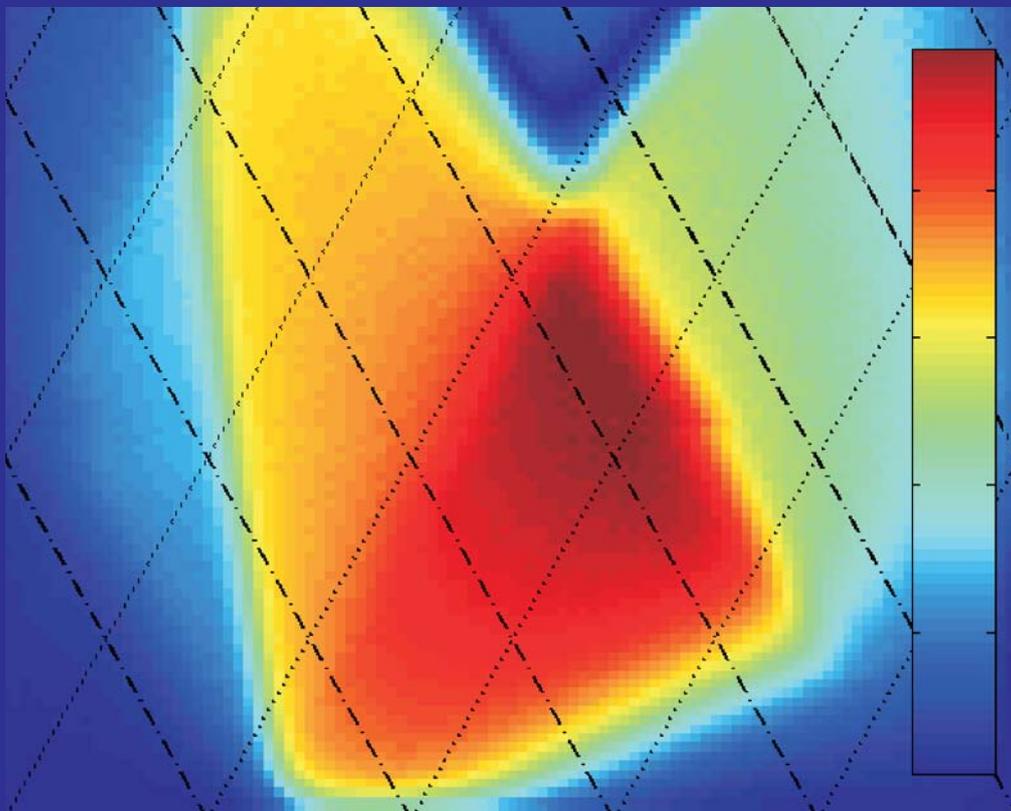


Untersuchung von
Photogate-PMD-Sensoren
hinsichtlich qualifizierender
Charakterisierungsparameter
und -methoden



Martin Albrecht

Untersuchung von Photogate-PMD-Sensoren hinsichtlich qualifizierender Charakterisierungsparameter und -methoden

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

**Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)**

genehmigte Dissertation

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Martin Albrecht

geboren am 24. März 1976 in Waldbröl

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Rudolf Schwarte
 2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Peter Haring Bolívar
- Vorsitzender der Prüfungskommission: Prof. Dr.-Ing. Hubert Roth

Tag der mündlichen Prüfung: 01. August 2007

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als Doktorand und wissenschaftlicher Mitarbeiter des Instituts für Nachrichtenverarbeitung der Universität Siegen sowie meiner Tätigkeit als Entwicklungsingenieur der PMDTechnologies GmbH in Siegen.

Als erstes möchte ich an dieser Stelle meinem Doktorvater und Erstgutachter dieser Arbeit, dem Leiter des Instituts für Nachrichtenverarbeitung, Herrn Professor Dr.-Ing. Rudolf Schwarte für die Möglichkeit der Durchführung und die fachliche Betreuung dieser Arbeit danken. Die zahlreichen informativen Gespräche und Anregungen haben maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen.

Darüber hinaus möchte ich mich bei Herrn Professor Dr.-Ing. Peter Haring Bolívar für die freundliche Übernahme des Korreferats und bei Herrn Professor Dr.-Ing. Hubert Roth für die Leitung und Durchführung des Promotionsverfahrens bedanken.

Herrn Professor Dr.-Ing. Elmar Griese und Herrn Professor Dr. rer. nat. Volker Blanz danke ich, dass sie die Aufgabe als Prüfer übernommen haben.

Mein Dank gilt des Weiteren der PMDTechnologies GmbH und ihren Geschäftsführern Dr.-Ing. Bernd Buxbaum, Torsten Gollewski und Martin Buck. Durch die Gründung der PMDTechnologies GmbH im Jahr 2002 und der damit verbundenen praxisnahen Weiterentwicklung der PMD-Technologie für industrielle Applikationen und Anwendungen im Automobilbereich wurde eine Plattform geschaffen, die einen Großteil der durchgeführten Arbeiten überhaupt erst ermöglicht hat.

Mein herzlicher Dank gilt Holger Kraft und Benja Schink für die fachlichen Diskussionen und die kritische Durchsicht und Korrekturen der Dissertationsschrift, sowie zusätzlich bei Benja Schink für die technische Unterstützung bei der Erstellung dieser Arbeit in \LaTeX .

Besonderer Dank gilt meinem Abteilungsleiter Dr.-Ing. Robert Lange für die Unterstützung und zahlreichen fachlichen Diskussionen, sowie für die Bereitstellung eines angenehmen Arbeitsumfelds, in dem eine konstruktive, freundschaftliche Zusammenarbeit möglich war.

Mein Dank gilt auch meinen Mitarbeitern und Freunden des Instituts für Nachrichtenverarbeitung und der PMDTechnologies GmbH für die freundliche Zusammenarbeit, die gute Arbeitsatmosphäre und die umfangreiche Unterstützung. Im Vordergrund stehen hierbei Holger Bette, Jochen Frey und Tobias Möller.

Darüber hinaus gilt mein Dank Bärbel Dörr, Paul Frydlewicz, Markus Grothof, Bianca Hagebeuker, René Hartert, Holger Hess, Stefan Hoberg, Beate Loffeld, Joachim Mosen, Martin Profittlich, Jens Richter, Dr.-Ing. Thorsten Ringbeck, Arne Stadermann, Dr.-Ing. Zhanping Xu und Dr.-Ing. Zhigang Zhang.

Auch möchte ich mich bei zahlreichen, nicht genannten Diplomanden und studentischen Hilfskräften bedanken, die durch Studien- und Diplomarbeiten wertvolle Beiträge zu dieser Arbeit geleistet haben.

Zuletzt danke ich meinen Eltern Annegret und Jürgen Albrecht, meinen Geschwistern Christin und Matthias, sowie meinen Freunden für ihre Unterstützung und ihr entgegengebrachtes Verständnis, insbesondere während der Fertigstellung der Dissertationsschrift in der Ausarbeitungsphase.

