, dass das HE-PMD bei einer Modulationsamplitude von 2 V einen Kontrastwert von $K = 87\%$ hat; ein solch hoher Kontrast ist bisher noch von keinem anderen unipolaren Silizium PMD erreicht worden. Selbst an einem Photogate-PMD, als spezielle Realisierungsform eines unipolaren Fremdmodulationskonzeptes, konnte bislang in diesem Wellenlängenbereich lediglich ein maximaler Kontrast von etwa 50-60 % nachgewiesen werden [Möl05]. Vor allem aber die Verbindung des hohen Kontrastes mit der hohen Photoempfindlichkeit, lässt für künftige Applikationen erhebliche Steigerungen der Signalausbeute und somit der Messgenauigkeit erwarten (vgl. Kapitel 7).

6.4.4 Variation der Modulationsfrequenz

Neben Kontrast und Empfindlichkeit ist die Bandbreite des Bauelementes ein wesentliches Kriterium. Abbildung 6.14 zeigt daher die Messung von Korrelationsfunktionen mit der zuvor als optimal ermittelten Modulationsamplitude von 2V. Dargestellt sind wiederum die Differenz und die Summe der beiden Kanäle und der daraus ermittelte Kontrast. Die sichtbare Phasenverschiebung der Korrelationsfunktionen beruht auf Signalverzögerungen innerhalb des Messplatzes welche zu unterschiedlichen Phasenoffsets bei den jeweiligen Frequenzen führen. Gut erkennbar ist, dass bei niedrigen Frequenzen die Korrelationsfunktion einen nahezu idealen Dreiecksverlauf mit ausgeprägten Spitzen hat. Bei Steigerung der Frequenz liegen jedoch eine zunehmende Abrundung der Spitzen und eine Verringerung der Amplituden vor.

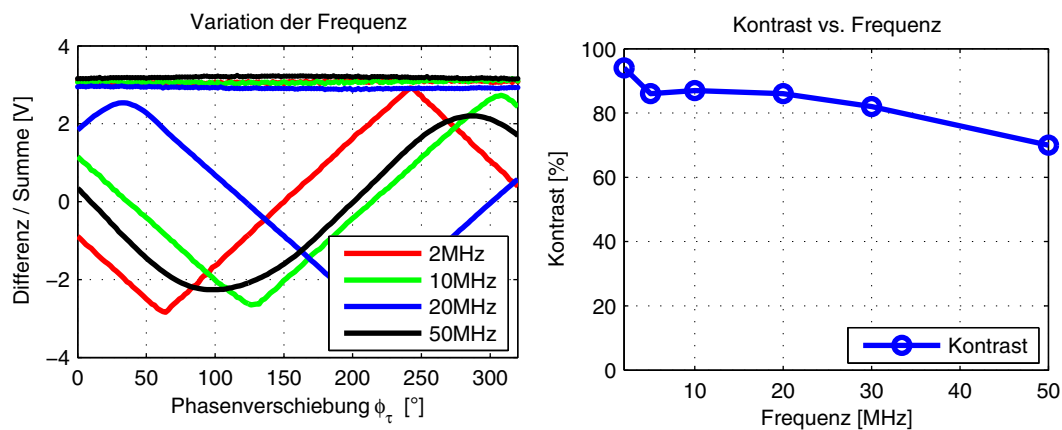


Abbildung 6.14: Variation der Modulationsfrequenz. Die Phasenverschiebung der gemessenen Korrelationsfunktionen wird durch den Messaufbau verursacht. $P_{\text{opt}}=20 \text{ nW}@650 \text{ nm}$, $U_A=-5 \text{ V}$ (bei 50 MHz $U_A=-6 \text{ V}$), $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4 \text{ ms}$.

Diese Verformung der Korrelationsfunktion ist hierbei allerdings nicht wie bei den in Kapitel 5 gezeigten Pixeln mit großen Fingerabständen zwangsläufig auf die Limitierung der Grenzfrequenz zurückzuführen, sondern wird in diesem Fall von der Messumgebung bzw. der Signalform der elektrischen Modulationssignale verursacht. Bei den vorliegenden Messungen existierten aufgrund der Limitierungen des Aufbaus Anstiegs- und Abfallzeiten im Bereich von einigen ns. Diese sind insbesondere bei hohen Frequenzen im Vergleich zur Periodendauer des Signals signifikant. Die Modulationssignale werden dadurch zunehmend trapezförmig was sich in einer Verformung der Korrelationsfunktion bemerkbar macht.

Der Effekt, den ein Rechtecksignal mit Anstiegs- und Abfallzeiten auf die Korrelationsfunktion hat, ist zur Veranschaulichung in Abbildung 6.15 dargestellt. Zur Vereinfachung

chung ist das Anstiegs- und Abfallverhalten durch einen exponentiellen Verlauf nachgebildet, wobei davon ausgegangen wird, dass in diesem Fall die zu korrelierenden Signale jeweils die gleiche Signalform haben.

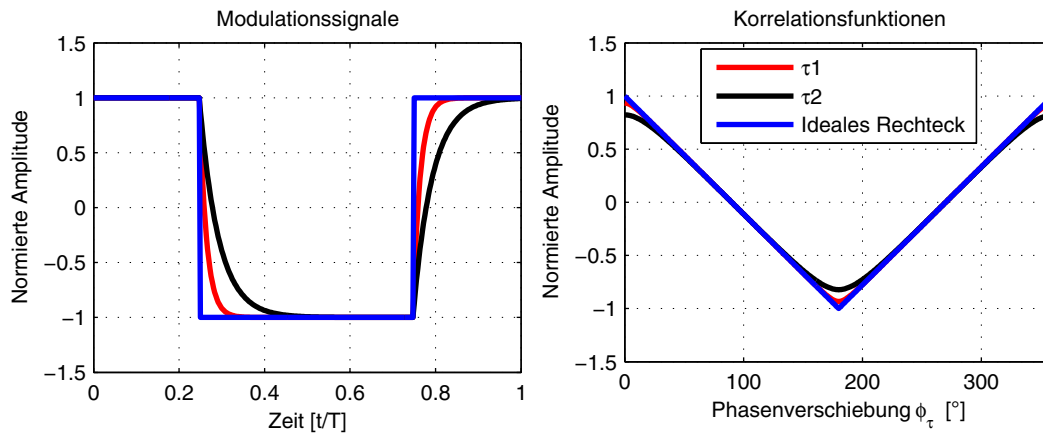


Abbildung 6.15: Einfluss der Anstiegs- und Abfallzeiten auf die Korrelationsfunktion. Links: Modulationssignale mit verschiedenen Anstiegs- und Abfallzeiten, Rechts: Resultierende Korrelationsfunktionen.

Man erkennt, dass sich eine vorhandene Anstiegszeit erwartungsgemäß in Form einer Abrundung der Spitzen und in einer Verringerung der Maximalamplitude der Korrelationsfunktion auswirkt. Dies ist auch leicht einsehbar, bedenkt man, dass sich durch die geänderte Signalform der quadratische Mittelwert der Modulationssignale geändert hat. Da der Maximalwert der Autokorrelationsfunktion dem quadratischen Mittelwert entspricht, muss sich die Amplitude der Korrelationsfunktion entsprechend ändern (vgl. Kapitel 2.2).

Der beobachtete leichte Signaleinbruch bei den Messungen kann daher in diesem Fall vorwiegend auf den Verlauf der Modulationssignale und nicht auf eine Bandbegrenzung der Struktur zurückgeführt werden. Geht man bei einer konservativen Betrachtung dennoch von einer signifikanten Amplitudenverringerung aufgrund der bandbegrenzenden Effekte des Bauteils aus, so erkennt man, dass das HE-PMD bis zu einer Frequenz von 50 MHz einen Kontrast bietet, der größer als 70 % ist.

Die hohe Bandbreite des Device kann in erster Linie auf die vorteilhafte Verarmung innerhalb des Bauteils und die damit einhergehende Feldverteilung zurückgeführt werden. Außerdem ist durch die große Ausdehnung der Raumladungszonen die Sperrschichtkapazität relativ gering, was sich ebenfalls positiv auf die Bandbreite auswirkt.

6.4.5 Variation der optischen Nutzleistung

Zur Messung des Einflusses der optischen Leistung auf den Verlauf der Korrelationsfunktion und des Kontrasts wurden Messungen im Bereich von $P_{\text{signal}} = 20 \text{ pW}$ bis $P_{\text{signal}} = 20 \text{ nW}$ durchgeführt. Dargestellt sind in Abbildung 6.16 drei exemplarische Messungen bei denen die Integrationszeit um den gleichen Faktor erhöht wurde wie die Nutzleistung verringert wurde. Hierbei sollte sich die Amplitude der Korrelationsfunktion nicht ändern. Bis auf eine leichte Abweichung, die auf Toleranzen beim Einstellen der optischen Leistung zurückzuführen ist, verhält sich das HE-PMD wie erwartet. Außerdem ist keine signifikante Phasenverschiebung in Abhängigkeit der Lichtleistung zu erkennen.

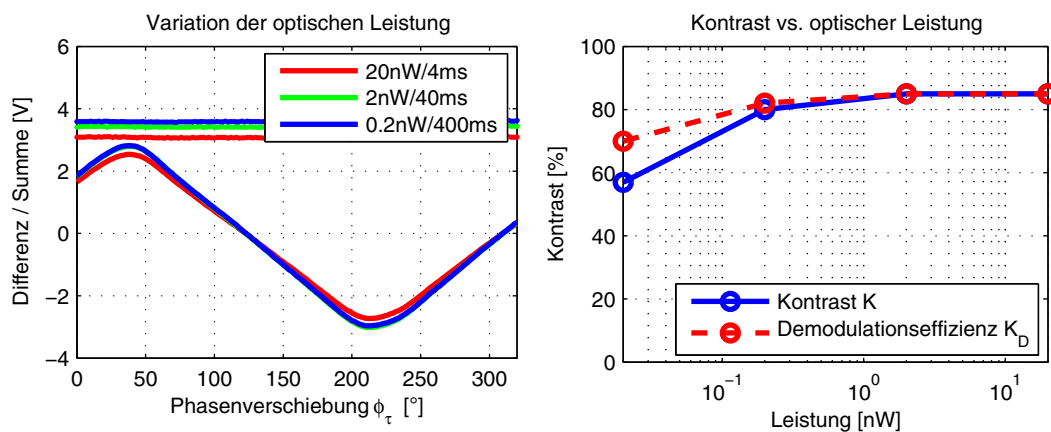


Abbildung 6.16: Variation der optischen Nutzleistung. Wellenlänge 650 nm , $U_A = -5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}} = 2 \text{ V}$, $C_{\text{int}} = 10 \text{ pF}$, $f_{\text{Mod}} = 20 \text{ MHz}$. Der Dunkelstrom der Struktur ist mit $2,5 \text{ pA}$ bei der Bestimmung der Demodulationseffizienz berücksichtigt worden.

Auch hier wurde wieder der Kontrast aus den Differenz- und Summensignalen bestimmt. Da bei kleinen Leistungen im pW-Bereich jedoch der Dunkelstrom der Dioden zunehmend eine Rolle spielt, wurde außerdem die Demodulationseffizienz K_D bestimmt. Hierbei wird gemäß Definition in Gleichung (2.18) das Differenzsignal auf das vom Nutzsignal hervorgerufenen Summensignal bezogen, also das Ergebnis vom Dunkelstrom bereinigt. Das Ergebnis ist ebenfalls in Abbildung 6.16 dargestellt. Auch hier zeigt sich ein hoher Kontrastwert über einen großen Betriebsbereich der optischen Leistung. Selbst bei Nutzleistungen im Bereich von wenigen 10 pA wird noch eine Demodulationseffizienz von über 70% erzielt. Im Übrigen offenbart sich an dieser Stelle auch ein weiterer Vorteil von pn-basierten PMD-Strukturen. Während bei Schottky-basierten PMDs von einer Dunkelstromdichte $j_{ST} > 100 \text{ nA/cm}^2$ ausgegan-

gen werden muss, so liegen pn-basierte Strukturen typischerweise in einem Bereich von $j_{ST} < 1 \text{ nA/cm}^2$.

6.4.6 Hintergrundlichteinfluss

Aufgrund seines unipolaren Verhaltens hat das HE-PMD keine inhärente Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen. Das DC-Signal sollte hierbei idealerweise dennoch keinen Einfluss auf die Differenzsignale haben. Lediglich der Offset der einzelnen Korrelationsfunktionen verschiebt sich gemäß der eingestrahlt DC-Leistung und der Photoempfindlichkeit.

In Abbildung 6.17 sind zur Verifizierung dieser Zusammenhänge entsprechende Messungen wiedergegeben. Die Differenzinformation bleibt sowohl hinsichtlich der Amplitude als auch in Bezug auf die Phasenlage nahezu unverändert bei Einstrahlung mit DC-Licht. Das Summensignal skaliert sich wie erwartet entsprechend der Photoempfindlichkeit von etwa $0,36 \text{ A/W}$, die um den Hintergrundanteil bereinigte Demodulationseffizienz bleibt demnach konstant.

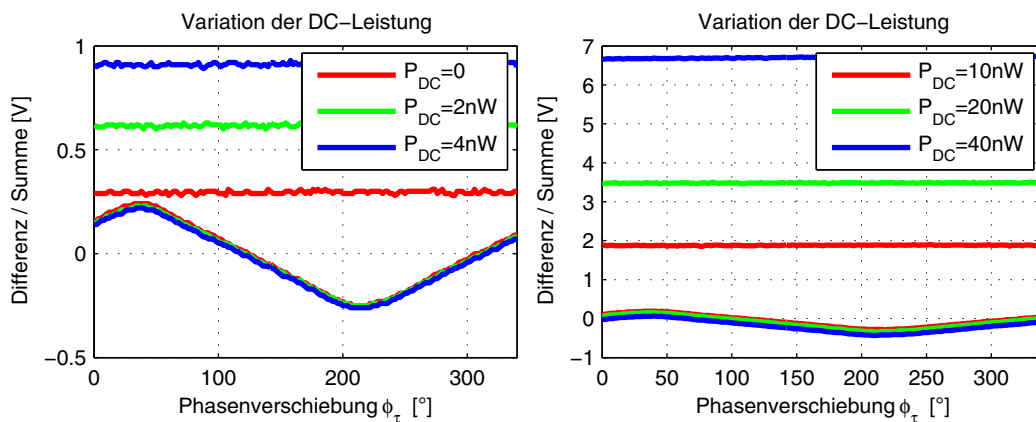


Abbildung 6.17: Variation der Hintergrundleistung. $P_{\text{opt}} = 2 \text{ nW@650 nm}$, $U_A = -5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}} = 2 \text{ V}$, $C_{\text{int}} = 10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}} = 4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}} = 20 \text{ MHz}$.

Die Auswertung der Differenzsignale war im vorliegenden Fall trotz der hohen Hintergrundlichtleistung noch möglich, da die Auswerteelektronik einen hinreichend großen Dynamikbereich hatte. Wie erwähnt, ist dieser Dynamikbereich jedoch oftmals stark begrenzt und somit die limitierende Größe. Wie in Kapitel 6.5 beschrieben wird, kann jedoch durch aktive Schaltungstechnik dieser Bereich erheblich vergrößert werden, so dass sich auch auf Basis von Auslesekomponenten mit kleinem Aussteuerbereich ein großes Maß an Hintergrundlichtunterdrückung erreichen lässt.

6.4.7 Variation der optischen Wellenlänge

Wie beschrieben, hängt die Tiefe der Ladungsträgergeneration innerhalb eines Halbleiters maßgeblich von der Wellenlänge des Lichts ab. Je größer die Wellenlänge, desto größer ist auch die Eindringtiefe. Abbildung 6.18 zeigt die Auswirkung der optischen Wellenlänge auf die Korrelationsfunktion und den Kontrast beim HE-PMD. Die erkennbare leichte Phasenverschiebung wird hierbei durch die Verwendung unterschiedlicher Sendeelemente verursacht.