Die in dieser Arbeit aufgeführten Charakterisierungsergebnisse sind exemplarisch ausgewählt und erfüllen lediglich den Zweck der Beschreibung des jeweiligen Charakterisierungsparameters. Sie stellen nicht den aktuellen Entwicklungsstand der PMD-Technologie dar, sondern verdeutlichen lediglich den Stand und die Möglichkeiten der Charakterisierung. Die dargestellten Ergebnisse basieren sowohl auf aktuellen PMD-Sensoren, als auch auf Teststrukturen aus unterschiedlichen Sensorgenerationen, deren Design- und Herstellungszweck ausschließlich der Charakterisierung hinsichtlich Optimierungspotential und Verständnis des Funktionsprinzips dient.

Einleitung und Gliederung

Nach Grundpatentanmeldung im Jahre 1996, der ersten PMD Realisierung in CMOS-Technologie 1997, über Punkt- und Zeilendemonstratoren 1998/99 und der ersten 3D-Kamera 2001, bis zu aktuellen hochauflösenden Matrixanordnungen mit aktiver Hintergrundlichtunterdrückung ist die PMD-Technologie mit der Serienfertigung eines Produkts 2005 den Kinderschuhen entwachsen und hat Marktreife erlangt.

Damit dieses Entwicklungsniveau erreicht werden konnte und gehalten bzw. weiter gesteigert werden kann, waren zahlreiche Entwicklungsschritte und -iterationen notwendig, die dem Verständnis des Grundprinzips, der kontinuierlichen Optimierung der funktionellen Eigenschaften und schließlich der Qualitätsüberwachung und -sicherung dienen und weiterhin dienen.

Die qualifizierende Bewertung des innovativen PMD-Sensors und der Vergleich verschiedener Sensorvariationen untereinander erfordert die Definition neuartiger charakteristischer PMD-Kenngrößen, die unter definierten und konstanten Umgebungsbedingungen reproduzierbar erfasst werden können.

Auf Basis einer geeigneten Messumgebung können Charakterisierungen durchgeführt werden, die dem Verständnissgewinn durch Verifikation von theoretischen Überlegungen und Voraussagen dienen:

*An welcher Schraube muss man drehen,
um das PMD-Verhalten in eine gewünschte Richtung zu lenken?*

Iterative Designoptimierungen in Pixel-Geometrie, Wafermaterial und zusätzlicher pixelnaher Schaltungstechnik, die sich direkt in geeigneten Charakterisierungsparametern widerspiegeln, ermöglichen die kontinuierliche Weiterentwicklung und Verbesserung der Sensorperformance.

Das gesteigerte Leistungsniveau öffnet neue Applikationsfelder, erlaubt die Vergrößerung der Raum und Zeitauflösung und kann Herstellungs- und Produktkosten senken, in-

dem z.B. eine gesteigerte Sensitivität eine reduzierte Sensorfläche oder Sendeleistung ermöglicht.

Die in 5 Kapitel gegliederte Arbeit gibt einen Überblick über qualifizierende Charakterisierungskenngrößen und die zugehörigen Messmethoden zur Parametrisierung und Bewertung von PMD-Sensoren als Korrelationsempfänger in optischen laufzeitbasierten Systemen zur schnellen Raumvermessung.

Kapitel 1 beginnt mit einer kompakten Vorstellung der zum Verständnis notwendigen Grundlagen der Messtechnik, der mathematischen Korrelation, der berührungslosen Entfernungsmessung über die Lichtlaufzeit (*Time of Flight*, ToF) und einer kurzen Funktionsbeschreibung des PMDs (Photomischdetektor, *Photonic Mixer Device*).

Kapitel 2 beschreibt die Grundvoraussetzung für die Charakterisierung der PMD-Sensoren in Form einer geeigneten universellen Messumgebung, die es ermöglicht, PMD-spezifische Funktionseigenschaften reproduzierbar unter konstanten Umgebungsbedingungen zu bewerten. Die Schwierigkeit liegt in den hohen Anforderungen an die Signalgeneration und -erfassung, da die Entfernungsbestimmung in Millimetergenauigkeit über die Ausbreitungsgeschwindigkeit von Licht eine zeitliche Signalaufösung in Pikosekunden erfordert. Gleichzeitig erzwingt das weite mögliche Applikationsfeld, z.B. in Automotive-Anwendungen, die parallele Erfassung stark unterschiedlicher Reflektivitäten und somit in der Messumgebung die Generation von optischen Signalen über einen Dynamikbereich, der sich über mehrere Dekaden erstreckt. Aufgrund der unterschiedlichen PMD-Varianten, ausgehend von einzelnen rudimentären Testpixeln, deren Einsatz ausschließlich der Charakterisierung und Verifikation von theoretischen Überlegungen zur Funktionsoptimierung dient, bis zu produktreifen Matrixanordnungen zur Qualitätsüberwachung und -sicherung, ist darüber hinaus eine entsprechende Kompatibilität der Signalzuführung und Ansteuerung zu gewährleisten.

Zielsetzung der beschriebenen Charakterisierungsplattform ist daher, eine Messumgebung zu schaffen, die eine flexible Nachbildung der Realität erlaubt und dabei eine Charakterisierung verschiedener PMD-Variationen ermöglicht, die maßgeblich durch die jeweilige PMD-Performance und nicht durch die Limitationen des Messequipments begrenzt wird.

Kapitel 3 beschreibt die Parametrisierung verschiedener PMD-Eigenschaften über geeignete Charakterisierungskenngrößen und Messmethoden nach einer Nomenklatur und Interpretation der Ausgangsspannungen mit einer für Bildsensoren typischen Bestimmung der Empfindlichkeit und des Dunkelstroms. Die Effizienzbewertung der PMD-typischen elektrooptischen Mischung und Korrelation durch die gezielte Ladungsträgerseparation

über ein steuerbares Potentialgefälle im photosensitiven Bereich erfolgt anschließend zunächst mit konstanter Beleuchtung und Separationsrichtung über die statische Mischerkennlinie und den DC-Kontrast. Eine ständige Richtungsänderung des Potentialverlaufs im Halbleiter durch eine Gegentaktmodulationsspannung führt, bei entsprechender Modulation des optischen Signals, zu einer phasenabhängigen Aufteilung der Ladungsträger. Die Mischcharakteristik kann über die dynamische Mischerkennlinie und die Verlaufsform der resultierenden Korrelationsfunktion in Abhängigkeit verschiedener Parameter untersucht werden. Der Verlauf der Korrelationsfunktion stellt die wichtigste Eigenschaft des PMDs als Korrelationsempfänger dar und dient als Basis für die Definition nachfolgender PMD-Parameter. So spiegelt der Demodulationskontrast, bzw. die Demodulationsempfindlichkeit, die Effizienz der Ladungsträgerseparation im modulierten Betrieb wider, während Symmetrie- und Phasenstabilitätsbewertungen Rückschlüsse auf die Verlaufsform ermöglichen. Nach der Vorstellung von matrixtypischen Charakterisierungsparametern endet die Parametrisierung mit einer optischen Dynamikbestimmung auf Basis verschiedener Bewertungsansätze.

Kapitel 4 zeigt Untersuchungen zur Dynamiksteigerung durch nichtlineare Integrationskennlinien und verdeutlicht die erzielte Dynamikerweiterung eines abschnittsweise linearen Ansatzes an einer vorhandenen PMD-Matrix durch Messungen in der Charakterisierungsumgebung sowie der Aufnahme einer realen 3D-Szene.