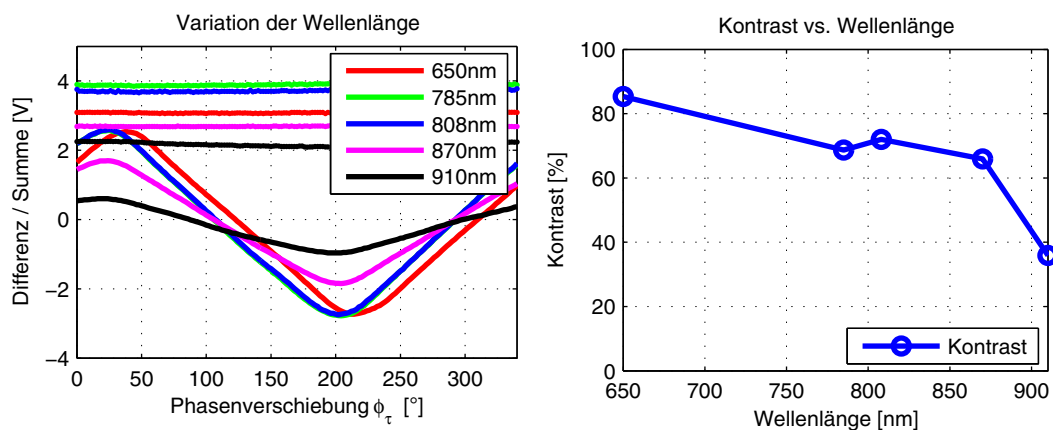


Abbildung 6.18: Einfluss der Wellenlänge auf das Korrelationsergebnis. $P_{\text{opt}} = 20 \text{ nW}$, $U_A = -5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}} = 2 \text{ V}$, $C_{\text{int}} = 10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}} = 4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}} = 20 \text{ MHz}$. Die leichte Phasenverschiebung wird durch die Verwendung unterschiedlicher Sendeelemente hervorgerufen.

Bei den betrachteten kurzen Wellenlängen ist der Kontrast am größten, bei großen Wellenlängen nimmt er tendenziell ab. Dies kann dadurch erklärt werden, dass bei größeren Wellenlängen die Ladungsträgergeneration in der Tiefe – also auch im Bereich der Diodenstrukturen – zunimmt. Bei Generation direkt im Bereich der Dioden können die Ladungsträger nicht mehr von der anderen Diode abgesaugt werden, sondern tragen direkt am Ort der Generation zum Stromfluss bei. Dieser Stromfluss ist unabhängig vom Modulationszustand, somit entsteht an beiden Dioden ein unkorrelierter Anteil der keine Phaseninformation besitzt und die Summe relativ zur Differenz anwachsen lässt. Gemäß Definition nimmt daher der Kontrast ab. Obwohl das vermessene HE-PMD für den sichtbaren Wellenlängenbereich um 650 nm entwickelt wurde, lassen sich bei größeren Wellenlängen noch Kontraste erzielen die bei 870 nm noch deutlich über 60 % liegen.

6.4.8 Demodulationsempfindlichkeit

In Kapitel 2.5.3 wurde der Begriff der Demodulationsempfindlichkeit eingeführt. Sie ist die wesentliche Größe zur Beschreibung der Signalausbeute zur Bestimmung der Phaseninformation. In Abbildung 6.19 ist diese Größe aus den Messwerten als Produkt der Photoempfindlichkeit und des Kontrasts für das HE-PMD bestimmt worden.

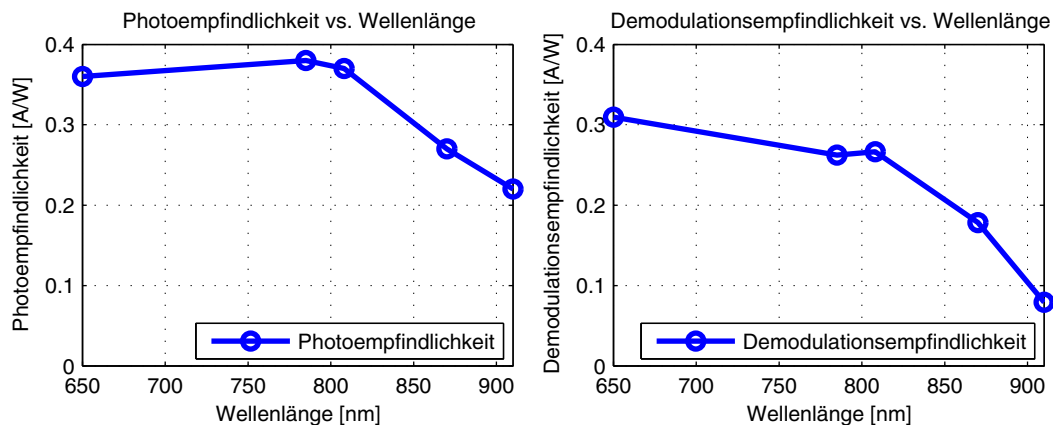


Abbildung 6.19: Links: Empfindlichkeit berechnet aus dem Summsignal. Rechts: Produkt aus Photoempfindlichkeit und Kontrast. $P_{\text{opt}} = 20 \text{ nW}$, $U_A = -5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}} = 2 \text{ V}$, $C_{\text{int}} = 10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}} = 4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}} = 20 \text{ MHz}$.

Für den Bereich um 650 nm ist die Demodulationsempfindlichkeit mit $D > 0,3 \text{ A/W}$ maximal. Zwar nimmt die Photoempfindlichkeit noch leicht bis zu einer Wellenlänge von 785 nm zu, durch den abnehmenden Kontrast nimmt aber auch die Demodulationsempfindlichkeit insgesamt ab. Dennoch liegt die Demodulationsempfindlichkeit bis 900 nm bei $D > 0,1 \text{ A/W}$ und somit immer noch ein Vielfaches über gängigen Fremdmodulationskonzepten. Dort erreicht man beispielsweise für eine vergleichbare Pixelgröße und einem Füllfaktor von 50 % lediglich eine Photoempfindlichkeit von $R \approx 0,1 \text{ A/W} @ 870 \text{ nm}$. Multipliziert mit einem Kontrastwert von $K \approx 0,3$ ergibt sich eine Demodulationsempfindlichkeit von $D \approx 0,03 \text{ A/W} @ 870 \text{ nm}$ die um den Faktor 6 unter der Demodulationsempfindlichkeit $D = 0,18 \text{ A/W} @ 870 \text{ nm}$ eines HE-PMD liegt. Insbesondere bei den applikationsspezifischen Gegenüberstellungen in Kapitel 7 werden diese Vorteile des HE-PMD deutlich.

6.5 Aktives Verfahren zur Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen

Während bipolare Konzepte grundsätzlich durch die Änderung der Stromflussrichtung eine inhärente Differenzbildung bieten, muss dies bei unipolaren Konzepten mit

externer Schaltungstechnik durchgeführt werden. Im Folgenden wird nun eine Möglichkeit dargestellt, wie die Dynamik eines solchen Sensors mit einem aktiven Verfahren zur Hintergrundlichtunterdrückung erweitert werden kann.

Wie in Kapitel 6.4.6 dargestellt, wird bei Auswertung des Differenzsignals eines unipolaren PMDs der Hintergrundlichtanteil durch die Gegentaktauswertung eliminiert. Wird die Differenzbildung jedoch *nach der Integration* vorgenommen, so ist der Dynamikbereich eines Einzelkanals die limitierende Größe im Hinblick auf diese Unterdrückung, da Fremdlichtanteile bereits frühzeitig zur Sättigung führen können. In Abbildung 6.20 ist daher ein aktives Konzept dargestellt, das auf einer Differenzbildung der fließenden Ströme beider Kanäle beruht. Erst *nach der Differenzbildung* erfolgen dabei die Integration und die Auswertung der Signale. Bei idealer Symmetrie hat der unkorrelierte Signalanteil somit keinerlei Einfluss auf das Ausgangssignal in Form einer Verschiebung der Korrelationsfunktion, wodurch Sättigungseffekte durch Hintergrundlicht ausgeschlossen werden können. Dieses Grundprinzip entspricht somit grundsätzlich dem Verhalten (Unterdrückung *während* der Integration) der beschriebenen MSM-PMDs wobei dort allerdings keinerlei zusätzlicher Schaltungsaufwand erforderlich war.

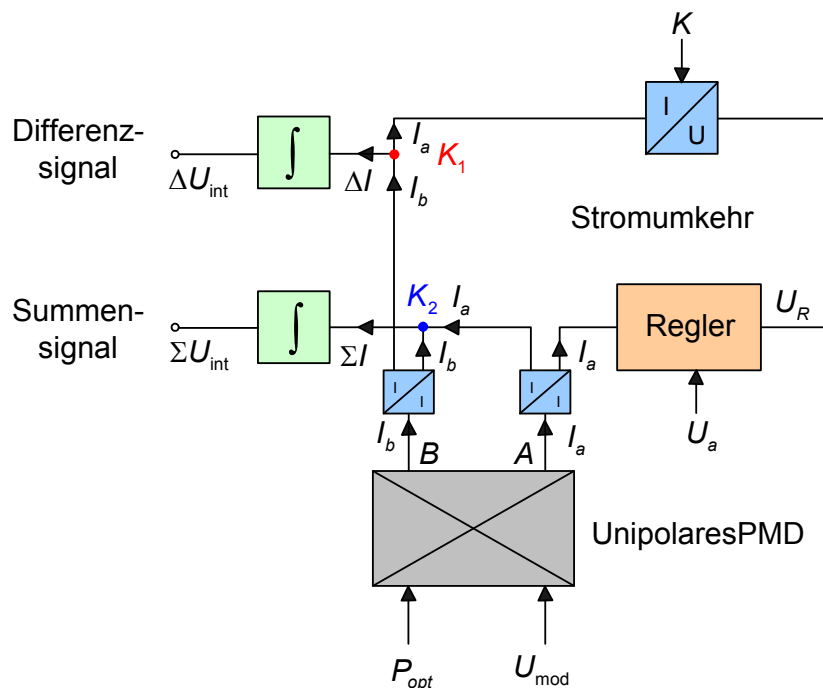


Abbildung 6.20: Konzept zur inhärenten Differenzbildung bei einem unipolaren PMD-Device.

Die Funktion des dargestellten Konzeptes basiert grundsätzlich auf einer einseitigen Auslese des PMDs, wobei der Signalanteil des anderen Kanals jedoch invertiert über-

lagert wird. Diese Umkehr der Stromrichtung, bzw. die invertierte Addition ist hierbei wesentlich für das Funktionsprinzip. Die Betriebsweise dieses Konzeptes wird deutlich, wenn man die Funktion der einzelnen Blöcke in Abbildung 6.20 betrachtet. Beide Kanäle A und B führen einen Strom (I_a und I_b) der die gleiche Richtung hat. Sowohl an Kanal A als auch an Kanal B erfolgt zunächst eine Spiegelung der Ströme; wie später beschrieben wird, dient dies zur Gewinnung eines Differenz- und Summensignals. An Kanal A wird das Potential durch einen Regelkreis konstant auf einen vorgegebenen Wert U_a gehalten, die Auslese erfolgt an dieser Stelle daher zwingend auf Basis der Stromauslese. Durch den Regelprozess entsteht eine dem fließenden Strom proportionale Regelspannung U_R .

Diese Spannung ist wesentlich für die Realisierung der Stromumkehr, da hierdurch ein Spannungs-Stromwandler gesteuert werden kann, der am Knoten K_1 einen Stromfluss I_a mit entgegengesetzter Richtung zur Verfügung stellt. An diesem Knoten erfolgt schließlich eine Summation von I_b und $-I_a$ woraus sich $\Delta I = I_b - I_a$ ergibt. Dieser Ausdruck entspricht dem gewünschten Differenzstrom und kann von einer nachfolgenden Integrationsstufe zur Differenzspannung ΔU_{int} gemäß folgender Gleichung weiterverarbeitet werden.

$$\Delta U_{\text{int}}(t_{\text{int}}) \sim \frac{1}{C_{\text{int}}} \int_0^{t_{\text{int}}} I_b(t) - I_a(t) dt \quad (6.2)$$

Je nach Phasenlage ist der Stromfluss durch Kanal A größer, kleiner oder gleich im Vergleich zum Stromfluss durch Kanal B. Es ergibt sich daher bei diesem Konzept eine Korrelationsfunktion die bezogen auf einen Resetwert U_{res} positives oder negatives Vorzeichen hat und damit dem Verlauf einer Korrelationsfunktion von einem bipolaren SM-PMD entspricht (vgl. auch Abbildung 2.8).

Bei den beschriebenen einseitigen Betriebsweisen eines bipolaren SM-PMD liegt am Ausgang prinzipbedingt keine Summeninformation mehr vor. Da das Summensignal der Helligkeitsinformation (Grauwert) des Ziels entspricht, kann für manche Applikationen die Kenntnis dieser Größe jedoch von Bedeutung sein. Mit dem vorgeschlagenen Konzept der externen Differenzbildung ist es jedoch möglich diese Summeninformation zu gewinnen. Durch die beschriebene Spiegelung der Ströme kann am Knoten K_2 zu diesem Zweck eine zusätzliche Summation der Ströme I_a und I_b zu $\Sigma I = I_a + I_b$ erfolgen. Eine anschließende Integration ergibt somit das gewünschte Summensignal ΣI_{int} .

$$\Sigma U_{\text{int}}(t_{\text{int}}) \sim \frac{1}{C_{\text{int}}} \int_0^{t_{\text{int}}} I_b(t) + I_a(t) dt \quad (6.3)$$

Das gezeigte Konzept kann je nach Anwendung und möglichem Schaltungsaufwand an Kanal B mit einem Regelkreis zur Realisierung einer Stromauslese mit konstantem Potential oder aber mit einer Spannungsauslese umgesetzt werden. Die gezeigten I/I Wandler können ebenso wie der dargestellte U/I-Wandler als Stromspiegel oder spannungsgesteuerte Stromquellen umgesetzt werden. Die beschriebene Stromauslese kann hierbei prinzipiell mit einem OP oder aber mit alternativen Regelkomponenten umgesetzt werden.

Für weitere Steigerungen der Dynamik kann das genannte Verfahren der Hintergrundlichtunterdrückung auch mit weiteren Maßnahmen kombiniert werden. Auch hier ist die Verwendung von angepassten Auslesekenlinien (z.B. Logarithmisch), Mehrfachabtastungen und adaptiven Integrationszeiten möglich, um mit aktiven Konzepten einen nochmals gesteigerten Dynamikbereich zu gewährleisten. [Schrey00] [Gamma02] [Braid05]

6.6 Bipolare pn-PMD Strukturen

Im Rahmen dieser Arbeit entstanden noch weitere PMD-Strukturen auf pn-Basis. Hierbei handelte es sich vorwiegend um Realisierungen in Standard CMOS-Prozessen, wobei die Strukturen von der Vorderseite bestrahlt wurden. Angestrebt wurde in diesem Zusammenhang die Herstellung eines bipolaren pn-PMDs mit inhärenter Unterdrückung unkorrelierter Anteile ähnlich dem MSM-PMD. Hierzu wurden verschiedene Pixelkonzepte auf SOI-Substrat realisiert, um ein von der Schaltungstechnik und anderen Pixeln unabhängiges floatendes Sensorsubstrat zu gewährleisten.

Alle Strukturen zeigten grundsätzlich das erwartete Demodulationsverhalten. Die Eigenschaften waren jedoch im Wesentlichen durch eine begrenzte Bandbreite (Mischfrequenzen kleiner 10 MHz) und einer großen Empfindlichkeit gegenüber Änderungen der Modulationsspannung und der Lichtintensität geprägt. Eine Hauptursache hierfür war der Einfluss eines entstandenen parasitären Bipolartransistors mit floatender Basis. Zwar konnten diese Einflüsse durch verschiedene Design- und Technologiemaßnahmen (Anpassung der Substrat- und Diodendotierung, sowie gezielte Implantationen) minimiert werden, im Vergleich zu den zuvor genannten Strukturen

schränkten diese Effekte den Verwendungsbereich jedoch stark ein. Die Entwicklung dieser Strukturen wurde daher im Rahmen dieser Arbeit nicht mehr weiter verfolgt.

7 PMD-Performance und Applikationspotential

In den vorangegangenen Kapiteln wurde die Entwicklung und Realisierung verschiedener PMD-Konzepte beschrieben. In diesem Kapitel sollen nun die Eigenschaften gegenübergestellt und eine applikationsnahe Analyse der Performance durchgeführt werden. Bewertungskriterium ist hierbei die Bestimmung der Standardabweichung der gemessenen Phase unter Berücksichtigung von System- und PMD-Parametern.