Kapitel 5 schließt diese Arbeit mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick ab.

Abstract

Since patent pending in 1996, the first realised *photonic mixer device* (PMD) structure in CMOS technology in 1997, several single pixel and line sensor structures with improved performance and the first 3D camera in 2001, up to current high resolution 3D cameras with active suppression of background illumination, PMD technology has reached readiness for marketing in 2005.

To achieve this development status, numerous sensor variations had to be evaluated to understand and to verify the basic working principle and to improve the pixel performance. To allow a qualitative comparison between different kinds of sensors, significant characterisation and performance parameters had to be defined and achieved under non-varying measurement conditions. Repeated accuracy of different samples during a long development period is achieved by the realisation of a special kind of measurement environment. It enables the accomplishment of automated measuring routines under constant and reproducible ambient conditions and therefore guarantees reliable measurement data acquisition.

Goals of this study are the configuration of a modular characterisation platform and the definition and implementation of appropriate PMD performance parameters.

Chapter 1 starts with a short introduction to the fundamentals of measuring, time of flight measurement, correlation, and a basic PMD principle description.

In chapter 2 the requirements for the measurement environment are listed. Concerning the demands on flexible optical and electrical signal generation for various kinds of different PMD sensors, a universal and modular characterisation platform is realised and described. It consists of optical signal generation modules, including automated power measurement and attenuation controls, and several electrical pattern generators inside an air conditioned dark room.

Chapter 3 includes the definition of different PMD typical characterisation parameters. It starts with a nomenclature and interpretation, based upon the curve of video vol-

tages, and describes the characterisation of some typical parameters for image sensors, like dark current and sensitivity. The PMD mixing efficiency is explained and rated for constant and modulated signal conditions. Based upon the mixing principle the resulting transfer and correlation functions are benchmarked by significant parameters like demodulation contrast, symmetry and stability of phase measurement. Chapter 3 concludes with different kinds of experimental evaluation methods to determine the optical dynamic characteristics.

Chapter 4 describes a basic approach to increase the optical signal dynamic range by the use of different non-linear integration characteristics. Based on a simplified PMD model the resulting optical dynamic range is evaluated by simulation. The achieved dynamic extension can be shown in measurement results for a standard high resolution PMD sensor under measurement conditions and the resulting distance accuracy of a real 3D scene.

The work concludes with a short summary and a view of the prospects for the future developments for PMD characterisation.

Inhaltsverzeichnis

Vorwort	i
Einleitung und Gliederung	v
Abstract	ix
Inhaltsverzeichnis	xi
Abbildungsverzeichnis	xvii
1 Grundlagen	1
1.1 Messen, Messtechnik	1
1.1.1 Notwendigkeit und Zielsetzung der Messdurchführung	2
1.1.2 Begriffsdefinitionen	2
1.2 Korrelation	5
1.3 Optische Laufzeitentfernungsmessung (time of flight, ToF)	6
1.4 Photomischdetektor, PMD (photonic mixer device)	8
1.4.1 Schematischer Aufbau	8
1.4.2 Misch- und Korrelationseigenschaft des PMD	8
1.4.3 ToF-Entfernungsmessung auf Basis von PMD-Sensoren	10
2 Realisierung einer Messumgebung für PMD Sensoren	11
2.1 Anforderungen an die Messumgebung	11

2.2	Limitationen der Messgenauigkeit	13
2.2.1	Rauschquellen	14
2.2.2	Limitation der Phasenberechnung	16
2.2.3	Messfehler und Fehlerfortpflanzung	17
2.2.4	Praxisbezug der Charakterisierungsparameter	17
2.3	Umsetzung der Anforderungen in einer Messumgebung	20
2.4	Mechanische und optische Komponenten	26
2.4.1	Strahlführung und Homogenität der Ausleuchtung	26
2.4.2	Phasenlage und Signalintensität	28
2.4.3	Regelung der optischen Signalleistung	28
2.5	Elektrische und elektrooptische Komponenten	31
2.5.1	Elektrische Modulationssignalerzeugung	31
2.5.2	PMD-Ansteuerung und Auslese	35
2.5.3	Optische Signalgenerierung	36
2.5.4	Synchronisation der PMD-Signale	38
2.6	Automatisierung, Verifikation und Reproduzierbarkeit der Messung	41
2.6.1	Automatisierung von Standard-Messroutinen	41
2.6.2	Verifikation der Charakterisierung	41
2.6.3	Reproduzierbarkeit der Charakterisierung	42
3	Parametrisierung und Charakterisierung	45
3.1	Interpretation und Nomenklatur der PMD-Ausgangsspannungen	45
3.2	Empfindlichkeit (responsivity)	50
3.2.1	Spektrale Photoempfindlichkeit (spectral photoresponse)	52
3.2.2	Quantenausbeute (quantum efficiency)	53
3.2.3	Pixelempfindlichkeit (pixel response)	54
3.2.4	Sensitivität und Responsivität (sensitivity, responsivity)	55

3.3	Dunkelstrom (dark current)	56
3.4	Statische Mischerkennlinie (static mixer function)	59
3.5	DC-Kontrast (dc contrast)	61
3.6	Gegentaktmodulation und Gegentaktmischprozess	63
3.7	Dynamische Mischerkennlinie (dynamic mixer function)	65
3.8	Korrelationsfunktion (correlation function)	67
3.8.1	Einfluss der korrelierten Signalintensität	70
3.8.2	Einfluss unkorrelierter optischer Signalanteile	71
3.8.3	Einfluss des elektrischen Gegentaktmodulationssignals	73
3.8.4	Einfluss der optischen Modulationssignalform	75
3.8.5	Einfluss der Modulationsfrequenz	78
3.9	Demodulationskontrast (demodulation contrast)	80
3.9.1	Definition Demodulationskontrast	80
3.9.2	Bestimmung in einer limitierten Messumgebung	82
3.9.3	Systematische Fehler der Kontrastbestimmung	88
3.10	Demodulationseffizienz (demodulation efficiency)	91
3.11	Einflussgrößen auf den Demodulationskontrast, -effizienz	93
3.11.1	Demodulationskontrast über Modulationsspannungen	93
3.11.2	Demodulationskontrast über Modulationsfrequenz	102
3.11.3	Demodulationskontrast über optische Signalintensität	104
3.11.4	Demodulationskontrast über Wellenlänge	106
3.12	Demodulationsempfindlichkeit (demodulation response)	107
3.13	Symmetrieeigenschaften	109
3.13.1	Gleichlichtsymmetrie, -asymmetrie	109
3.13.2	0°/180°-Gegentakt-Symmetrie, -Asymmetrie	110
3.13.3	Symmetrie-, Asymmetrieeigenschaften der Korrelationsfunktion	112
3.14	Stabilität der detektierten Phase	113