Da der direkte messtechnische Vergleich aufgrund der verschiedenen Realisierungsformen und Sensorarchitekturen nur bedingt möglich ist, wird die Analyse auf Basis theoretischer Berechnungen durchgeführt. Die Parameter die in dieser Berechnung berücksichtigt werden, sind aber ausnahmslos messtechnisch verifiziert worden. Darüber hinaus ist die Übereinstimmung der theoretischen Berechnung mit den tatsächlichen Messwerten im Rahmen dieser Arbeit in weiten Bereichen bestätigt worden. Eine solche Analyse ist daher gut geeignet, um die Potentiale der einzelnen Technologien applikationsrelevant zu vergleichen.

7.1 Berechnungsgrundlagen

Als Basis der folgenden Berechnungen dient Gleichung (2.23) mit deren Hilfe man unter Berücksichtigung des Signal-Rausch-Verhältnisses, der Demodulationseffizienz und Anzahl der Messungen die Standardabweichung des ermittelten Phasenwertes theoretisch bestimmen kann. Der Übersichtlichkeit halber sei dieser Zusammenhang an dieser Stelle nochmals wiedergegeben.

$$\sigma_z = \frac{1}{\sqrt{N_{phase}}} \cdot \frac{1}{SNR} \sqrt{1 + \frac{2}{K_D^2}} \cdot \frac{\lambda_{mod}}{4\pi} \quad \text{für } N_{phase} \geq 3 \quad (7.1)$$

7.1.1 Bestimmung der Signalleistung auf dem Sensor

Wesentlichen Einfluss auf die Messgenauigkeit hat die Größe der optischen Signalleistung auf dem Sensor. Sie wird maßgeblich bestimmt durch die abgestrahlte Leistung

P_S des Senders, die Zieldistanz Z und die Reflektivität R_D des Ziels. Weiterhin gehen natürlich die Eigenschaften der Sende- und Empfangsoptiken in die Berechnung mit ein, da diese festlegen welcher Leistungsanteil letztlich vom Sensor erfasst wird. Allgemein kann die empfangene Nutzleistung des Sensors P_E^{signal} durch folgende Gleichung beschrieben werden.

$$P_E^{signal} = P_S \cdot R_D \cdot T_{opt} \left(\frac{D_E}{2 \cdot Z} \right)^2 \quad (7.2)$$

Man beachte, dass die ermittelte Nutzleistung auf dem Sensor quadratisch von der Entfernung abhängt. Bei diesen Betrachtungen wird vereinfacht davon ausgegangen, dass die gesamte abgestrahlte optische Leistung das Ziel erreicht, und vollständig reflektiert vom Sensor wieder erfasst werden kann, das in die Zielebene projizierte Sensorelement also mindestens so groß wie das betrachtete Zielobjekt ist. Außerdem wird angenommen, dass $Z \gg D_E$ ist und das die Zieloberfläche senkrecht zur optischen Achse steht. Die Abstrahlcharakteristiken werden mit dem Verhalten von Lambert'schen Strahlern berücksichtigt, außerdem wird bei folgenden Berechnungen davon ausgegangen, dass der Sender selbst einen Modulationskontrast von 100 % hat, die mittlere abgestrahlte Leistung also der mittleren Leistung des modulierten Signals entspricht.

Die Transmissionseigenschaften des optischen Systems werden zusammengefasst mit T_{opt} berücksichtigt; darin sind Verluste durch Reflektionen an Grenzschichten und sonstige optische Dämpfungen enthalten. Die Apertur (Durchmesser) der Empfangsoptik wird mit D_E berücksichtigt, diese Größe kann auf Basis der Brennweite f und der F-Zahl $f\#$ nach folgendem Zusammenhang bestimmt werden.

$$D_E = \frac{f}{f\#} \quad (7.3)$$

Aus Gleichung (7.2) wird ebenfalls der quadratische Einfluss der Apertur auf die optische Empfangsleistung deutlich. Unter Berücksichtigung des Photonen-Schrottrauschens des Nutzsignals gemäß Gleichung (2.20) und Vernachlässigung anderer Rauschquellen, ändert sich das SNR damit linear mit der Vergrößerung der Apertur, was sich wiederum nach Gleichungen (7.1) in einer linearen Verbesserung der Messgenauigkeit auswirkt. Sind hingegen andere Rauschquellen (Systemrauschen, Dunkelstrom-Schrottrauschen, ...) dominant, kann mit einer Vergrößerung der Apertur eine quadratische Genauigkeitsverbesserung erreicht werden. Die gleichen Zusammenhänge gelten im Übrigen auch für die Änderung der reziproken Entfernung.

Die berechnete Nutzleistung des gesamten Sensors kann bei Multipixelsensoren unter Berücksichtigung der Pixelanzahl und des anteiligen Füllfaktors auf einzelne Pixel umgerechnet werden. Da die betrachteten Zusammenhänge unabhängig von der Pixelanzahl sind, soll vereinfacht im Folgenden ausschließlich ein Einzelpixelsensor betrachtet werden.

7.1.2 Bestimmung der Hintergrundlichtleistung auf dem Sensor

Störendes Hintergrundlicht trifft ebenfalls auf das Ziel auf, wird reflektiert und vom Sensor erfasst. Der Anteil der vom Sensor erfassten DC-Leistung kann mit folgender Gleichung bestimmt werden, vorausgesetzt wird hierbei wieder die Abstrahlung gemäß eines Lambert'schen Strahlers. Eine unabhängig vom Ziel direkt in die Empfangsoptik eingestrahlte DC-Leistung bleibt hierbei unberücksichtigt.

$$P_E^{DC} = P_Z^{DC} \cdot R_D \cdot T_{opt} \frac{A_{pixel}}{(2 \cdot f\#)^2} \quad (7.4)$$

Die auf den Sensor treffende DC-Leistung ergibt sich nach Gleichung (7.4) aus der am Ziel vorhandenen Leistungsdichte des Fremdlichts P_Z^{DC} multipliziert mit der Reflektivität des Ziels und den Transmissionseigenschaften der Optik. Weiterhin hat die Pixelfläche A_{pixel} einen direkten Einfluss auf die Höhe der erfassten Fremdlichtleistung, außerdem die F-Zahl des Objektivs. Man beachte, dass die Höhe der Hintergrundleistung völlig unabhängig von der Distanz Z ist. Bei festgelegten Pixel- und Systemparametern leistet das Fremdlicht somit einen konstanten Beitrag zum Ergebnis.

7.1.3 Berücksichtige Rauschquellen

Bei den folgenden Betrachtungen werden die wesentlichen Rauschquellen aus Kapitel 2.6 berücksichtigt. Aus den ermittelten Signal- und DC-Leistungen auf dem Sensor wird mit der gegebenen Responsivität R der jeweilige Strom, und über die Integrationszeit die Anzahl der Elektronen nach den folgenden Gleichungen bestimmt.

$$N_{signal} = \frac{R \cdot P_E^{signal} \cdot t_{int}}{q} \quad (7.5)$$

$$N_{DC} = \frac{R \cdot P_E^{DC} \cdot t_{int}}{q} \quad (7.6)$$

Aus der Anzahl der Elektronen können wiederum jeweils die Anteile des Photonen-Schrotrauschens (Nutzsignal und unkorreliertes DC-Licht) bestimmt werden (Gleichung (2.20)). Eine weitere Rauschquelle ist der Dunkelstrom, der verknüpft mit der Integrationszeit ebenfalls in eine Elektronenanzahl umgerechnet wird.

$$N_{\text{dunkel}} = \frac{I_{\text{dunkel}} \cdot t_{\text{int}}}{q} \quad (7.7)$$

Hieraus kann nach Gleichung (2.21) der Anteil des Dunkelstrom-Schrotrauschens bestimmt werden. Der Dunkelstrom ist wie beschrieben stark temperaturabhängig, wobei im Folgenden davon ausgegangen wird, dass bei einer Zunahme um 10 Kelvin eine Verdopplung des Dunkelstroms vorliegt (vgl. Kapitel 4.3.2).

Unter Berücksichtigung der zuvor genannten Anteile ergibt sich somit für die Anzahl der Rauschladungen hervorgerufen durch Schrotrauschen.

$$\sigma_{\text{schrot}} = \sqrt{N_{\text{signal}} + N_{\text{DC}} + N_{\text{dunkel}}} \quad (7.8)$$

Das durch den Resetvorgang verursachte kTC-Rauschen wird unter Berücksichtigung der wirksamen Integrationskapazität und der Temperatur ebenfalls in der folgenden Berechnung nach Gleichung (2.22) berücksichtigt.

Betrachtet man ein Entfernungsmesssystem realitätsnah, muss in jedem Fall auch das unvermeidliche Rauschen des Gesamtsystems mit berücksichtigt werden, wobei gemäß Gleichung (7.9) die Anzahl der durch das Systemrauschen hervorgerufenen Rauschelektronen σ_{sys} bestimmt werden kann.

$$\sigma_{\text{sys}} = \frac{N_{\text{sys}} C_{\text{int}}}{v_{\text{out}} \cdot q} \quad (7.9)$$

Der am Ausgang der Sensorelektronik ermittelte RMS-Wert des Systemrauschens N_{sys} muss bei Betrachtung des Sensorelementes mit dem Verstärkungsfaktor der Auslekette bewertet werden. Daher wird neben der Integrationskapazität und der Elementarladung auch die Verstärkung v_{out} der Auslekette berücksichtigt.

Insgesamt ergibt sich für die folgende Berechnung eine Gesamtanzahl an Rauschladungen nach folgender Gleichung.

$$\sigma_{\text{tot}} = \sqrt{\sigma_{\text{schrot}}^2 + \sigma_{\text{sys}}^2 + \sigma_{\text{kTC}}^2} \quad (7.10)$$

Die Anzahl der vom Nutzlicht generierten Photoladungen entspricht der Signalladung, woraus sich das Signal-Rausch-Verhältnis nach folgendem Ausdruck bestimmen lässt.

$$SNR = \frac{N_{signal}}{\sigma_{tot}} = \frac{S}{\sigma_{tot}} \quad (7.11)$$

7.2 Überblick der Technologien

Tabelle 7.1 stellt im Überblick wichtige messtechnisch verifizierte Eigenschaften aller vorgestellten SM-PMD-Konzepte dar, außerdem zum Vergleich typische Werte eines Photogate-PMDs (PG-PMD). Weiterhin werden beispielhafte Systemparameter einer 1D-Anwendung aufgelistet, mit denen die Berechnungen der Standardabweichung einheitlich durchgeführt werden.

Parameter	PG-PMD	HE-PMD	GaAs MSM	PtSi MSM
Pixelgröße	250 μm x 250 μm			
Responsivität R des Pixels [A/W] @Wellenlänge	0,1	0,35	0,3	0,035
K_D @ Wellenlänge @ f_{Mod}	0,35	0,7	1	1
Demodulationsempfindlichkeit	0,035	0,25	0,3	0,035
Dunkelstrom bei $T=23^\circ\text{C}$	3 pA	4 pA	100 pA	1250 pA
Brennweite	28,5 mm			
F-Zahl	1,4			
Transmission	0,59			
Optische Sendeleistung	1,5 mW			
Optische Wellenlänge	650 nm			
Min. Reflektivität (Diffus)	0,1			
Min. Reflektivität (Diffus)	0,9			
Sonnenlicht auf Zielobjekt	10 000 Lux			
Filterbandbreite	100 nm			
Systemrauschen (RMS)	1000 μV			
Integrationskapazität	1 pF			
Integrationszeit	1 ms			
Ausleseverstärkung	1			
Anzahl der Messphasen	4			
Frequenz f_{Mod}	50 MHz			

Tabelle 7.1: Übersicht der Parameter des Technologievergleichs für eine 1D-Applikation.

Bei der PtSi MSM-Realisierung wurde ein Pixel gewählt, dessen Fingerabstand von $s = 3,6 \mu\text{m}$ mit der GaAs-Variante mit $s = 4 \mu\text{m}$ bestmöglich übereinstimmte. Wie beschrieben, ist dadurch zwar die Bandbreite der PtSi-Struktur sehr hoch, der Füllfaktor und damit die Responsivität ist jedoch – auch aufgrund der relativ breiten Finger und des dünnen SOI-Substrats – im Vergleich zum GaAs noch relativ gering. Durch den gewählten Abstand und der damit einhergehenden Fingeranzahl musste zudem ein erhöhter Dunkelstrom angenommen werden.

Alle Pixelparameter sind auf eine einheitliche Pixelgröße bezogen, was sich in dieser Betrachtung aber nur im Dunkelstrom auswirkt, da Demodulationseffizienz und Responsivität unabhängig von der Größe sind. Das Sonnenlicht auf dem Ziel wurde mit 10 000 Lux angenommen, ferner wird mit einer spektralen Breite des Empfangsfilters von 100 nm ($650 \text{ nm} \pm 50 \text{ nm}$) gerechnet. Basierend auf der spektralen Verteilung (AM1.5) des Sonnenlichts [ISO92] ergibt sich vereinfacht eine mittlere Leistung von $P_z^{\text{DC}} = 130 \text{ mW} / \text{m}^2 \text{ nm}$ die im Bereich von 600 nm - 700 nm berücksichtigt werden muss.

7.3 Theoretische Gegenüberstellung auf Basis gemessener Parameter

Bei der nun folgenden Betrachtung der Messunsicherheit, wird eine ideale Dynamik der Auslestufe vorausgesetzt, d.h. unabhängig vom Anteil des DC-Lichts und dem unter Umständen daraus resultierenden Offset der Korrelationsfunktion kann die Nutzinformation noch ausgewertet werden. Der Vorteil durch die inhärente SBI-Eigenschaft der MSM-Strukturen ist aus dieser Berechnung *nicht* ersichtlich. Bei Betrachtung des Hintergrundlichts wird an dieser Stelle nur der dadurch gesteigerte Rauschanteil berücksichtigt.

In Abbildung 7.1 ist die berechnete Standardabweichung in Abhängigkeit der Entfernung zum Ziel bei einer Temperatur von 23 °C bei verschiedenen Reflektivitäten dargestellt. Bei maximaler Reflektivität des Ziels (links) stimmen die Ergebnisse von PG-PMD und PtSi-PMD überein, da die Demodulationsempfindlichkeiten beider Strukturen identisch sind und das empfangene Nutzsignal dominant ist. Bei minimal reflektierenden Zielen (rechts) sieht man jedoch einen Unterschied zwischen PG und PtSi wobei das PtSi-PMD eine leicht erhöhte Standardabweichung im Vergleich zum PG-PMD hat. Ursache hierfür ist der höhere Dunkelstrom der PtSi-Struktur dessen Rauschanteil bei kleinen Signalleistungen einen erkennbaren Einfluss hat. Dies wird insbesondere bei einem großen Abstand deutlich, da bei den gegebenen Parametern

die empfangene Signalleistung bei einem 10 m entfernten Ziel geringer Reflektivität lediglich unter 100 pW liegt.

Sowohl das GaAs-PMD, als auch das HE-PMD haben aufgrund ihrer hohen Demodulationsempfindlichkeiten unabhängig von der Zielreflektivität eine deutlich höhere Messgenauigkeit im Vergleich zu den zuvor genannten PMDs. Das GaAs-PMD hat absolut gesehen die größte Signalausbeute und daher von allen untersuchten Varianten die geringste Messunsicherheit.

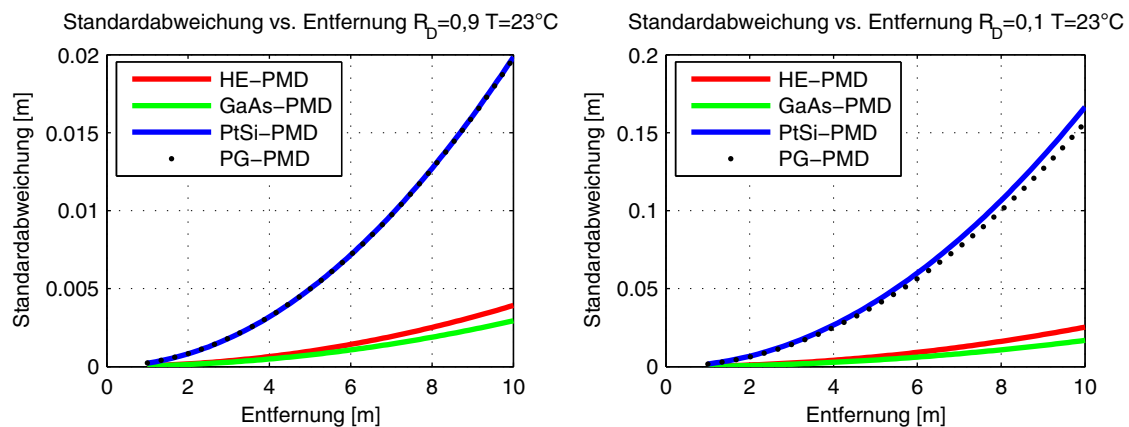


Abbildung 7.1: Messunsicherheit als Funktion der Entfernung bei $T=23^\circ\text{C}$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel.

Wie gezeigt, hat bereits bei Raumtemperatur der Dunkelstrom der Strukturen bei kleinen Nutzsignalen einen signifikanten Einfluss auf die Messgenauigkeit, dieser Einfluss wird bei höheren Temperaturen erwartungsgemäß noch größer werden. Aus diesem Grund sind in Abbildung 7.2 Berechnungen dargestellt, die die Performance der einzelnen Technologien bei einer Temperatur von $T=85^\circ\text{C}$ darstellen.

Deutlich sichtbar ist nun bei der PtSi-Struktur der Anstieg der Standardabweichung auch bei gut reflektierenden Zielen. Auch bei kleinen Zielentfernungen ist die erhöhte Standardabweichung der PtSi-Struktur zu erkennen. Die mit der GaAs-Struktur ermittelte Phase hat aufgrund des Dunkelstroms bei Temperaturerhöhung ebenfalls eine leicht erhöhte Standardabweichung, aber immer noch eine hinreichend große Empfindlichkeit, so dass absolut gesehen diese Struktur noch die beste Messgenauigkeit mit sich bringt. Sowohl die PG-Struktur als auch das HE-PMD haben so geringe Dunkelströme, dass sich die resultierende Messgenauigkeit bei höheren Temperaturen nicht signifikant verschlechtert.

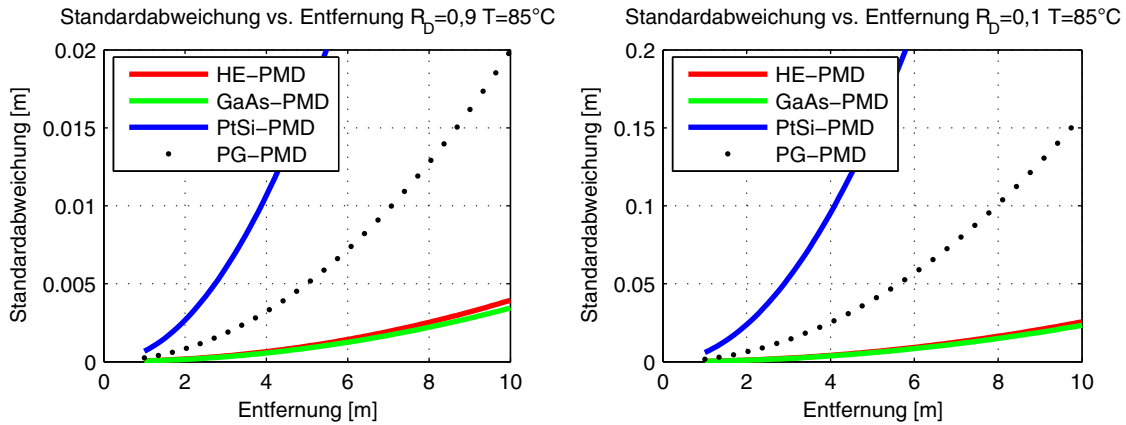


Abbildung 7.2: Messunsicherheit als Funktion der Entfernung bei $T=85^\circ\text{C}$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel.

Aufgrund dieser Ergebnisse ist das Verhalten der 4 PMD-Konzepte über einen großen Temperaturbereich von besonderem Interesse. In Abbildung 7.3 wird daher für eine konstante Entfernung $Z=10\text{m}$ die Standardabweichung in einem Temperaturbereich von $T=20^\circ\text{C}\dots 150^\circ\text{C}$ betrachtet.

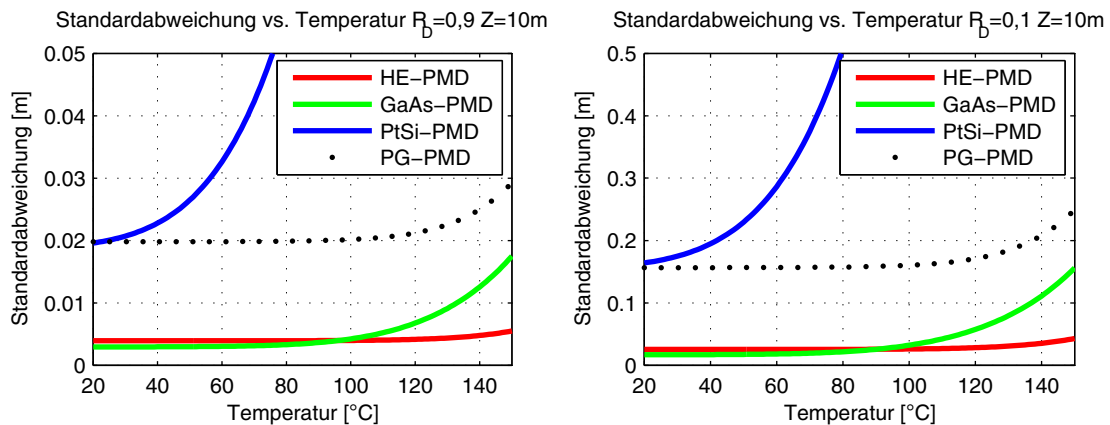


Abbildung 7.3: Vergleich der Standardabweichungen über der Temperatur bei $Z=10\text{m}$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel.

Während beim PtSi-PMD aufgrund seiner relativ geringen Empfindlichkeit und verhältnismäßig hohem Dunkelstrom schon bei geringen Temperaturen eine deutliche Zunahme der Standardabweichung zu beobachten ist, erfolgt ein merklicher Anstieg beim GaAs-PMD erst oberhalb etwa 90°C . Bei etwa 100°C wird der Empfindlichkeitsvorteil des GaAs-PMD allerdings durch den höheren Dunkelstrom aufgehoben, so dass oberhalb 100°C das GaAs-PMD tatsächlich eine schlechtere Messperformance als das HE-PMD hat. Letzteres besitzt über einen großen Temperaturbereich eine

nahezu konstante Standardabweichung die im vorliegenden Fall erst oberhalb 120 °C leicht ansteigt. Auch das PG-PMD hat über einen großen Bereich eine konstante Standardabweichung, die – aufgrund der im Verhältnis zum HE-PMD geringeren Empfindlichkeit – aber etwas früher und stärker ansteigt.

Zur besseren Übersichtlichkeit dieser Sachverhalte sind in Abbildung 7.4 die relativen Messgenauigkeiten in Form des reziproken Verhältnisses der Standardabweichungen in Bezug auf das PG-PMD gegenübergestellt. Anhand dieser Darstellungen können zusammenfassend nochmals die Eigenschaften aller im Rahmen dieser Arbeit realisierten Selbstmodulations-PMD-Konzepte im Vergleich zum PG-PMD über einen großen Temperaturbereich bewertet werden.

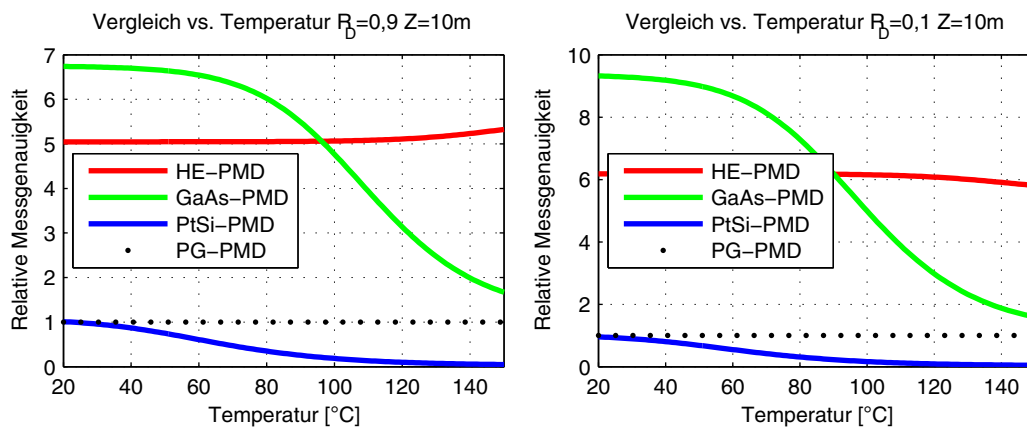


Abbildung 7.4: Vergleich der normierten Standardabweichungen über der Temperatur bei $Z=10m$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel.

Hervorzuheben ist an dieser Stelle die Performance des HE-PMD. Es bietet über den gesamten dargestellten Temperaturbereich eine Steigerung der Messgenauigkeit um mehr als Faktor 5 im Vergleich zum Photogate. Das GaAs-PMD erreicht hier sogar eine Verbesserung um mindestens den Faktor 6 diesen aber nur bis zu einer Temperatur von 80 °C, oberhalb dieser Temperatur schwindet der Vorteil zunehmend.

Die genannten Steigerungen in Bezug auf die Messgenauigkeit wirken sich im vorliegenden Fall – also bei kleinen Nutzsignalen und dominanten beleuchtungsunabhängigen Rauschquellen – gemäß Gleichung (7.2) in einer wurzelförmigen Steigerung der Reichweite aus. Im Vergleich mit dem PG-PMD kann man beispielsweise mit dem HE-PMD bei gleicher Messgenauigkeit somit von einer Steigerung der Reichweite um den Faktor 2,2 ausgehen. Hinsichtlich der benötigten Lichtleistung ist man bei gleicher Zielentfernung und gleicher geforderter Messgenauigkeit bei Verwendung des

HE-PMD in der Lage, die abgestrahlte Sendeleistung um den Faktor 5 im Vergleich zum PG-PMD abzusenken. Dies macht sich insbesondere bei der Betrachtung der Systemeffizienz sowie der Verlustleistung, letztlich natürlich aber auch beim Systempreis, deutlich bemerkbar.

Zusammenfassend ist das PtSi-PMD im Bereich der Raumtemperatur durchaus mit dem PG-PMD vergleichbar, wobei mit zunehmender Temperatur die Messgenauigkeit geringer wird. Wie bereits erwähnt, handelt es sich bei den zum Vergleich herangezogenen PtSi-Strukturen lediglich um erste Realisierungsformen einer neuen Technologie mit entsprechendem Entwicklungspotential. Durch einfache Änderungen der Fingergeometrie und des Substratmaterials kann man bei künftigen Strukturen eine entsprechende Verbesserung in Bezug auf Füllfaktor, Photoempfindlichkeit und Dunkelstrom erwarten.

Weiterhin muss nochmals unterstrichen werden, dass die vorliegende theoretische Betrachtung keinerlei weiteren Technologieeigenschaften berücksichtigt. Generell sind bei den MSM-Strukturen die inhärente Unerdrückung von Fremdlichtanteilen und die unbestritten hohe Bandbreite ein Vorteil, der sie universell einsetzbar macht. Bei der PtSi-Variante kommt hierzu noch die vollständige Integrierbarkeit innerhalb eines SOI CMOS-Prozesses die weitere Vorteile (Hochintegrierbarkeit, Kosten, ...) mit sich bringt.

Bedenken sollte man ebenfalls, dass der beschriebene Temperatureinfluss je nach Anwendungsbereich leicht zu umgehen ist. Als Beispiel seien hier entsprechende Kühlmöglichkeiten genannt, die den Sensor auf einer konstanten niedrigen Temperatur halten. Mittlerweile ist die Technologie der Mikrominiaturkühlelemente so weit fortgeschritten, dass eine effiziente und kostengünstige Kühlung auf Chipebene möglich ist [Micro06]. Somit rückt der beschriebene Temperatureinfluss wieder in den Hintergrund.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Der Schwerpunkt dieser Arbeit lag auf der Untersuchung und Umsetzung integrierbarer PMD-Konzepte für hochauflösende 3D-Entfernungsmesssysteme. Im Vordergrund standen hierbei PMD-Strukturen die auf dem Selbstmodulationsprinzip beruhen. Bei diesem Konzept existieren – im Gegensatz zur Fremdmodulation – keine dedizierten Modulations- und Ausleseanschlüsse, vielmehr erfolgt der Modulations- und Auslesevorgang über die gleichen Bauteilanschlüsse.

Basierend auf den Grundlagen und Kenngrößen eines PMD-Systems wurden verschiedene Realisierungsformen vorgestellt. Ausgehend vom grundsätzlichen Funktionsnachweis bei Verwendung von GaAs-Einzeldiodenstrukturen, wurden im Rahmen dieser Arbeit verschiedene MSM-PMD Sensoren entwickelt und bewertet. Hierbei handelt es sich um die erstmalige Realisierung von MSM-PMD Multipixelsensoren für eine konkrete 3D-Kameraapplikation. Entsprechend den Anforderungen entstand ein MSM-Array mit einer Auflösung von 144 Pixeln mit angepasster Auswerteelektronik auf Basis eines Multichipmoduls. Mit diesem Sensor wurden verschiedene Untersuchungen im Hinblick auf die erwarteten Eigenschaften durchgeführt. Wesentliches Merkmal dieses Konzepts ist – neben der hohen Bandbreite – seine inhärente Fähigkeit Fremdlicht zu unterdrücken. Im Idealfall steht somit die gesamte Sensordynamik nur für das Nutzlicht zur Verfügung, wodurch hochgenaue Entfernungsmessungen trotz starkem Fremdlichteinfluss möglich werden. Zur Bewertung dieser Eigenschaft wurde ein mathematisches Modell hergeleitet und mit den praktischen Messwerten verglichen. Es zeigte sich eine sehr gute Übereinstimmung zwischen der theoretischen Erwartung und den erzielten Resultaten.

Zur Realisierung von hochauflösenden MSM-PMD Konzepten wurde anschließend der Ansatz eines siliziumbasierten MSM-Ansatzes auf einem Singlechip vorgestellt. Bei der Umsetzung musste auf eine funktionsbedingte elektrische Trennung zwischen Schaltungstechnik und Sensorsubstrat geachtet werden, wodurch die Verwendung

eines SOI-Prozesses notwendig wurde. Zur Realisierung geringer Dunkelströme wurde außerdem eine modifizierte Prozessumgebung definiert, mit der Schottkystrukturen basierend auf Platinsilizid hergestellt werden konnten. Die erreichten Dunkelströme entsprachen hierbei der theoretischen Erwartung und sind sogar geringer als bei vergleichbaren Veröffentlichungen und Umsetzungen. Ausgehend von dieser Technologie entstanden PMD-Pixelstrukturen mit unterschiedlicher Geometrie zu Testzwecken. Bei Messungen zeigte sich auch hier eine überaus große Übereinstimmung mit der Theorie und den zuvor durchgeführten Halbleitersimulationen. Basierend auf diesem neuen hochintegrierbaren Ansatz konnten abhängig von der Geometrie Bandbreiten im Bereich von über hundert Megahertz nachgewiesen werden, außerdem die gewünschte inhärente Unterdrückung von unkorrelierten Anteilen. Zur applikationsspezifischen Bewertung entstanden schon im Entwicklungs- und Erprobungsstadium Multipixelstrukturen die kompatibel zu der beschriebenen Kameraapplikation sind. Hiermit konnten erstmals 3D MSM-PMD Sensoren auf Siliziumbasis hergestellt und deren Funktionsweise bewertet werden.

Im Allgemeinen ist die Photoempfindlichkeit und die erreichbare Ladungstrenneigenschaft eines PMD eine charakteristische Größe die wesentlichen Einfluss auf die erreichbare Messgenauigkeit hat. Zur Steigerung dieser Größen wurde in dieser Arbeit die Entwicklung von hocheffizienten PMD-Strukturen beschrieben. Grundgedanke ist hierbei ein Ansatz der für das Sensorsubstrat und für die nötige Schaltungstechnik jeweils optimale Prozesse vorsieht. Zur Maximierung des Füllfaktors wurden dabei erstmals rückseitenbestrahlte PMD-Elemente entwickelt. Zur Steigerung des Demodulationskontrasts sind theoretische Untersuchungen und numerische Simulationen zur Optimierung des verwendeten Sensorsubstrates durchgeführt worden. Messungen an den umgesetzten Teststrukturen zeigten Kontrastwerte die bislang noch von keinem unipolaren PMD erreicht worden sind. Insbesondere in Verbindung mit einer hohen Photoempfindlichkeit konnten somit PMDs realisiert werden, die eine vielfach höhere Signalausbeute als siliziumbasierte Fremdmodulationskonzepte besitzen.