3.14.1	Phasenberechnung durch trigonometrische Interpolation	114
3.14.2	Systematische Fehler der Phasenberechnung	116
3.14.3	Asymmetriebedingte Phasenfehler	118
3.14.4	Intensitätsabhängigkeit der gemessenen Phase	120
3.14.5	Einflussgrößen auf die Phasenmessung	121
3.15	Matrixtypische Charakterisierungen	123
3.15.1	Randpixel und Defektpixel	123
3.15.2	Fixed Pattern Noise, FPN	124
3.15.3	Fixed Pattern Phase Noise, FPPN	127
3.15.4	Matrixtypische Ortsabhängigkeiten und Inhomogenitäten	128
3.16	Signaldynamik der PMD-Ausgänge	132
3.17	Optische Signaldynamik	132
3.17.1	Dynamikerweiterung durch Hintergrundaussblendung	133
3.17.2	Bewertung der Gleichlichtsymmetrie	135
3.17.3	Hintergrundlichtresistenz der Korrelationsamplitude	137
3.17.4	Hintergrundlichtresistenz der Phasenmessung	139
3.17.5	Theoretische Limitationen der Phasenstabilität	144
3.17.6	Dynamikberechnung	147
4	Dynamikerweiterung durch nichtlineare Kennlinien	149
4.1	Simulation nichtlinearer Kennlinien	150
4.1.1	Simulationsmodell	150
4.1.2	Simulation nichtlinearer Integrationskennlinien	152
4.1.3	Resultierende Signaldynamik	157
4.2	Dynamikmessung abschnittsweise linearer Integrationskennlinien	160
5	Zusammenfassung und Ausblick	169
5.1	Zusammenfassung	169

5.2	Ausblick	171
A	Mess- und Simulationsbedingungen	173
A.2	Mess- und Simulationsbedingungen Kapitel 2	173
A.3	Mess- und Simulationsbedingungen Kapitel 3	174
A.4	Mess- und Simulationsbedingungen Kapitel 4	184
B	Formelzeichen und Abkürzungen	187
	Formelzeichen	187
	Abkürzungen	194
	Literaturverzeichnis	195
	Stichwortverzeichnis	201

Abbildungsverzeichnis

1.1	Autokorrelationsfunktion eines Rechtecksignals	6
1.2	Entfernungsmessung mittels Echolaufzeit (ToF)	7
1.3	Das PMD-Funktionsprinzip	9
2.1	Zeitliche Genauigkeitsanforderungen an PMD-Messtechnik	13
2.2	Blockschaltbild der PMD-Messumgebung	21
2.3	Blockschaltbild der Messroutine Kontrastmessung	25
2.4	Fotos der PMD-Charakterisierungsumgebung	26
2.5	Beeinflussung der Phasenmessung durch Reflektionen an Filtern	27
2.6	Regelung der optischen Signalleistung	30
2.7	Symmetrische Zuführung der PMD-Gegentaktmodulation	32
2.8	Phasenfehler durch Pseudokorrelationsfunktion	34
2.9	Timing und Synchronisation: Variation des Wandelzeitpunkts	40
3.1	2-Gate PMD-Ausgangsspannungen und schematische Potentialverläufe	46
3.2	Linearität der Integrationsspannungen u_{int}	48
3.3	PMD-Ausgangsspannungen, Detailbetrachtungen	51
3.4	3-Gate PMD-Ausgangsspannungen und symbolischer Potentialverlauf	51
3.5	Spektrale Photoempfindlichkeit	53
3.6	PMD Füllfaktordefinition	54
3.7	PMD-Matrix, partiell mit Mikrolinsen	55

3.8	Sensitivitätsverlauf	56
3.9	Dunkelstromverteilung einer PMD-Matrix	58
3.10	PMD-Schnitt und symbolischer Potentialverlauf	59
3.11	Statische Mischerkennlinie, DC-Kontrast	60
3.12	Ortsabhängigkeit der Mischerkennlinie	62
3.13	PMD-Ausgangsspannungen bei Gegentaktmodulation	64
3.14	Dynamisch gemessene Mischerfunktion für $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ/180^\circ$	66
3.15	Simulierte Korrelationsfunktion auf Basis gemessener Mischerfunktion	68
3.16	Gemessene PMD-Korrelationsfunktion	69
3.17	PMD-Korrelationsfunktion, Signalintensität	70
3.18	PMD-Korrelationsfunktion, unkorrelierte Signalanteile	73
3.19	PMD-Korrelationsfunktion, -Ausgangsspannungen, SBI	73
3.20	PMD-Korrelationsfunktion, Modulationsspannung PMD	76
3.21	PMD-Korrelationsfunktion, Tastverhältnisvariation PMD	76
3.22	PMD-Korrelationsfunktion, Tastverhältnisvariation $P_{\text{opt}}(t)$	76
3.23	Simulierte Korrelationsfunktion, Flankensteilheit $t_{\text{rise/fall}}$	76
3.24	PMD-Korrelationsfunktion, verschiedene Signalformen $P_{\text{opt}}(t)$	79
3.25	PMD-Korrelationsfunktion, $P_{\text{opt}} \approx 40 \mu\text{W}/\text{m}^2$	79
3.26	PMD-Korrelationsfunktion, Modulationsfrequenz	79
3.27	Demodulationskontrastdefinition aus Korrelationsverlauf	81
3.28	Simulierte PMD-Korrelationsfunktionen	89
3.29	Systematische Fehler der Demodulationskontrastbestimmung	90
3.30	Simulierter Zusammenhang Demodulationskontrast und -effizienz	93
3.31	Kontrastbeeinflussung durch Modulationsspannungen	94
3.32	Kontrastbeeinflussung durch Offset- und PeakPeak-Spannung	96
3.33	Demodulationskontrast über Modulationsspannung, $u_{\text{mod,high}}$	98
3.34	PMD-Ausgangsspannungen und Potentialverlauf: $u_{\text{mod,high}} > u_{\text{sep}}$	99

3.35	Kontrastbeeinflussung durch Separationsgatespannung u_{sep}	99
3.36	Kontrastbeeinflussung durch mittleres Modulationsgate $u_{\text{mod,C}}$	102
3.37	Simulierter Demodulationskontrast über Aufschaltzeit	102
3.38	Demodulationskontrastbeeinflussung durch Modulationsfrequenz	104
3.39	Modulationssignalverlauf in Abhängigkeit der Frequenz	104
3.40	Kontrastbeeinflussung durch Signalintensität	105
3.41	Kontrastbeeinflussung durch optische Wellenlänge λ	106
3.42	Demodulationsempfindlichkeit D über Modulationsspannungen	108
3.43	Demodulationsempfindlichkeit über Wellenlänge	108
3.44	Symmetriemessungen	114
3.45	Simulierter systematischer Phasenfehler $\epsilon_{\text{s},\varphi_{\text{ToF}}}$	117
3.46	Simulierter Phasenfehler $\epsilon_{\text{s},\varphi_{\text{ToF}}}$ über $0^\circ/180^\circ$ -Asymmetrie $As_{0^\circ/180^\circ}$	119
3.47	Phasenfehler über Asymmetrie der Korrelationsfunktion	120
3.48	Phasenbeeinflussung durch Signalintensität	121
3.49	Systematischer Phasenfehler über Schaltzeit	121
3.50	Phasenbeeinflussung durch Integrationsspannung/-zeit	123
3.51	Phasenbeeinflussung durch Modulationsspannungspegel	123
3.52	Defektpixel und Randpixel einer PMD-Matrix	125
3.53	Fixed Pattern Noise	126
3.54	Fixed Pattern Phase Noise	129
3.55	Homogenität der PMD-Matrix	131
3.56	PMD-Ausgangsspannungen von PMD-Sensoren mit SBI-Funktionalität	135
3.57	Optische Signaldynamik: Gleichlicht-Symmetrie	137
3.58	Optische Signaldynamik: HGL-Resistenz der Korrelationsamplitude	140
3.59	Optische Signaldynamik: Phasenstabilität über Signalverhältnis	142
3.60	Optische Signaldynamik: Mittlerer Phasenverlauf	143
3.61	Optische Signaldynamik: Gegenüberstellung Theorie und Messung	146