Zur Gegenüberstellung der betrachteten PMD-Konzepte wurden, basierend auf einer beispielhaften Anwendung, Berechnungen hinsichtlich der Messgenauigkeit durchgeführt. Hier wurde das enorme Potential des rückseitenbestrahlten HE-PMD im Vergleich zu anderen Technologien nochmals deutlich. Aber auch die MSM-Konzepte hatten abhängig von der Realisierungsform deutliche Vorteile zu gängigen Fremdmodulationskonzepten. Einzig der vergleichsweise hohe Dunkelstrom der MSM-PMDs erfordert applikationsabhängig unter Umständen spezielle Kühlmaßnahmen

um auch bei hohen geforderten Temperaturbereichen große Messgenauigkeiten zu gewährleisten.

Alle vorgestellten Selbstmodulationskonzepte können in 3D-Time-Of-Flight PMD-Applikationen genutzt werden. Hierbei kann bedarfsabhängig die relevante Sensoreigenschaft gewählt werden. Für hohe Signalausbeute sind das GaAs-PMD und das HE-PMD empfehlenswert. Das kostengünstige HE-PMD kann hierbei durch die beschriebene externe Schaltungstechnik unempfindlicher gegenüber Fremdlichteinflüssen gestaltet werden. Höchste Bandbreiten von mehreren hundert MHz oder gar GHz bringen die MSM-PMDs mit sich, außerdem noch die beschriebene inhärente Fremdlichtunterdrückung. Das PtSi-PMD eignet sich aufgrund des Singlechipansatzes insbesondere für Sensoren mit Auflösungen im Bereich von >1000 Pixel. Dieses PMD bietet zugleich noch ein entsprechendes Entwicklungspotential, da alle Strukturen zu Testzwecken auf lediglich geringfügig modifizierten Substraten und konservativen Geometrien beruhen.

Die vorliegende Arbeit zeigt, dass sich insbesondere die Fremdmodulationskonzepte durch eine hohe Flexibilität und große Anwendungsvielfalt auszeichnen. Alle gezeigten Realisierungen verwendeten hierbei lediglich lineare Ausgangs- und Signalverarbeitungsstufen mit Einfachabtastung. Der bei den verwendeten MSM-Strukturen nachgewiesene Dynamikbereich kann in künftigen Entwicklungen durch Anpassung der Ausleselektronik noch weiter gesteigert werden. Hier können beispielsweise logarithmische Verstärker oder Konzepte mit pixelindividueller Integrationszeitsteuerung verwendet werden. Die erwähnte Pixelanzahl des GaAs MSM-Sensors kann außerdem durch entsprechende Aufbau- und Verbindungstechnik noch weiter gesteigert werden. Entwickelt wurden im Verlauf dieser Arbeit bereits Strukturen mit 36×8 Pixel, wobei mit der konkret verwendeten Wirebondtechnik schon Auflösungen bis zu 1000 Pixel möglich gewesen wären.

Das gezeigte HE-PMD kann in weiteren Entwicklungen für die Realisierung von neuartigen 2D/3D Sensoren von besonderer Bedeutung sein. Durch die Vertikalintegration lassen sich prinzipiell verschiedene Sensormaterialien und Strukturen übereinander anordnen. Denkbar wäre beispielsweise eine Architektur mit einem oben liegenden Siliziumsensor der für Wellenlängen oberhalb etwa 1200 nm transparent ist und als klassischer 2D Sensor für den sichtbaren Bereich konzipiert ist. Der Siliziumsensor detektiert somit Wellenlängen unterhalb seiner Grenzwellenlänge, der darunter angebrachte Sensor (z.B. InP) kann zur Detektion von langwelligen Signalen (z.B.

1550 nm) zur Gewinnung des Entfernungsbildes verwendet werden. Dies hat auch Vorteile bei der Auswahl von Sendeelementen, da im langwelligen Bereich in Bezug auf Augensicherheit [IEC01] größere Lichtleistungen abgestrahlt werden können.

Denkbar ist auch die Kombination der in dieser Arbeit beschriebenen Sensoren als Multispektral-PMDs. So könnte ein GaAs Sensor über einem Siliziumchip angebracht werden, wobei der GaAs Chip als Passfilter für Wellenlängen oberhalb 890 nm dient und gleichzeitig als PMD genutzt werden kann. Der darunter angebrachte Siliziumsensor kann als PMD für Wellenlängen im Bereich von 890 nm bis 1200 nm verwendet werden, wobei durch den vorgeschalteten GaAs-Chip bereits eine deutliche Verringerung von Sonnenlichtanteilen erreicht wäre. Mit diesem Aufbau könnten beispielsweise PMD-Kameras mit hoher Geschwindigkeit realisiert werden, da die beschriebene sequentielle Phasenmessung durch parallele Phasenauswertung ersetzt, bzw. ergänzt werden kann.

Der Schwerpunkt weiterer Entwicklungen sollte sich neben der PMD-Technologie auch auf die Integration weiterer Systemkomponenten auf dem Sensorchip konzentrieren. Hier seien auf der Ausleseseite insbesondere Analog-Digital-Wandler genannt, welche für nachgeschaltete Komponenten eine digitale Schnittstelle zur Verfügung stellen. Auf der Ansteuerseite können auf dem CMOS-Chip die nötigen Komponenten zur Generation der einzelnen Taktsignale und Phasenverschiebungen [Fisch05], sowie Treiberkomponenten zur Realisierung der Gegentaktmodulation [Richt06] integriert werden. Ein langfristiges Ziel dieser Entwicklungen sollte hierbei ein hochauflösender 3D PMD-Sensor mit ausschließlich digitalen Schnittstellen sein.

Literaturverzeichnis

- [Adan98] A. O. Adan, T. Naka, A. Kagisawa, H. Shimizu, „SOI as a Main-stream IC technology“, Proceedings of IEEE International SOI conference, October 1998
- [Ali03] K. Aliberti et.al. , „Improved optoelectronic mixing of InAs/InGaAs interdigitated-finger metal-semiconductor-metal photodetectors, Proceedings of IEEE, Sensors, 2003
- [Avant01] Avant! Corporation, „Medici, Two-Dimensional Device Simulation Program Version 2001.4“ User’s Manual, Fremont California
- [Bass91] E. Bassous, M. Scheuermann, V.P. Kesan, M. Ritter, J.-M. Halbout, and S.S. Iyer, „A High-Speed Silicon Metal-Semiconductor-Metal Photodetector fully integrable with (Bi)CMOS Circuits, Proceedings of the International Electron Devices Meeting, Washington, DC, 1991, pp. 187-190
- [BMBF05] BMBF, Bundesministerium für Bildung und Forschung, “ 3D-Sensorik für vorausschauende Sicherheitssysteme im Automobil (3D-SIAM)“, Abschlussbericht zum BMBF Projekt, Förderkennzeichen 16SV1331, 2005
- [Böhm89] Markus Böhm, „Halbleiterelektronik“, Skript zur Vorlesung“, Universität Siegen, 1989
- [Breid05] A. Breidenassel, “A High Dynamic Range CMOS Image Sensor with Adaptive Integration Time Control“, Dissertation, Universität Heidelberg, Kirchhoff-Institut für Physik, 2005
- [Bux02] Bernd Buxbaum, “Optischen Laufzeitentfernungsmessung und CDMA auf Basis der PMD-Technologie mittels phasenvariabler PN-Modulation, ZESS Forschungsberichte Band 17, 2002
- [Chang87] G.-K. Chang et.al., “On-chip characterization of fully integrated photoreceivers using high-yield ion-implanted GaAs IC technology, GaAs IC symposium, CH2506, 57, 1987
- [Decos03] D. Decoster, J.-P. Vilcot, J. Harari, V. Magnin, “Photodetectors for microwave applications: a review and trends“, SPIE Proceedings Photonics West, Photodetector materials and devices V , Janvier 2003.
- [Far39] M. Faraday, “„Experimental Researches in Electricity“, Bernard Quaritch, London, Vol. I (1839) pp.122-124.
- [Fisch05] A. Fischer, “Design digitaler SoC-Komponenten (System on Chip)

- im Standardzellen-Verfahren für einen hochintegrierten PMD-Entfernungssensor in CMOS-Technologie“ , Diplomarbeit, Universität Siegen, 2006
- [Gamma02] Abbas el Gamal, “High Dynamic Range Image Sensors“, Tutorial at IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2002
- [Giga01] Fa. Gigapass, „GS854822 Series“ Product Datasheet Rev. 1.0 September 2001
- [Giger05] K. Giger, “Method and Device for measuring Distances“, US-Patentschrift US 6,864,966 B2, Mar. 8, 2005
- [Gök99] M. Gökkavas, B. M. Onat, E. Özbay, E. P. Ata, J. Xu, E. Towe, and M. S. Ünlü, “Design and Optimization of High-Speed Resonant Cavity Enhanced Schottky Photodiodes, IEEE Journal of quantum electronics, Vol. 35, No. 2, February 1999
- [Grün01] Holger Grünleitner, “Elektro-optische Eigenschaften von ultradünnen (1-7nm) Iridiumsilizidschichten auf Silizium(100), Dissertation Universität Erlangen-Nürnberg, 2001
- [Gul03] P. Gulden, „System Concepts for Novel Optical Distance Sensor Based on Inherently-Mixing Detectors“, Fortschritt-Berichte VDI Nr 983, Düsseldorf 2003
- [Ham03] Hamamatsu Photonics K.K. „Ultrafast MSM Photodetectors“, Product Datasheet G4176, Hamamatsu, Japan, 2003
- [Hei01] H. Heinol, „Entwicklung und Untersuchung von modulationslaufzeitbasierten 3D-Sichtsystemen“, Dissertation, Universität Siegen, 2001
- [Honk01] K. Honkanen, „Fabrication and modelling of SOI and GaAs MSM photodetectors and a GaAs-based integrated photoreceiver“, Helsinki University of Technology, Finland, 2001
- [Hurm02] V. Hurm, W. Bronner, W. Benz, K. Kohler, J.-R. Kropp, R. Losch, M. Ludwig, G. Mann, M. Mikulla, J. Rosenzweig, M. Schlechtweg, M. Walther, and G. Weimann, “Large area MSM photodiode array for 0.85 μm wavelength 10Gbit/s per channel parallel optical links,” Electron. Lett., vol. 38, no. 18, pp. 1051–1052, 2002.
- [IEC01] International Technical Commission, “International Standard IEC 60825-1, Safety of Laser Products - Part 1: Equipment classification, requirements and user's guide“, Edition 1.2, 2001
- [ISO92] International Organization for Standardization, “ISO9845-1:1992, Solar energy - Reference solar spectral irradiance at the ground at

- different receiving conditions - Part 1: Direct normal and hemispherical solar irradiance for air mass 1,5", 1992
- [Jin96] Jinwook Burm, et.al., "Low Frequency Gain in MSM Photodiodes Due to Charge Accumulation and Image Force Lowering", IEEE Photonics Technology Letters Vol. 8, Januar 1996
- [Jun06] D.-H. Jun, J.-H. Jang, I. Adesidai and J.-I. Song, "Improved Efficiency-Bandwidth Product of Modified Uni-Traveling Carrier Photodiode Structures Using an Undoped Photo-Absorption Layer", Japanese Journal of Applied Physics, Japan, 2006
- [Kocot94] G.B.C. Kocot, J. Straznicky, T.S. Tan, R.T. Kaneshiro: "Performance simulations of PIN and MSM detectors, Proceedings of the SPIE – The International Society for Optical Engineering, 2149, 369, 1994
- [Kodak05] Fa. Kodak, „CCD Image Sensor Noise Sources“, Application Note Rev 2.1. 2005
- [Kraft02] H. Kraft, „Simulation, Optimierung und Implementierung neuartiger Schottky-Korrelationsempfänger für optische Radarsysteme“ Diplomarbeit, Universität Siegen, 2002
- [Kraft04] H. Kraft, J. Frey, T. Moeller, M. Albrecht, M. Grothof, B. Schink, H. Hess, B. Buxbaum, „3D-Camera of High 3D-Frame Rate, Depth-Resolution and Background Light Elimination Based on Improved PMD (Photonic Mixer Device)-Technologies“, Opto, Nürnberg, 2004
- [Lak94] Kenneth R. Laker, Willy M.C. Sansen, „Design of analog integrated Circuits and Systems“ McGraw-Hill Companies; 1st edition (January 1, 1994)
- [Lange00] Robert Lange, „3D Time-of-flight distance measurement with custom solid-state image sensors in CMOS/CCD-technology“, Dissertation Universität Siegen, 2000
- [Larr03] G. Larrieu, E. Dubois, X. Wallart, and X. Baie, „Formation of platinum-based silicide contacts: Kinetics, stoichiometry, and current drive capabilities“, Journal of Applied Physics, Vol. 94, Number 12, 2003
- [Lil26] J.E. Lilienfeld, „Method and apparatus for controlling electric currents“, US Patent 1,745,175, 1926
- [Lil28] J.E. Lilienfeld, „Device for controlling electric current“, US Patent 1,900,018, 1928

- [Lim68] Y.C. Lim, R.A. Moore: Properties of Alternately Charged Coplanar Parallel Strips by Conformal Mappings, IEEE Trans. Electron Dev. (1968)
- [Liou96] Liou L. C., Nabet B. Applied Optics 35 Seite 15-23, 1996
- [Lis75] K. P. Lisiak, A. G. Milnes, „Platinum as a lifetime-control deep impurity in silicon“, Journal of Applied Physics, Volume 46, Issue 12, pp. 5229-5235, December 1975
- [Liu94] M.Y. Liu, E.Chen, S.Y. Chou, „140-GHz metal-semiconductor-metal photodetectors on silicon-on-insulator substrate with a scaled active layer, Appl. Phys. Lett., 65, 887, 1994
- [Mars02] M. Marso, J. Bernat, A. Wolter, P. Javorka, A. Fox, P. Kordos, „MSM diodes based on an AlGaIn/GaN HEMT layer structure for varactor and photodiode application“, Advanced Semiconductor Devices and Microsystems, Pages: 295 – 298, 2002.
- [Micro06] Fa. Micropelt, „Thin Film Peltier Cooler“, Product Datasheet MPC-D901-M44, 2006
- [Möl05] T. Möller, H. Kraft, J. Frey, M. Albrecht, R. Lange, „Robust 3D Measurement with PMD Sensors“, Rang Imaging Conference, ETH Zürich, 2005
- [Quay00] R. Quay, C. Moglestue, V. Palankovski, and S. Selberherr, „A Temperature Dependent Model for the Saturation Velocity in Semiconductor Materials“, Materials Science in Semiconductor Processing, vol. 3, no. 1-2, pp. 149-155, 2000.
- [Richt06] J. Richter, „Entwicklung von integrierten Gegentaktmodulationstreibern für hochauflösende 3D-Bildsensoren und Realisierung auf Basis eines CMOS-Prozesses“, Diplomarbeit, Universität Siegen, 2006
- [Ring02] T. Ringbeck, „Untersuchung opto-elektrischer Phasenregelkreise auf Basis von Photomischdetektoren hinsichtlich deren Anwendungspotential für die Photonik“, ZESS Forschungsberichte Band 16, 2002
- [Roo00] Cathleen Rومان, Daniel Coppée, Marten Kuijk, „Asynchronous 250-Mb/s Optical Receivers with Integrated Detector in Standard CMOS Technology for Optocoupler Applications“, IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.35, No.7, July 2000
- [Schot38] W. Schottky, „Halbleitertheorie der Sperrschicht“, Naturwissenschaften 26, p.843, 1938