4.1	Simulationsmodell: Nichtlineare Integrationskennlinien	150
4.2	Lineare Integrationskennlinie	153
4.3	Abschnittsweise lineare Integrationskennlinie	154
4.4	Logarithmische Integrationskennlinie	155
4.5	Linear-logarithmische Integrationskennlinie	156
4.6	Dynamikerweiterung: Maximaler Phasenfehler $\max(\epsilon_{\varphi_{\text{ToF,calc}}})_{\forall \varphi_{\text{ToF}}}$	158
4.7	Dynamikerweiterung: Maximaler Phasenfehler $\Delta\varphi_{\text{ToF}} \rightarrow \Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$	159
4.8	Dynamikerweiterung: Separationsgatekapazität, $u_{\text{mod,high}}$ -Reduzierung . .	162
4.9	Dynamikbereich der Phasendetektion über Separationsspannung	163
4.10	Entfernungsmessung über Integrationszeit	164
4.11	Dynamikerweiterung durch Separationsgatekapazität	165
4.12	3D-Bilder mit abschnittsweise linearer Dynamikerweiterung	167

Kapitel 1

Grundlagen

1.1 Messen, Messtechnik

„Messen ist die Gesamtheit von Tätigkeiten oder Vorgängen, mit denen eine quantitativ unbekannte Größe mit einer Maßverkörperung verglichen und bewertet wird; Messen heißt vergleichen“ [Hof04]

Historisch gehören Gewichte und Maße zu den frühesten Werkzeugen der Menschheitsgeschichte. Sie dienten der Mengenbestimmung beim Tausch von Lebensmitteln und Waren sowie als Maßstab für die Herstellung von Kleidung und Gebrauchsgegenständen. Daher wurden die verwendeten Einheiten an die Maße von Körperteilen zur Längenbestimmung, an das Gewicht und Volumen von Pflanzensamen oder Steinen oder die Umlaufzeiten von Himmelskörpern angelehnt.

Die erste metrische Definition von Maßen, Gewichten und Zeit stellt das cgs-System (Centimeter, Gramm und Sekunde) von 1791 dar. Die Unterzeichnung der internationalen Meterkonvention 1875 durch 17 Staaten zielte darauf ab, ein international einheitliches metrisches Maßsystem zu schaffen. 1948 wurde das internationale Einheitensystem SI (Système International d’Unités) auf der 9. Generalkonferenz für Maß und Gewicht vorgeschlagen und 1960 angenommen. Es beruht auf sieben per Konvention festgelegten Basiseinheiten: Meter, Kilogramm, Sekunde, Ampere, Kelvin, Mol und Candela. In Deutschland ist das SI-System in dem Gesetz über Einheiten im Messwesen verankert [Mey92], [Hof04].

1.1.1 Notwendigkeit und Zielsetzung der Messdurchführung

Notwendigkeit der Messung [Bon00]:

- Die Messgröße ist durch menschliche Sinne nicht oder nur sehr subjektiv wahrnehmbar.
- Die Messung erlaubt die quantitative Beschreibung der beobachteten Größe.
- Eine reproduzierbare Messdurchführung ermöglicht und gewährleistet die objektive Vergleichbarkeit der Messergebnisse.

Ziel einer jeden Messung einer Messgröße ist, deren wahren Wert zu ermitteln. Dabei werden eine Messeinrichtung und ein Messverfahren auf ein Messobjekt, den Träger der Messgröße, angewendet [DIN96]:

- Forschung: Verifikation theoretisch vorausgesagter Zusammenhänge, Auffindung von (vermuteten) Zusammenhängen verschiedener Größen
- Entwicklung: Charakterisierung von Prototypen, Verbesserung der Eigenschaften, reproduzierbar konstante Sensorperformance, ...
- Produktion: Überwachung der Produktqualität, Qualitätssicherung

Ein einheitliches Verfahren für die Messdurchführung und Auswertung ermöglicht dabei den kritischen Vergleich und die Kombination von Messergebnissen [DIN96]:

1. Definition der Messaufgabe und Messgröße
2. Festlegung der Einheit für das Messergebnis gemäß SI
3. Erfassung der Randbedingungen, z.B. Temperatur
4. Wahl einer geeigneten Messeinrichtung für das Messverfahren, -prinzip, -methode
5. Kalibrierung der Messeinrichtung
6. Messdurchführung, Aufnahme einer Messreihe
7. Korrektur systematischer Messabweichungen, Ermittlung der Messunsicherheit
8. Auswertung: Vollständiges Messergebnis in Messwert und Standardabweichung
9. Darstellung und Bewertung der Messergebnisse

1.1.2 Begriffsdefinitionen

[Sch92], [DIN96], [Pap94b], [BS95], [HMS95], [Hof04]

Direkte und indirekte Messung Während das Ergebnis einer direkten Messung unmittelbar am Messmittel abgelesen werden kann, basieren indirekte Messungen, da die gesuchte Größe nicht zugänglich ist oder nicht direkt gemessen werden kann, auf der Auswertung oder Messung einer oder mehrerer gekoppelter Messgrößen, die mit der gesuchten Größe in definiertem Zusammenhang stehen.

Messgröße Physikalische Größe, deren Erfassung die Messung gilt.

Messreihe Die Gesamtheit von sequentiell durchgeführten Messungen der Messgröße, bei der ggf. ein Parameter gezielt geändert wird, um eine Abhängigkeit zu evaluieren.

Messfehler Die Messwerte x_n einer realen Messdurchführung fallen, z.B. aufgrund der Unvollkommenheit des Messinstruments, Umwelteinflüssen oder Handhabungsfehlern, selten mit dem wahren Wert der Messgröße zusammen. Als absoluter Messfehler ϵ_{abs} wird die Differenz zwischen dem gemessenen Wert x_n und realen Wert y bezeichnet. Die Normierung des absoluten Fehlers auf den realen Wert liefert den relativen Fehler ϵ_{rel} . Der reale Wert ist meist unbekannt.

$$\epsilon_{\text{abs}} = x_n - y \quad (1.1)$$

$$\epsilon_{\text{rel}} = \frac{\epsilon_{\text{abs}}}{y} = \frac{x_n - y}{y} \quad (1.2)$$

Es kann zwischen korrigierbaren systematischen Messfehlern ϵ_s , die auch bei Messwiederholung konstant reproduzierbar sind, und statistischen Messfehlern ϵ_z , die sich aus der Differenz zwischen dem Erwartungswert μ_x und dem Wert der Einzelmessung ergeben, unterschieden werden:

$$\epsilon_s = \mu_x - y \quad (1.3)$$

$$\epsilon_z = x_n - \mu_x \quad (1.4)$$

Absolute und relative Häufigkeitsverteilung, Histogramm Zur Erstellung der Häufigkeitsverteilung werden die Messdaten x_n der Größe nach geordnet und in Klassen gleicher Breite Δx sortiert. Die absolute Häufigkeit gibt die Anzahl der Messwerte in der jeweiligen Klasse an. Die Normierung auf die Gesamtzahl der Messungen N_{Meas} führt zur relativen Häufigkeit. Durch Bildung der kumulierten Summe erhält man die sogenannte Summenhäufigkeit.

Erwartungswert und Standardabweichung Beschreibt die statistische Verteilung der Messdaten eine Normalverteilung, kann ihr Auftreten mit Hilfe einer Wahrscheinlichkeitsverteilung mit zugehörigem Erwartungswert μ_x und Standardabweichung σ_x , bzw. ihrer Varianz σ_x^2 beschrieben werden. Die Standardabweichung ist ein Maß für die Streuung der einzelnen Messwerte um den Erwartungswert μ_x . Über den arithmetischen Mittelwert \bar{x} der Messwerte x_n können der Erwartungswert und die Standardabweichung auf Basis von N_{Meas} Messungen geschätzt werden.

$$\mu_x = \bar{x} = \frac{1}{N_{\text{Meas}}} \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{Meas}}} x_n \quad (1.5)$$

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{Meas}} - 1} \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{Meas}}} (x_n - \bar{x})^2} \quad (1.6)$$

Messunsicherheit Als Unsicherheit der Messung, die mit dem arithmetischen Mittelwert \bar{x} als Schätzwert verbunden ist, wird die Standardabweichung des Mittelwertes verwendet. Durch die Messunsicherheit $\sigma_{\bar{x}}$ kann ein Intervall definiert werden, in dem der wahre Messwert eingeschlossen wird.

$$\sigma_{\bar{x}} = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{Meas}} \cdot (N_{\text{Meas}} - 1)} \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{Meas}}} (x_n - \bar{x})^2} = \frac{\sigma_x}{\sqrt{N_{\text{Meas}}}} \quad (1.7)$$

Eine Verdopplung der Anzahl der Messwerte resultiert daher lediglich in einer Reduzierung der Messunsicherheit um den Faktor $\sqrt{2}$.

Kovarianz und Korrelationskoeffizient Liegt eine Abhängigkeit verschiedener gemessener Größen x, χ vor, sind diese Größen korreliert. Basiert die Messwertaufnahme der beiden Größen auf einer gemeinsamen Messdurchführung, kann eine gemeinsame Komponente der Unsicherheit in Form der Kovarianz $\sigma_{x,\chi}^2$ der Mittelwerte und des Korrelationskoeffizienten $r_{x,\chi}$ berechnet werden.

$$\sigma_{x,\chi}^2 = \frac{1}{N_{\text{Meas}} - 1} \cdot \sum_{n=1}^{N_{\text{Meas}}} (x_n - \bar{x})(\chi_n - \bar{\chi}) \quad (1.8)$$

$$r_{x,\chi} = \frac{\sigma_{x,\chi}^2}{\sigma_x \cdot \sigma_\chi} \quad (1.9)$$

Vollständiges Messergebnis Angabe des Messergebnisses, der zugehörigen Messunsicherheit und der Umgebungsbedingungen.

1.2 Korrelation

„Die Messung oder Bestimmung der Ähnlichkeit zweier Signale wird mit dem Begriff der Korrelation bezeichnet, wobei alle Korrelationsverfahren gemeinsam haben, dass sie ein Maß für die Ähnlichkeit zweier Signale bestimmen.“ [Lof00]

Diese Ähnlichkeit kann in Abhängigkeit der Zeit, des Raums und weiterer physikalischer und nichtphysikalischer Parameter bestimmt werden. Neben der Form der Signale führt z.B. eine zeitliche Verschiebung zu einer Änderung der Ähnlichkeit. Die Korrelation zweier Signale s_1 und s_2 ist durch das Korrelationsintegral gegeben [BS95] [Lof00]:

$$\varphi_{s_1 s_2}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2 \cdot T} \cdot \int_{-T}^T s_1(t) \cdot s_2(t + \tau) dt \quad (1.10)$$

Die resultierende sogenannte Kreuzkorrelationsfunktion $\varphi_{s_1 s_2}$ stellt die Ähnlichkeit der Signale über die Kreuzenergie des Signals s_1 und dem zeitverschobenen Signal s_2 über einen, im Gegensatz zum Faltungsintegral, grundsätzlich nichtlinearen Prozess durch kausale Multiplikation über identischen Achsen der Variablen dar. Ohne zeitliche Verschiebung $\tau = 0$ spiegelt das Ergebnis der Korrelation zweier identischer Signale $s_1 = s_2$ daher den quadratischen Mittelwert des Signals wider, $\varphi_{s_1 s_1}(\tau = 0) = \bar{s}_1^2 = s_{1,\text{eff}}^2$.

Unterscheiden sich die Signale s_1 und s_2 lediglich durch eine zeitliche relative Verschiebung $s_2(t) = s_1(t - \tau_1)$, wird diese Verschiebung durch das Maximum der Korrelationsfunktion gekennzeichnet: $\tau|_{\varphi_{s_1 s_2}=\text{max}} = \tau_1$.

Mit Hilfe des Prinzips der minimalen Fehlerquadrate ist die Bestimmung der Signalverschiebung über die Ähnlichkeit auch bei verrauschten Signalen möglich.

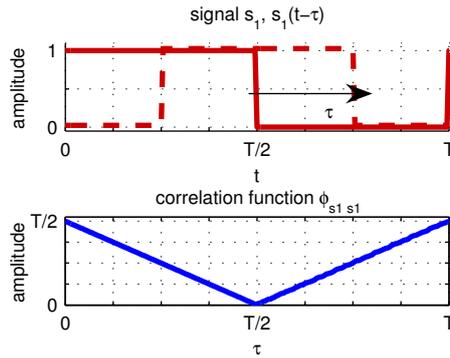
Einen Spezialfall der Korrelationsfunktion stellt die Autokorrelationsfunktion $\varphi_{s_1 s_1}$ dar, die die Ähnlichkeit eines Signals s_1 mit sich selbst beschreibt:

$$\varphi_{s_1 s_1}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2 \cdot T} \cdot \int_{-T}^T s_1(t) \cdot s_1(t + \tau) dt \quad (1.11)$$

$$\varphi_{s_1 s_1}(\tau) = \varphi_{s_1 s_1}(-\tau) \quad (1.12)$$

Abbildung 1.1 zeigt den Autokorrelationsverlauf eines periodischen Rechtecksignals aus Gleichung 1.13.