- [Schrey00] Olaf Schrey, „Methoden zur Dynamikerweiterung in der zweidimensionalen CMOS-Bildsensorik“, Dissertation, Universität Duisburg, Juni 2000
- [Schw02] R. Schwarte, „Method and Device for detecting and processing signal waves“, Internationale Patentschrift, WO 02/33817 A1, 2002
- [Schw05] R. Schwarte, „Process and Device for detecting and processing signal waves“, Patentschrift US 6,927,889 B2, 2005
- [Schw97] R. Schwarte, „Verfahren und Vorrichtung zur Bestimmung der Phasen- und/oder Amplitudeninformation einer elektromagnetischen Welle“, Deutsche Patentschrift DE 197 04 496 A1, 1997
- [Schw98] R. Schwarte, „Vorrichtung und Verfahren zur Erfassung von Phase und Amplitude elektromagnetischer Wellen“, Deutsche Patentschrift DE198 21 974 A1, 1998
- [Schw99] R. Schwarte, H. Heinol, B. Buxbaum, T. Ringbeck, Z. Xu, K. Hartmann, „Principles of Three-Dimensional Imaging Techniques“, Handbook of Computer Vision and Applications, Vol.1: Sensors and Imaging, pp.463-484, Academic Press Boston 1999
- [Shen00] Shen Paul. H. et.al, „Interdigitated Finger Semiconductor Photodetector for Optoelectronic Mixing“, U.S. Army Research Laboratory, 2000
- [Shock48] W. Shockley, „Circuit Element utilizing semiconductive material“, US Patent 2,569,374, 1928
- [Sina05] Tamer Sinanoglu, „Entwicklung eines optimierten Auslesekonzepts für neuartige Selbstmodulations-Korrelationsempfänger und Realisierung auf Basis eines CMOS-Prozess“, Diplomarbeit, Universität Siegen, 2005
- [Stann03] B.L. Stann et.al., „Research progress on a focal plane array ladar system using chirped amplitude modulation“, Proc. Of SPIE Vol. 5086 Laser Radar Technology and Applications VIII, SPIE, Bellingham WA, pp.47-57, 2003
- [Swo04] R. Swoboda, H. Zimmermann, „2.5 Gbit/s silicon receiver OEIC with large diameter photodiode“, Electronics Letters Volume 40, Issue 8, 15 April 2004 Page(s): 505 - 507
- [Sze71] S.M. Sze, D. J. Coleman, Jr. and A. Loya, „Current Transport in Metal-Semiconductor-Metal (MSM) Structures“, Solid-State Electronics, Vol. 14. pp. 109-1214, 1971

- [Sze81] S.M. Sze., "Physics of Semiconductor Devices", John Wiley & Sons, New York 1981
- [Tous95] B.C Tousley, N. Davids, A.H. Sayles, A. Paoella, P. Cooke, M.L. Lemoune, R.P. Moerkirk, B. Nabet, "Broad-bandwidth, high-responsivity intermediate growth temperature GaAs MSM photodetectors", Photonics Technology Letters, IEEE Volume 7, Issue 12, Dec. 1995 Page(s):1483 - 1485
- [Vija05] V.J. Vijayakrishna, S. Vaishnav, N. DasGupta; A. DasGupta, "Unified analytical model of HEMTs for analogue and digital applications", Circuits, Devices and Systems, IEE Proceedings, Volume 152, Issue 5, 7 Oct. 2005 Pages: 425 - 432
- [Virg04] Virginia Semiconductor Inc., "Optical Properties of Silicon", Technical Paper, Fredericksburg, 2004
- [Wohl96] Walter A. Wohlmuth, Patrick Fay, Ilesanmi Adesida; "Dark Current Suppression in GaAs Metal-Semiconductor-Metal Photodetectors", IEEE Photonics Technology Letters Vol. 8, No. 8, August 1996
- [Wu05] W.-F. Wu, K.-C. Tsai, C.-G. Chao, J.-C. Chen and K.-L. Ou, "Novel Multilayered Ti/TiN Diffusion Barrier for Al Metallization", Journal of Electronic Materials, Vol. 34, No. 8, 2005
- [XFab02] XFab Semiconductor Foundries AG, "Photodiode Manual", Rev 1.0, Erfurt, December 2002
- [XFab03] XFab Semiconductor Foundries AG, "Photodiodes in X-CMOS Technologies" Application Note, Rev 09/2003, Erfurt 2003
- [XFab05] XFab Semiconductor Foundries AG, "XC06 - 0.6 Micron Modular Mixed Signal Technology", Data Sheet XC06 Rev. 3.0, Erfurt, November 2005
- [Xu99] Zhanping Xu, "Investigation of 3D-Imaging Systems Based on Modulated Light and Optical RF-Interferometry (ORFI)", ZESS Forschungsberichte Band 14 1999
- [Zhang03] Zhigang Zhang, "Untersuchung und Charakterisierung von PMD (Photomischdetektor)-Strukturen und ihren Grundschaltungen", Dissertation Universität Siegen, 2003
- [ZMD06] ZMD GmbH & Co. KG, "C7A - 0.6 micron mixed signal CMOS With embedded EEPROM and mixed signal features" Feature Sheet, Dresden, Rev. 1.0, 25-Apr-2006

Anhang A: Formelzeichen und Abkürzungen

Abkürzung	Bedeutung
a	Abstand
A	Fläche allgemein
$A_{1/2}^0$	Offset
$A_{1/2}$	Amplitude
A^*	Effektive Richardson-Konstante
A_n^*	Effektive Richardson-Konstante für Elektronen
A_p^*	Effektive Richardson-Konstante für Löcher
A_n	Amplitude der n-ten Harmonischen der Korrelationsfunktion
A_0^n	Offset der n-ten Harmonischen der Korrelationsfunktion
A_E	Apertur der Empfangsoptik
A_{pixel}	Fläche des Pixels
c	Lichtgeschwindigkeit
C_d	Dunkelkapazität bezogen auf Pitch und Fingerlänge
C	Kapazität allgemein
C_d	Dunkelkapazität der MSM-Struktur
C_S	Sperrschichtkapazität
C_{S0}	Sperrschichtkapazität spannungsabhängig / flächenbezogen
C_{int}	Integrationskapazität
d_e	Eindringtiefe
D	Demodulationsempfindlichkeit
D_E	Apertur (Durchmesser) der Empfangsoptik
d	Dicke der Absorptionsschicht
E	Feldstärke allgemein
E_m	Maximale Feldstärke
E_k	Kritische Feldstärke
f_{mod}	Modulationsfrequenz
f	Brennweite
$f\#$	F-Zahl
f_{3dB}	3dB Grenzfrequenz einer MSM-Diode
f_{RC}	Grenzfrequenz aufgrund des RC-Verhaltens
F	Diskrete Fouriertransformierte
$g(t)$	Sendesignal
G_i	Interner DC-Gain

Abkürzung	Bedeutung
G_1	Generationsrate im Verarmungsgebiet des Kontaktes A
G_2	Generationsrate im Verarmungsgebiet des Kontaktes B
G_u	Generationsrate im neutralen (nichtverarmten) Gebiet
h	Plancksches Wirkungsquantum
i_k	Korrelierter Stromanteil
$i_{uk1,2}$	Unkorrelierter Anteil
$I_{a,b}$	Strom durch Auslesekanäle
I_{ST}	Sättigungsstrom
I_{sig}	Signalstrom
I_{ph}	Photostrom
I_{dunkel}	Dunkelstrom
j_{dunkel}	Dunkelstromdichte
j_1	Stromdichte an Kontakt 1
j_2	Stromdichte an Kontakt B
j_{ph}^A	Photostromdicht an Kontakt A
j_{ph}^B	Photostromdicht an Kontakt B
$j_{ph,1/2}^0$	Anteil des Photostroms im Bereich der Verarmungsschichten
j_{diff}	Diffusionsstromdichte
j_{ST}	Sättigungsstromdichte
j_{ST1}	Sättigungsstromdichte an Kontakt 1
j_{ST2}	Sättigungsstromdichte an Kontakt 2
j_n	Elektronenstromdichte
j_p	Löcherstromdichte
k	Boltzmannkonstante
$K(\tau)$	Korrelationsfunktion
K	Demodulationskontrast
K_D	Demodulationseffizienz
$K(k), K(k')$	Lösungen elliptische Integrale 1. Ordnung
l	Längen der Finger
L	Eindeutigkeitsbereich
L_p	Diffusionslänge der Löcher
L	Diffusionslänge Minoritäten
m_e^*	Effektive Elektronenmasse
M	Anzahl der Harmonischen

Abkürzung	Bedeutung
n	Anzahl der Elektronen
n_i	Eigenleitungskonzentration
n_{med}	Brechzahl des Mediums
\tilde{n}	Empirischer Idealitätsfaktor
N	Anzahl der Abtastungen
N_A	Akzeptorkonzentration
N_D	Donatorkonzentration
N_{dunkel}	Anzahl der Dunkelladungen
N_{DC}	Anzahl der Photoladungen hervorgerufen durch DC-Hintergrundlicht
N_f	Anzahl der Finger
N_L	Effektive Zustandsdichte im Leitungsband
N_{signal}	Anzahl der Photoladungen hervorgerufen durch Nutzlicht
N_{sys}	Systemrauschen (RMS Spannungswert)
N_{SBI}	Erreichbarer SBI-Faktor bei gegebenen Rahmbedingungen
N_{phase}	Anzahl der Phasenmessungen
P_1	Amplitude der optischen Nutzleistung
P_1^0	Offset der optischen Nutzleistung
P_{DC}	DC-Leistung (optisch)
P_{opt}	Mittlere Optische Leistung des Lichts
P_S	Sendeleistung
P_E^{signal}	Nutzleistung auf Sensor (Empfangsleistung)
P_E^{DC}	DC-Leistung auf Sensor (Empfangsleistung)
P_{signal}	Signalleistung
P_{DC}	Hintergrund (DC) -Leistung
P_Z^{DC}	Leistungsdichte am Zielort hervorgerufen durch DC-Licht
p	Anzahl der Löcher
q	Elementarladung
r	Optischer Reflektionsfaktor
R	Photoempfindlichkeit, Responsivität allg., elektrischer Widerstand
R_0	Spannungsunempfindliche Photoempfindlichkeit
R_1	Spannungsabhängige Photoempfindlichkeit bei geringen Spannungen
R_2	Spannungsabhängige Photoempfindlichkeit bei hohen Spannungen
R_D	Reflektivität des Ziels (Diffuse Reflektion)
s	Fingerabstand

Abkürzung	Bedeutung
s_{opt}	Optimaler Fingerabstand aus Sicht der Grenzfrequenz
$s(t)$	Empfangssignal
S	Signalladung (Nutzsignal)
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis
t	Zeit allgemein
t_{int}	Integrationszeit
T	Temperatur, Periodendauer
T_m	Periodendauer des Modulationssignals
T_{opt}	Transmission optisch
$u_m(t)$	Modulationsspannung AC Anteil
U_a	Ausgangsspannung Kanal a
U_b	Ausgangsspannung Kanal b
U_D	Diffusionsspannung beim pn-Übergang
U_{DC}	Spannung hervorgerufen durch DC-Komponente
U_{eff}	Effektivwert der Spannung (Wurzel des quadratischen Mittelwertes)
U	Spannung allgemein
U_A	Anodenspannung
U_0	Offsetspannung
U_1	Spannung an Kontakt 1
U_2	Spannung an Kontakt 2
U_{bi}	Eigenspannung (built-in)
U_{Bias}	Biasspannung allgemein, virtuelle Masse
U_{min}	Minimale Spannung eines Kanals
U_{max}	Maximale Spannung eines Kanals
U_{min}^{sat}	Minimale Feldstärke zur Erreichung der Sättigungsgeschwindigkeit
U_{Mod}	Modulationsspannung
U_{Out}	Ausgangsspannung
U_{int}	Integrationsspannung
U_{res}	Resetlevel, Ausgangswert der Integration
U_{RT}	Reach-Through Spannung
U_{sig}	Spannung durch Nutzsignal hervorgerufen
U_{FB}	Flachbandspannung
ΔU	Differenzspannung
ΔU_{int}	Differenz der integrierten Spannung

Abkürzung	Bedeutung
ΔU_{\min}	Minimale Differenzspannung
ΔU_{\max}	Maximale Differenzspannung
ΣU	Summenspannung
V_{out}	Verstärkung der Ausgangsstufen
V_d	Driftgeschwindigkeit
V_e	Elektronengeschwindigkeit
V_h	Löchergeschwindigkeit
V_{sat}	Sättigungsgeschwindigkeit
V_{\max}	Maximalgeschwindigkeit
W_F	Ferminiveau
W_V	Oberkante des Valenzbandes
W_L	Unterkante des Leitungsbandes
W_i	Eigenleitungsniveau
W_G	Bandlücke
w	Fingerbreite,
w_n	Breite der Verarmungszone n-Seite
w_p	Breite der Verarmungszone p-Seite
$w_{1,2}$	Verarmungsweiten
w_{pn}	Breite der gesamten Raumladungszone des pn-Übergangs
x	Distanz in horizontaler Richtung, Abszisse allgemein
$x_{1,2}$	Begrenzung der Raumladungszone
y	Distanz in vertikaler Richtung, Ordinate allgemein
Z	Distanz
α	Absorptionskoeffizient
β	Inverse Temperaturspannung $\beta = q/kT$
Δ	Symmetrieparameter der Sättigungsstromdichte
δ	Symmetrieparameter des Photostroms
δ_H	Symmetrieparameter des Hellstroms
ε	Permittivität allgemein
ε_0	Permittivität im Vakuum
ε_{Si}	Permittivität Silizium $\varepsilon_0 \varepsilon_r$
λ	Wellenlänge
λ_c	Grenzwellenlänge
λ_{mod}	Wellenlänge auf Basis Modulationsfrequenz

Abkürzung	Bedeutung
η, η_i	Quantenwirkungsgrad allgemein, intern
μ_n	Beweglichkeit Elektronen
μ_p	Beweglichkeit Löcher
ρ	Raumladung
σ	Standardabweichung allgemein
σ_{dunkel}	Rauschelektronen hervorgerufen durch Dunkelstrom
σ_{kTC}	Rauschelektronen hervorgerufen durch kTC-Rauschen
σ_{photo}	Rauschelektronen hervorgerufen durch Photostrom
σ_{reset}	Rauschelektronen hervorgerufen durch Resetrauschen
σ_{schrot}	Gesamte Anzahl Rauschladungen aufgrund des Schrotrauschens
σ_{sys}	Rauschelektronen hervorgerufen durch Systemrauschen
σ_{tot}	Gesamte Anzahl der Rauschelektronen
σ_Z	Standardabweichung der Entfernung
σ_φ	Standardabweichung der Phase
$\overline{\sigma_\varphi}$	Mittlere Standardabweichung über der Sensormatrix
$\sigma_{\overline{\sigma_\varphi}}$	Standardabweichung der <i>mittleren Standardabweichung</i>
τ	Zeitverzögerung allgemein, (Minoritätsladungsträger-) Lebensdauer
τ_L	Laufzeit des Lichts
τ_{tr}	Transitzeit
φ	Phase allgemein
$\overline{\varphi}$	Mittlere Phase über gesamter Sensormatrix
$\sigma_{\overline{\varphi}}$	Standardabweichung der <i>mittleren Phase</i>
φ_n	Phasenverschiebung der n-ten Harmonischen der Korrelationsfunktion
φ_d	Phasenverschiebung
φ_τ	Phasenverzögerung
ϕ_m	Austrittsarbeit
ϕ_B^A	Potentialbarriere von Kontakt A
ϕ_B^B	Potentialbarriere von Kontakt B
ϕ_{Bp}	Schottkybarriere für Löcher
ϕ_{Bn}	Schottkybarriere für Elektronen
$\Delta\phi_{Bp}$	Feldabhängige Barrierenverringerng Löcher
$\Delta\phi_{Bn}$	Feldabhängige Barrierenverringerng Elektronen
χ_S	Elektronenaffinität Silizium