Wie Kapitel 1.4 und 3.8 zeigt, realisiert das PMD eine analoge Zwei-Quadranten-Multiplikation eines intensitätsmodulierten optischen Signals mit einem elektrischen Gegentaktsignal und stellt das Ergebnis mit Hilfe von zwei Ausgangssignalen dar. Die anschließende Integration beschreibt die Korrelation.



$$s_1 = \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T}{4}}{\frac{T}{2}} \right) \quad (1.13)$$

Abbildung 1.1: Autokorrelationsfunktion eines Rechtecksignals

1.3 Optische Laufzeitentfernungsmessung, Echolaufzeit (*Time of Flight, ToF*)

Da die Zielsetzung dieser Arbeit die Charakterisierung und Parametrisierung des PMDs als Korrelationsempfänger für phasenmessende Laufzeitverfahren auf Basis intensitätsmodulierter Signale darstellt, liegt der Schwerpunkt der Grundlagenbeschreibung auf diesem Anwendungsverfahren. Abbildung 1.2 zeigt den schematischen Aufbau eines Time of Flight-Systems (ToF). Als aktives Messverfahren erfordert die Entfernungsbestimmung über die optische Signallaufzeit τ_{ToF} die intensitätsmodulierte Ausleuchtung des Szenarios.

In Abhängigkeit der Applikationsanforderungen und Empfängereigenschaften können verschiedene Signalmodulationen und Empfangsmethoden mit zugehörigen Vor- und Nachteilen Verwendung finden, z.B.

- Pulslaufzeitsysteme
- kontinuierliche, CW-Modulation
 - Sinus-Modulation
 - Rechteckmodulation
 - Pseudo-Noise-Modulation.

Aufgrund der endlichen bekannten Signalausbreitungsgeschwindigkeit des Lichts trifft das reflektierte Signal mit einer entfernungsabhängigen Verzögerung τ_{ToF} auf den optischen Detektor. Die Bestimmung dieser Laufzeitverzögerung ermöglicht die Berechnung der zu Grunde liegenden Entfernung d_{ToF} . Aufgrund der doppelt zurückgelegten Distanz aus Hin- und Rückweg gilt:

$$d_{\text{ToF}} = \frac{c}{n} \cdot \frac{\tau_{\text{ToF}}}{2} \quad (1.14)$$

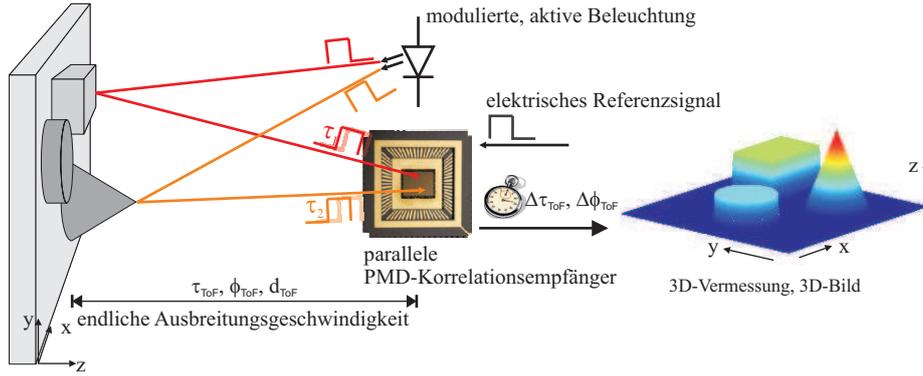


Abbildung 1.2: Entfernungsmessung mittels Echolaufzeit (ToF)

Mit

c = Lichtgeschwindigkeit im Vakuum

n = Brechungsindex, Brechzahl

Während die Signallaufzeit τ_{ToF} bei Pulslaufzeitverfahren direkt hochpräzise gemessen werden muss, eine Tiefenauflösung in cm-Genauigkeit erfordert ein zeitliches Auflösungsvermögen von 66 ps, kann die Laufzeit bei CW-Modulation indirekt über die Phasenverschiebung φ_{ToF} bei bekannter Modulationsfrequenz f_{mod} bzw. Wellenlänge λ_{mod} ermittelt werden.

$$\text{Mit} \quad \tau_{\text{ToF}} = \frac{\varphi_{\text{ToF}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{mod}}} = \frac{\varphi_{\text{ToF}}}{2 \cdot \pi} \cdot T_{\text{mod}} \quad (1.15)$$

$$\text{folgt} \quad d_{\text{ToF}} = \frac{c}{n} \cdot \frac{\varphi_{\text{ToF}}}{2 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_{\text{mod}}} = \frac{\varphi_{\text{ToF}}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{\lambda_{\text{mod}}}{2} \quad (1.16)$$

Im Gegensatz zur Pulslaufzeitmessung, dessen Reichweite nur durch die Signalleistung unter Berücksichtigung der Augensicherheit [DIN03] begrenzt wird, aber hohe Anforderungen an Signalform, Bandbreite des Empfängers und Zeiterfassung stellt, ist der Eindeutigkeitsbereich der rechteck- oder (ko)sinusförmigen CW-Modulation aufgrund der Signalperiodizität auf eine halbe Modulationswellenlänge $\frac{\lambda_{\text{mod}}}{2}$ begrenzt. Zur Erweiterung des Messbereichs können allerdings Mehrfrequenz-, Zwischenfrequenzverfahren, Frequenzchirping oder PN-Sequenzen verwendet werden [HOC99a], deren Charakterisierung jedoch nicht Bestandteil dieser Arbeit ist.

Neben der beschriebenen berührungslosen optischen Entfernungsmessung über die Phasenverschiebung eines periodischen, intensitätsmodulierten empfangenen Signals gegenüber einem elektrischen Referenzsignal gibt es zahlreiche weitere Verfahren, die die Tiefeninformation über eine Laufzeitmessung oder alternativ über Triangulation oder Interferometrie ermitteln [Pep93], [Bre93].

1.4 Photomischdetektor, PMD (*photonic mixer device*)

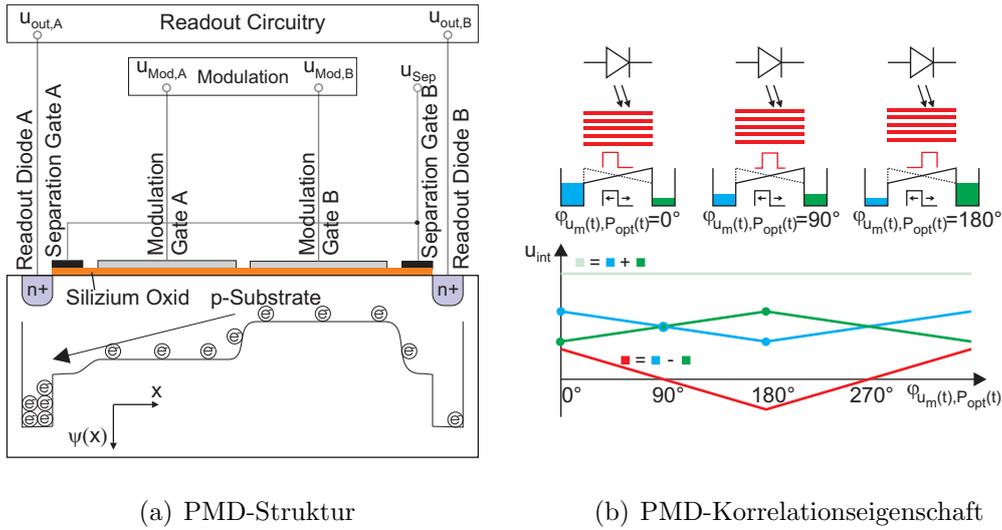
Da die Definition der Charakterisierungsparameter und die jeweilige Messdurchführung auf dem grundlegenden PMD-Funktionsprinzip beruht, finden detaillierte parameter-spezifische Funktionsbeschreibungen in direktem Zusammenhang mit der Vorstellung der qualifizierenden Parameter in Kapitel 3 statt. Die folgende Erörterung beschränkt sich daher auf die grundlegende Funktionsweise des PMDs als direkter optoelektrischer Mischer und Korrelationsempfänger.