Anhang B: Abbildungsverzeichnis

Abbildung 2.1:	Rechteck- und Cosinus Modulationssignale (Links) und die daraus resultierende Korrelationsfunktionen (Rechts).	14
Abbildung 2.2:	Gegenüberstellung des systematischen Phasenfehlers unter Verwendung von Rechteck- und Cosinusmodulation bei Auswertung mit 4-Phasen-Algorithmus.	14
Abbildung 2.3:	Übersicht der PMD-Konzepte mit Unterscheidung nach der Art der elektrischen Modulation.	16
Abbildung 2.4:	Schematischer Aufbau eines Photogate-PMD. Durch die Gegentaktmodulation an den Gates entsteht eine Ladungsschaukel im Halbleiter welche die Mischung von optischen Signalen mit elektrischen Signalen ermöglicht.	17
Abbildung 2.5:	Prinzipdarstellung der Selbstmodulation. Modulation und Auslese erfolgen über die gleichen Bauteilanschlüsse. Zur Trennung zwischen hochfrequenten Modulationsanteilen und niederfrequenten Korrelationsanteilen werden Koppelnetzwerke verwendet.	18
Abbildung 2.6:	Gegenüberstellung von bipolaren (links) und unipolaren Devices (rechts). Dargestellt sind jeweils der äquivalente Aufbau und das Schaltsymbol.	19
Abbildung 2.7:	Schematische Darstellung eines ME-PMD. Durch Wahl der Kopplung zwischen separaten Modulationsanschlüssen und Ausleseanschlüssen kann der Anteil von Fremd- und Selbstmodulationsprinzip gewählt werden.	21
Abbildung 2.8:	Ausgangssignale eines symmetrischen PMDs in Abhängigkeit der eingestellten Phasenverschiebung zwischen optischem Sendesignal und elektrischem Referenzsignal bei Verwendung von Rechteckmodulation.	22
Abbildung 3.1:	Schematische Darstellung einer pn-Diode mit Raumladungszone, Feld- und Bandverlauf. Links: Thermodynamisches Gleichgewicht. Rechts: In Sperrrichtung.	30
Abbildung 3.2:	Idealer Metall-Halbleiter-Kontakt bei variiertem Abstand zwischen Metall und Halbleiter.	32
Abbildung 3.3:	Schematische Darstellung einer MSM-Fingerstruktur.	36
Abbildung 3.4:	Geometrie, Ladungsverteilung, Feld- und Bandverlauf einer MSM-Struktur. a) Thermodynamisches Gleichgewicht b) Mit Spannung U (unterhalb Reach-Through).	38
Abbildung 3.5:	Darstellung des Feld- und Potentialverlaufs einer MSM-Struktur: a) Reach-Through b) Flachbandfall.	40

- Abbildung 3.6: Reach-Through Spannung (Links) und Flachband-Spannung (Rechts) in Abhängigkeit des Fingerabstandes bei verschiedenen n Substraten.41
- Abbildung 3.7: Vereinfachtes Banddiagramm zweier Schottkykontakte auf n Halbleitersubstrat mit Kennzeichnung der Ströme.41
- Abbildung 3.8: Berechneter Photostrom einer MSM-Struktur in Abhängigkeit der Spannung. Links: Variation der optischen Leistung, Rechts: Einfluss der Symmetrieparameter bei $P_{\text{opt}}=10 \text{ nW}$. Bei der Berechnung wurde $j_{\text{ST}}=1 \text{ nA/cm}^2$, $R_1=1,5 \text{ A/WV}$ und $R_2=0,09 \text{ A/WV}$ berücksichtigt.45
- Abbildung 3.9: Numerische Simulation des Misch- und Korrelationsvorgangs mit einer MSM-Struktur *ohne Hintergrundlicht*. Das optische Signal und das elektrische Referenzsignal werden cosinusförmig moduliert. Dargestellt sind drei verschiedenen Phasenlagen des elektrischen Referenzsignals.51
- Abbildung 3.10: Numerische Simulation des Misch- und Korrelationsvorgangs mit einer MSM-Struktur *mit Hintergrundlicht*. Das optische Signal und das elektrische Referenzsignal wurden cosinusförmig moduliert. Dargestellt sind drei verschiedene Phasenlagen des elektrischen Referenzsignals.53
- Abbildung 3.11: Numerisch ermittelte Korrelationsfunktionen unter Berücksichtigung der Symmetrieparameter. Links: Nur moduliertes Nutzlicht ohne Offset, Rechts: Mit zusätzlichem Offset.54
- Abbildung 3.12: Verwendung eines rechteckförmigen elektrischen Modulationssignals in Kombination mit einem cosinusförmigen optischen Signal.56
- Abbildung 3.13: Verwendung eines rechteckförmigen elektrischen Modulationssignals in Kombination mit einem rechteckförmigen optischen Signal.57
- Abbildung 3.14: Links: Verlauf der Korrelationsfunktion bei elektrischer Rechteckmodulation und verschiedenen optischen Signalformen. Rechts: Verlauf der Korrelationsfunktion bei optischer Rechteckmodulation und verschiedenen elektrischen Signalformen.58
- Abbildung 4.1: Umsetzung der einseitigen Modulation. Der Sensor ist auf GaAs-Basis realisiert, die Auswertelektronik mit Silizium CMOS-Technik.62
- Abbildung 4.2: Links: Schematisch dargestellte Kennlinie einer MSM-Struktur. Rechts: Gemessene Integrationsspannungen bei drei verschiedenen Phasenlagen.62

- Abbildung 4.3: Dunkelstrom einer 300 μm Diode (Typ 1) in Abhängigkeit der Temperatur bei $U=1\text{ V}$. Außer den Messwerten ist eine Fitgerade eingezeichnet, die einer Verdopplung des Dunkelstroms alle 8,5 K entspricht.65
- Abbildung 4.4: Analyse der Kennlinie einer 300 μm Struktur (Typ 1) im Hinblick auf den theoretischen Kennlinienverlauf. Die Messung wurde mit einer optischen Leistung von 1200 nW durchgeführt.....66
- Abbildung 4.5: Darstellung des Misch- und Korrelationsergebnisses einer realen Diode.67
- Abbildung 4.6: Simulierte Korrelationsfunktion einer realen Diode mit Aussteuergrenzen. Die vorhandene Asymmetrie führt zu einem Offset.....68
- Abbildung 4.7: Blockschaltbild der Messumgebung mit optischer Direktbestrahlung.69
- Abbildung 4.8: Gemessene Korrelationsfunktionen mit verschiedenen Lichtleistungen und Integrationszeiten. Die Integrationskapazität betrug 20 pF, die Spannung $U_{\text{Mod}}=\pm 2,5\text{ V}$72
- Abbildung 4.9: Messung von Korrelationsfunktionen bei verschiedenen Hintergrundlichtanteilen. Der korrelierte Signalanteil beträgt konstant 10 nW. Das Hintergrundlicht wurde bis zum 100-fach höheren Signalanteil variiert. Die Integrationszeit betrug konstant 4 ms, die Integrationskapazität 20 pF.73
- Abbildung 4.10: Messungen an einer Diode des Typ 1 mit 6.5 ms Integrationszeit und 20 pF Integrationskapazität bei verschiedenen Lichtleistungsverhältnissen.....75
- Abbildung 4.11: Theoretische Standardabweichung der gezeigten Einzeldiode. Das Systemrauschen wurde mit 275 μV berücksichtigt.76
- Abbildung 4.12: Gemessene mittlere Phase der betrachteten Diode bei Variation von Nutz- und Hintergrundlichtleistung.77
- Abbildung 4.13: Architektur einer Bildhälfte des 24x6 3D-Sensors. Der Aufbau basiert auf einem Multichipmodul bestehend aus einem GaAs-PMD Array und einer siliziumbasierten Auslese.79
- Abbildung 4.14: Ausschnitt des 24x6 GaAs MSM-PMD Array. Nach oben und unten werden jeweils 72 Pixel auf die Ausleseelektronik geführt. 81
- Abbildung 4.15: Im Sensor verwendeter Miller OTA zur Verwendung als OP-Integrator. T1 und T2 bilden die PMOS Eingangsstufe, die aktive Last besteht aus den Transistoren T3 und T4. Der Transistor T7 bildet mit T8 einen Stromspiegel und stellt die Konstantstromquelle der Differenzstufe dar. Die Ausgangsstufe besteht aus einem Inverter bestehend aus T5 und T6. Die

	Kapazität C_c dient der Frequenzgangkompensation zur Einhaltung der Stabilitätskriterien. Die extern angeschaltete Integrationskapazität C_{int} ist nicht dargestellt.	82
Abbildung 4.16:	Chipphoto der Ausleseelektronik mit Kennzeichnung der einzelnen Komponenten im Design.	85
Abbildung 4.17:	Zwei Varianten des 24x6 GaAs MSM-Multichipkonzept. Links: Mit runden 300 μm Dioden (Füllfaktor 44 %). Rechts: Mit quadratischen 350 μm Dioden (Füllfaktor 77 %).	86
Abbildung 4.18:	Messungen an einem 24x6 GaAs MSM-PMD Array. Die Integrationszeit betrug links 60 μs , rechts 250 μs . Die Integrationskapazität betrug 2 pF.	87
Abbildung 4.19:	Gemessene und theoretische Standardabweichung bei $t_{int}=60 \mu\text{s}$	88
Abbildung 4.20:	Gemessene und theoretische Standardabweichung bei $t_{int}=250 \mu\text{s}$	88
Abbildung 4.21:	Verteilung der gemessenen Phasen bei 60 μs (links) und 250 μs (rechts) Integrationszeit.	89
Abbildung 4.22:	Örtliche Verteilung der gemessenen mittleren Phase und der Standardabweichung aller Pixel bei einer Integrationszeit von 250 μs . Das Hintergrundlicht hat eine 2000-fach höhere Leistung als das Nutzlicht.	90
Abbildung 4.23:	Vertikalintegration von GaAs-Sensor und CMOS-Auslese.	92
Abbildung 4.24:	Links: Normierter Spektralverlauf der Lichtquelle und Anteil der transmittierten Leistung ohne Berücksichtigung der Grenzflächenverluste. Rechts: Ermitteltes Transmissionsverhalten des GaAs unter Berücksichtigung des Spektralverlaufs der Lichtquelle.	93
Abbildung 5.1:	Gegenüberstellung von Multichip- und Singlechipkonzept. Links dargestellt ist die Realisierung von GaAs-Sensor und Silizium Auslese. Rechts dargestellt ist eine vollständig in Silizium realisierbare MSM-PMD Variante mit 24x6 Pixel.	95
Abbildung 5.2:	Links: Klassischer CMOS Singlechip-Aufbau, Rechts: Messungen an einer MSM-Struktur mit Substrat floatend bzw. mit Masse definiert.	97
Abbildung 5.3:	Mögliche Realisierungsansätze von MSM-Strukturen innerhalb eines CMOS-Prozesses. Links: Realisierung in n-Wanne. Rechts: Realisierung innerhalb einer Doppelwanne.	97
Abbildung 5.4:	Numerische 2D-Halbleitersimulation einer MSM-Struktur in einer n-Wanne auf p-Substrat. Links: Stromfluss durch beide Kontakte	

	ohne Beleuchtung. Rechts: Mit Beleuchtung, $P_{opt}=10 \text{ mW/cm}^2$ @890 nm.	98
Abbildung 5.5:	Darstellung des integrierbaren SOI MSM-PMD. Der PMD-Sensor befindet sich in einem von der Schaltungstechnik isolierten Bereich.	99
Abbildung 5.6:	Sättigungsstromdichten in Abhängigkeit der Schottkybarriere..	101
Abbildung 5.7:	Schematische Darstellung der Prozessintegration. Links: CMOS und PMD-Bereich während der Prozessierung des CMOS-Bereichs. Rechts: Fertiggestellter CMOS-Teil mit realisierter PtSi PMD-Struktur.	104
Abbildung 5.8:	Untersuchung des transienten Verhaltens einer konstant vorgespannten Schottky-Diode bei Bestrahlung mit Lichtimpulsen der Dauer 1 ns.	106
Abbildung 5.9:	Links: Modifizierter Trench zur Verwendung mit Substratdicken von bis zu 5 μm . Rechts: Diodenfenster in der Draufsicht.....	107
Abbildung 5.10:	Potential und Feldverlauf an der Oberfläche einer MSM Struktur auf 3 μm n Substrat. Linke Diode =3,5 V, Rechte Diode=2,5 V...	108
Abbildung 5.11:	Transiente Analyse mit Lichtpuls bei verschiedenen Fingerabständen. Der fließende Strom ist auf den Maximalwert normiert.	109
Abbildung 5.12:	TEM Querschnittsaufnahmen zweier Proben. Links: Temperung mit 350 °C. Rechts: Temperung mit 450 °C.	111
Abbildung 5.13:	MS-Strukturen. Links: Flächendiode 100 μm x 100 μm . Rechts: Fingerdiode mit einer effektiven Kontaktfläche entsprechend einer 30 μm x 30 μm Flächendiode. Erkennbar sind die Anodenkontakte die vom Zuleitungsmetall ausgehend über die Übergangsanschlüsse mit dem Diodenmetall verbunden sind. Zu sehen ist im Bereich der Diode das Aluminium, welches das darunter liegende PtSi kontaktiert. Das Substrat (Kathode) ist über U-förmige n+ Diffusionen kontaktiert.....	112
Abbildung 5.14:	Realisierte MSM-Fingerstrukturen. Links: MSM-Pixel verschiedener Größen (200 μm , 300 μm und 500 μm). Rechts dargestellt ist eine Ausschnittvergrößerung mit Angabe der realisierten Geometrien.	112
Abbildung 5.15:	Strom-Spannungs-Messung bei Raumtemperatur (23 °C) an verschiedenen großflächigen Schottkystrukturen. Die blaue Kurve stellt die Messwerte dar, die Punkte markieren den Bereich der für die Fitgerade (rot) verwendet wurde.....	114
Abbildung 5.16:	Dunkelstrom einer 300 μm Diode mit 3,6 μm Fingerabstand.	116

- Abbildung 5.17: Einfluss des Fingerabstandes auf den Dunkelstrom. Die Messung wurde bei Raumtemperatur (23 °C) durchgeführt.....117
- Abbildung 5.18: Vergleich von Dunkelstrom und Hellstrom bei einer 300 µm Diode mit 3,6 µm Fingerabstand. Zur Verdeutlichung der Symmetrie sind die Beträge der positiven und negativen Kennliniebereiche gegenübergestellt.....118
- Abbildung 5.19: Beurteilung der Symmetrie der Kennlinie. Links: Symmetriefaktor bei Dunkelheit und bei Beleuchtung. Rechts: Kennlinienfit auf Basis der gemessenen Daten.119
- Abbildung 5.20: Einfluss der Temperatur auf den Dunkelstrom (links) und auf den Symmetrieparameter (rechts).120
- Abbildung 5.21: Links: Frequenzgang in Abhängigkeit der Fingerabstandes bei einem 150 µm Pixel. Integrationszeit 6 ms, $C_{int}=10$ pF, $P_{opt}=5$ nW@650 nm, $U_{Mod}=3$ V. Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.122
- Abbildung 5.22: Links: Vergleich verschiedener Modulationsspannungen bei konstantem Fingerabstand von 3,6 µm und einer Pixelgröße von 300 µm. Integrationszeit 6 ms, $C_{int}=10$ pF, $P_{opt}=5$ nW@650 nm. Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.124
- Abbildung 5.23: Links: Vergleich des Frequenzgangs bei verschiedenen Pixelgrößen und konstanter Leistung $P_{opt}=5$ nW@650 nm, Integrationszeit 6 ms, $C_{int}=10$ pF, Fingerabstände 3,6 µm. $U_{Mod}=4$ V. Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.125
- Abbildung 5.24: Links: Frequenzgang bei Variation der modulierten Lichtleistung. Integrationszeit 6 ms, $C_{int}=10$ pF, Fingerabstände 3,6 µm. $U_{Mod}=3$ V, Pixelgröße 300 µm. Rechts: Entsprechende Korrelationsfunktionen bei 10 MHz.125
- Abbildung 5.25: Gemessene (links) und theoretische (rechts) Standardabweichung des PtSi-Einzelpixels bei verschiedenen Leistungsverhältnissen. Die Integrationskapazität betrug 10 pF bei einer Integrationszeit von 4 ms. Die Modulationsspannung betrug 5 V, die Modulationsfrequenz 10 MHz.127
- Abbildung 5.26: 24x6 PMD Multichipsensor basierend auf einem PtSi-Array. Rechts dargestellt ist eine Mikroskopaufnahme des 24x6 PtSi-PMD.128
- Abbildung 6.1: Links: Frontseitenbestrahltes PMD mit Deckschichten. Rechts: Bestrahlung von der Rückseite mit optimierter Grenzfläche.130
- Abbildung 6.2: Flip-Chip-Realisierung: Die Signalverarbeitungselektronik befindet sich in unmittelbarer Nähe des Sensors, dennoch sind verschiedene optimale Prozesse möglich.132

- Abbildung 6.3: Schematische Darstellung zweier Modulationszustände. Es ist nur eine Art von Ladungsträgern direkt am Mischprozess beteiligt. Die Löcher (nicht dargestellt) wandern zum Substratanschluss ab. . 134
- Abbildung 6.4: Ausdehnung der Raumladungszone in Abhängigkeit der Dotierung einer n+p Diode..... 135
- Abbildung 6.5: Potentialverlauf einer pn-Struktur mit einem 20 μm dicken p-Substrat. Die Struktur besteht aus 2x2 Fingern; die n+ Finger sind mit 10^{20} cm^{-3} dotiert, die Tiefe der pn-Übergänge beträgt 0,5 μm . Die Breite der Finger beträgt $w=2 \mu\text{m}$, der Abstand $s=10 \mu\text{m}$. Das Substrat (Anode) wurde mit -5 V vorgespannt, die Finger mit -4 V und +4 V..... 136
- Abbildung 6.6: Simulation der Stromverteilung des pn-PMD. Links: Strom durch Kontakt 1 und Kontakt 2; außerdem ist die Summe der Absolutbeträge und der Bulkstrom dargestellt. Rechts dargestellt ist der Kontrast als Funktion der Spannung..... 137
- Abbildung 6.7: Aufteilung der Ströme als Funktion der Spannung. Links: Geringere Oberflächendotierung. Rechts: Hohe Oberflächendotierung. Wellenlänge 650 nm..... 139
- Abbildung 6.8: Gegenüberstellung des Kontrastverlauf bei verschiedenen Oberflächendotierungen. Wellenlänge 650 nm..... 139
- Abbildung 6.9: Links DC-Kennlinie des Device, Rechts: Empfindlichkeit der beiden Dioden bei variiert Anodenspannung. Die Lichtleistung betrug bei den Messungen $P_{\text{opt}}=10 \text{ nW}$. Die Isolationsdiode wurde mit 5 V in Sperrrichtung betrieben. 141
- Abbildung 6.10: Strom-Spannungs-Kennlinie bei symmetrischer Ansteuerung. Die Bestrahlung wurde mit einer LED mit einer Zentralwellenlänge von 635 nm durchgeführt. Es zeigt sich eine sehr gute Übereinstimmung mit den zuvor durchgeführten Halbleitersimulationen. Die Isolationsdiode wurde ohne Sperrspannung im Kurzschluss betrieben..... 142
- Abbildung 6.11: Zweiseitige Modulation des HE-PMD. Durch die Betriebsweise und den Anodenanschluss erhält man an den beiden Elektroden stets die gleiche Stromrichtung. 144
- Abbildung 6.12: Spannungen der beiden Ausgangskanäle bei verschiedenen Modulationsspannungen. $P_{\text{opt}}=20 \text{ nW}@650 \text{ nm}$, $U_A=-5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}}=10 \text{ MHz}$ 145
- Abbildung 6.13: Einfluss der Modulationsamplitude auf das Korrelationsergebnis. $P_{\text{opt}}=20 \text{ nW}@650 \text{ nm}$, $U_A=-5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}}=10 \text{ MHz}$ 146
- Abbildung 6.14: Variation der Modulationsfrequenz. Die Phasenverschiebung der gemessenen Korrelationsfunktionen wird durch den Messaufbau

- verursacht. $P_{\text{opt}}=20 \text{ nW}@650 \text{ nm}$, $U_A=-5 \text{ V}$ (bei 50 MHz $U_A=-6 \text{ V}$), $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4 \text{ ms}$ 147
- Abbildung 6.15: Einfluss der Anstiegs- und Abfallzeiten auf die Korrelationsfunktion. Links: Modulationssignale mit verschiedenen Anstiegs- und Abfallzeiten, Rechts: Resultierende Korrelationsfunktionen. 148
- Abbildung 6.16: Variation der optischen Nutzleistung. Wellenlänge 650 nm , $U_A=-5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $f_{\text{Mod}}=20 \text{ MHz}$. Der Dunkelstrom der Struktur ist mit $2,5 \text{ pA}$ bei der Bestimmung der Demodulationseffizienz berücksichtigt worden. 149
- Abbildung 6.17: Variation der Hintergrundleistung. $P_{\text{opt}}=2 \text{ nW}@650 \text{ nm}$, $U_A=-5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}}=20 \text{ MHz}$ 150
- Abbildung 6.18: Einfluss der Wellenlänge auf das Korrelationsergebnis. $P_{\text{opt}}=20 \text{ nW}$, $U_A=-5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}}=20 \text{ MHz}$. Die leichte Phasenverschiebung wird durch die Verwendung unterschiedlicher Sendeelemente hervorgerufen. 151
- Abbildung 6.19: Links: Empfindlichkeit berechnet aus dem Summensignal. Rechts: Produkt aus Photoempfindlichkeit und Kontrast. $P_{\text{opt}}=20 \text{ nW}$, $U_A=-5 \text{ V}$, $U_{\text{mod}}=2 \text{ V}$, $C_{\text{int}}=10 \text{ pF}$, $t_{\text{int}}=4 \text{ ms}$, $f_{\text{Mod}}=20 \text{ MHz}$ 152
- Abbildung 6.20: Konzept zur inhärenten Differenzbildung bei einem unipolaren PMD-Device. 153
- Abbildung 7.1: Messunsicherheit als Funktion der Entfernung bei $T=23 \text{ }^\circ\text{C}$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel. 163
- Abbildung 7.2: Messunsicherheit als Funktion der Entfernung bei $T=85 \text{ }^\circ\text{C}$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel. 164
- Abbildung 7.3: Vergleich der Standardabweichungen über der Temperatur bei $Z=10 \text{ m}$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel. 164
- Abbildung 7.4: Vergleich der normierten Standardabweichungen über der Temperatur bei $Z=10 \text{ m}$. Links dargestellt ist die Messung mit gut reflektierendem ($R_D=0,9$), rechts mit schlecht reflektierendem ($R_D=0,1$) Ziel. 165

Anhang C: Index

A

Abfallzeit 147
Abschattung 130
Absorption 60, 92
Absorptionskoeffizient 45
Abstrahlcharakteristik 158
Abtastung 12
Active-area 138
Adaptive Integrationszeit 68
AKF *Siehe* Autokorrelationsfunktion
Aliasing 13
Anode 136
Anodenspannung 140
Ansteuerung
 Asymmetrisch 140
 Symmetrisch 142
Anstiegszeit 147
Anti Reflektive Coating 131
Apertur 158
Applikationspotential 157
ARC *Siehe* Anti Reflective Coating
Asymmetrie 42, 66, 143
Ätzworgang 106
Auslese
 -Diode 141
 -Elektronik 78, 81
Austrittsarbeit 33
Autokorrelationsfunktion 9

B

Bandbreite 107, 109, 129, 155
Bandverbiegung 29, 32
Barrierenhöhe 34, 100
Beweglichkeit 59
BICMOS 102
Bildhälfte 80
Bipolares Device 96
Brennweite 158
Built-in Potential 36
Buried Oxide 99

C

CBS *Siehe* Correlated Balanced Sampling

Chip On Board 91
Chirping 9
CoB *Siehe* Chip On Board
Correlated Balanced Sampling 55

D

Dämpfung 130
Dämpfungsglieder 70
Deep n-well 98
Demodulationseffizienz 23, 149
Demodulationsempfindlichkeit 24, 72, 121,
 152, 163
Demodulationskontrast 22, 137
Differenzbildung 153
Differenzsignal 15
Diffusion 100, 105
 -Anteil 109, 122
 -Barriere 100, 110
 -Länge 31
 -Spannung 29
Diodenfenster 106
Diodenkapazität 80, 143
Direktbestrahlung 69
Direkter Halbleiter 59
Driftzeit 107
Dummy-Transistoren 83
Dunkelstrom 23, 63, 119, 149
Dunkelstromdichte 149
Dunkelstrom-Schrotrauschen *Siehe* Rauschen
Durchlassbereich 133
Durchlaßkennlinie 113
Duty-Cycle 13
Dynamikbereich 68, 153, 162
Dynamiksteigerung 68

E

Effektivwert 15
Effizienz-Bandbreiten-Produkt 49
Eigenleitungskonzentration 30
Eigenleitungsniveau 31
Eindeutigkeitsbereich 8
Eindringtiefe 45, 59, 131
Einzelpixel 121
Einzelpixelsensor 159

Elektronenaffinität 33
 Emissionstheorie 34
 Entfernungsbestimmung 8
 Entfernungsmesssystem 160
 Epitaxie 106
 Ex-situ Verfahren 110

F

Fehler
 Phasenfehler 77
 Systematisch 12
 Feldverlauf 108
 Fingerabstand 109, 121
 Fingergeometrie 80, 107
 Fixed Pattern Noise 91
 Fixed Pattern Phase Noise 91
 Flachband 108
 -Spannung 39
 Flachbandspannung 39
 Flip-Chip 132
 Floatendes Substrat 96
 Flusssäure 110
 Fouriertransformation 11
 Framerate 84
 Fremdlichteinfluss 78
 Frequenzverhalten
 Extrinsisch 47
 Intrinsisch 46
 Füllfaktor 46, 107, 130, 162
 F-Zahl 158

G

GaAs *Siehe* Galliumarsenid
 Galliumarsenid 59
 Gegentakt SM-PMD 49
 Gegentaktmischer *Siehe* Mischer
 Gleichtakt
 -Spannung 141
 -Unterdrückung 22
 Grauwert 15, 145, 154
 Grenzfrequenz 47, 122
 Grenzschicht 32
 Grenzwellenlänge 59
 Großsignalverhalten 52

H

Halbleitersimulator 98, 135
 Handle-Wafer 99
 HEMT *Siehe* High Electron Mobility Transistor
 Heterodynverfahren 9
 High Electron Mobility Transistor 61
 Hintergrundlicht 150, 159
 Hintergrundlichtunterdrückung 20, 68, 133, 162
 Aktives Verfahren 152
 Homogenität 89

I

I/I Wandler 155
 I/U Wandler 154
 Implantation 106, 138, 155
 Indirekter Halbleiter 59
 Inhärentes CBS 56
 Integration
 Horizontal 91
 Vertikal 91
 Integrationskonzept 96
 Integrationszeit 12
 Integrator 81
 Intrinsischer Bereich 144
 Isolated NMOS 98
 Isolationsdiode 140

K

Kapazitiver Spannungsteiler 143
 KKF *Siehe* Kreuzkorrelationsfunktion
 Königswasser 110
 Kontaktpotential 32
 Kontamination 103
 Koppelnetzwerk 143
 Korrelation 9
 -Anteil 145
 -Funktion 9, 70
 Kreuzkorrelationsfunktion 9
 Kritische Feldstärke 46
 kTC-Rauschen *Siehe* Rauschen
 Kurzzeitintegration 12

L

Ladungskompensation 83

Ladungsschaukel 17
Ladungsträgertrennung 131
Lambertstrahler 158
Laserdiode 69
Laufzeit 8
LED 70
Leistungsabhängigkeit 125
Lifetimekiller 102
Linearer Mischbereich 140

M

Matching 84
Mehrfachabtastung 68
Mehrfachreflexion 130
Mess-
 Aufbau 69
 Auflösung 89
 Genauigkeit 25, 126
 Unsicherheit 163
Metall
 Aluminium 100
 Kupfer 100
 Platin 102
 Titan 100
 Wolfram 100
Metall-Halbleiter Kontakt 31
 Idealer Metall-Halbleiter Kontakt 32
 Realer Metall-Halbleiter Kontakt 33
Metallsilizide 100
Minoritätsladungsträger 59
Minoritätsladungsträgerlebensdauer 59
Mischer 15, 61
Modulation
 -Amplitude 145
 Cosinus 13
 CW 8
 -Diode 141
 -Frequenz 71, 147
 Rechteck 13, 55
 -Spannung 123
Modulationsverfahren
 Einseitig 61, 79, 121, 143
 Zweiseitig 63, 143
Modulationszuführung 80
MS-Diodenstruktur 111
MSM
 GaAs 162

Hell- Dunkelverhalten 115
Kapazität 48
PtSi 111, 162
Temperaturverhalten 119
Multichip 95
 -Architektur 78
 -Konzept 129
 -Sensor 85
Multipixel 127
 -Strukturen 78

N

Nutzleistung 149

O

Oberflächendotierung 138
Objektentfernung 15
Open-loop-Verstärkung 82
Optik 158
Optische Filterung 92
Optische Leistung 157
OTA 82

P

Periodendauer 8
Phasen-Algorithmus
 4-Phasen-Algorithmus 10
 N-Phasen-Algorithmus 12
Phasenfehler *Siehe* Fehler
Phasenoffset 91
Phasenverschiebung 8
Phaseshift 10, 26
Photoempfindlichkeit 45, 141
 Spannungsabhängig 44
 Spannungsunabhängig 44
Photogate *Siehe* PMD
Photonen-Schrotrauschen *Siehe* Rauschen
Photostrom 42
 -Dichte 42
pin-Photodetektor 144
Pixel
 -Größe 124
 -Rate 80, 83
 -Strukturen 63, 111
Plasmaätzen 109
Platin *Siehe* Metall

- Platinsilizidkontakt 102
PMD 15
 Fremdmodulation 16
 Gegenüberstellung 162
 HE-PMD 142, 163
 Hybridkonzepte 20
 Kenngrößen 21
 Konzepte 15
 ME-PMD 20
 Performance 157
 PG-PMD 16, 161
 pn 129, 155
 Selbstmodulation 17
 SM 161
pn-Übergang 29
Polysilizium 103
Potentialbarriere 32
Potentialverlauf 16, 108, 135
Prozessintegration 102
Pseudonoise-(PN) 8
PtSi-MSM *Siehe* MSM
Pulslaufzeitverfahren 7
- Q**
- Quadratischer Mittelwert 9
Quantenwirkungsgrad 45
Querstrom 134
- R**
- Rail-to-Rail 82
Raumladungszone 29, 134
Rauschen
 Dunkelstrom-Schrotrauschen 25, 160
 kTC-Rauschen 84, 160
 Photonen-Schrotrauschen 25, 75, 160
 Reset-Rauschen 26
 Systemrauschen 75, 158
RC-Verhalten 80
Reach-Through 38, 108, 137
Rechteckmodulation *Siehe* Modulation
Reflektion 158
Reflektionsfaktor 45
Reflektivität 158
Regelkreis 154
Reichweite 165
Rekombination 31
Reset-Rauschen *Siehe* Rauschen
Responsivität 45, 162
Richardson-Konstante 34
Rückseitenbestrahlung 130
- S**
- Sättigungsgeschwindigkeit 46
Sättigungsstromdichte 113
SBI *Siehe* Hintergrundlichtunterdrückung
Schaltungsintegration 61
Schichtdicke 110
Schottky
 -Barriere 113
 -Diode 31
 -Effekt 31
 -Übergang 29
Schwellspannung 138
Selbstmodulation
 Bipolar 19
 Unipolar 19
Sensorprozess 129
Signalausbeute 129, 163
Signal-Rausch-Verhältnis 95, 157, 158
Signalverarbeitungsprozess 129
Signalverzögerung 147
Silicon on Insulator 99
Silizid 100
Silizium 59
Singlechip 95
Singlepixel 61
Slew Rate 82
SNR *Siehe* Signal-Rausch-Verhältnis
SoC *Siehe* System on Chip
SOI *Siehe* Silicon on Insulator
Sonnenlicht 162
Spannungsauslese 81, 155
Sperrbereich 133
Sperrbetrieb 133
Sperrsättigungsstromdichte 34
Sperrspannung 134
Sputtern 110
Standardabweichung 74, 157
Strahlteilerwürfel 70
Streuscheibe 70
Strom
 -Auslese 81, 155
 -Spiegel 154

-Transport 33
-Umkehr 154
Substrat
-Dicke 131
-Dotierung 104, 131
-Kontaktierung 97
Summensignal 15
Symmetrie 118
Symmetriefaktor
 Photostrom 43
 Sättigungsstrom 42
System on Chip *Siehe* System on Chip

T

TEM 110
Temperaturbereich 164
Temperung 110
Theoretische Messgenauigkeit 26
Thermodynamisches Gleichgewicht 30
Time-Of-Flight 7
Track-and-Hold 79
Transferkennlinie 65
Transientes Verhalten 105
Transistoreffekt 133
Transmission 92, 158
Transmissiongate 83
Trap 34
Trench 99

U

U/I-Wandler 155
Übertragungskennlinie 65
Unipolares Device 133

V

Verarbeitungstemperatur 102
Verarmung 31
Verarmungszone 32
Verformung der Korrelationsfunktion 147
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt 82
Verunreinigung 103
Virtuelle Masse 61
Vollintegration 95
Vollständige Verarmung 39, 108

W

Wannenpotential 99
Wellenlänge 151

Z

Zieldistanz 158
Zustandsdichte 37
Zweistufiger Prozess 103