1.4.1 Schematischer Aufbau

Abbildung 1.3 (a) zeigt den schematischen Querschnitt einer vereinfachten PMD-Struktur mit zwei Modulationsgates. Ähnlich einem CCD-Sensor erfolgt die Ladungsträgergeneration durch den inneren Photoeffekt in einem Bereich tiefer Verarmung. Durch die Verarmung bzw. den Feldverlauf wird gewährleistet, dass photogenerierte Elektronen-Loch-Paare nicht direkt nach Generation rekombinieren, indem die Löcher ins Substrat abgezogen werden [WH98]. Im Gegensatz zu herkömmlichen Bildsensoren erfolgt die Integration der generierten Elektronen jedoch nicht auf einer einzelnen, sondern auf zwei separaten Kapazitäten. Über einen steuerbaren Potentialverlauf $\Psi(x)$, dessen Ausrichtung durch eine Gegentaktspannung an zwei transparenten Modulationsgates $u_{\text{mod,A/B}}$ beeinflusst werden kann, die sich unmittelbar über der photosensitiven Detektorfläche befinden, ist eine gezielte Aufteilung der photogenerierten Ladungsträger zur einen oder anderen Auslesediode möglich [XS98].

1.4.2 Misch- und Korrelationseigenschaft des PMD

Ändert man die konstante Beleuchtung in eine amplitudenmodulierte, periodische Ausleuchtung der Modulationsfrequenz f_{mod} und moduliert gleichzeitig den Potentialverlauf mit der gleichen Frequenz durch ein Gegentaktsmodulationssignal u_{mod} , werden die photogenerierten Ladungsträger, d.h. der Photostrom, abhängig von der Phasenlage der Signale auf die beiden Auslesedioden aufgeteilt und über der Integrationszeit T_{int} auf den Auslesekapazitäten C_{int} zu messbaren Spannungen integriert. Vergleiche Kapitel 3.7 und 3.8. Abbildung 1.3 (b) verdeutlicht diesen Zusammenhang für einen sender- und empfangsseitig rechteckförmigen Signalverlauf nach Gleichung 1.18 bis 1.20.



(a) PMD-Struktur

(b) PMD-Korrelationseigenschaft

Abbildung 1.3: Das PMD-Funktionsprinzip

$$T_{\text{mod}} = \frac{1}{f_{\text{mod}}} \quad (1.17)$$

$$P_{\text{opt}}(t - \tau_{\text{ToF}}) = P_0 \cdot \sum_{n=0}^{\frac{T_{\text{int}}}{T_{\text{mod}}}} \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{\text{mod}}}{4} - nT_{\text{mod}} - \tau_{\text{ToF}}}{\frac{T_{\text{mod}}}{2}} \right) \quad (1.18)$$

$$u_{\text{mod},A}(t) = u_{\text{mod},\text{offset}} + u_{\text{mod},\text{peakpeak}} \cdot \sum_{n=0}^{\frac{T_{\text{int}}}{T_{\text{mod}}}} \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{\text{mod}}}{4} - nT_{\text{mod}}}{\frac{T_{\text{mod}}}{2}} \right) \quad (1.19)$$

$$u_{\text{mod},B}(t) = u_{\text{mod},\text{offset}} - u_{\text{mod},\text{peakpeak}} \cdot \sum_{n=0}^{\frac{T_{\text{int}}}{T_{\text{mod}}}} \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{\text{mod}}}{4} - nT_{\text{mod}}}{\frac{T_{\text{mod}}}{2}} \right) \quad (1.20)$$

Liegt das optische und elektrische Gegentaktsignal in Phase $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$ bzw. um $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$ versetzt, werden maximal viele Ladungsträger zu einer bevorzugten Seite gelenkt da immer nur dann Ladungsträger generiert werden, wenn der Potentialgradient in eine Richtung ausgerichtet ist. Treffen die Signale hingegen mit einer Phasenverschiebung von $\varphi_{\text{ToF}} = 90^\circ$ bzw. $\varphi_{\text{ToF}} = 270^\circ$ aufeinander, werden die Elektronen gleichmäßig auf beide Auslesewege verteilt. Die übrigen Phasenlagen resultieren in entsprechenden Aufteilungsverhältnissen. Das direkte Mischen des optischen Signals mit einem elektrischen Gegentaktreferenzsignal im photosensitiven Bereich mit anschließender Integration entspricht definitionsgemäß einer Korrelation, vergleiche Korrelationsverlauf zweier Rechtecksignale in Abschnitt 1.2. Bei PMD-Sensoren ist der optoelektrische Gegentaktmisch- und Korrelationsprozess jedoch bereits im Detektor integriert und ermöglicht hochauflösende Matrixanordnungen, ohne dass weitere externe breitbandige Mischerkompo-

nungen benötigt werden. Durch Addition der Spannungsspiegel beider Integrationskapazitäten liegt parallel zu dem Gegentaktkorrelationswert der herkömmliche Grauwert als Mittelwert der Gesamtbeleuchtung des PMD-Pixels als Gleichtaktkorrelationswert vor. Wenn das optische und elektrische Signal die gleiche Form aufweisen, ähnelt der PMD-Gegentakt-Korrelationsverlauf einer Autokorrelation, entspricht aber aufgrund der Korrelation eines unipolaren optischen Signals mit einem bipolaren elektrischen Gegentakt-signal definitionsgemäß einer Kreuzkorrelation.

Im Gegensatz zu herkömmlichen Mischern, die ideal einem analogen Multiplizierer entsprechen und zwei Eingänge und einen Ausgang besitzen, wobei das Ausgangssignal das Produkt der beiden Eingangssignale darstellt, kennzeichnet das PMD drei Eingänge und zwei Ausgangssignale. Das direkte Gegentaktmischen des generierten Photostroms auf zwei verschiedene Ausgänge erfolgt über das elektrische Gegentaktreferenzsignal.

1.4.3 ToF-Entfernungsmessung auf Basis von PMD-Sensoren

Durch die Kombination des Misch- und Korrelationsvorgangs und die Realisierbarkeit in einem vollintegrierbaren elektrooptischen Sensorelement in CMOS-Technologie sind hochauflösende und gleichzeitig preisgünstige Matrixanordnungen möglich. Die präzise Messung der Korrelation eines optischen Signals mit einem elektrischen Gegentakt-Referenzsignal ohne hohen Ressourcenbedarf, z.B. in Form breitbandiger nachgeschalteter Verstärker und Mischer, ermöglicht die einfache pixelindividuelle Phasen- und somit Entfernungsbestimmung. Durch die parallele Erfassung der Tiefeninformation einer Szene mit derzeit bis zu 100 Bildern pro Sekunde, durch sämtliche Pixel einer Matrixanordnung ohne hohen Rechenaufwand, in Verbindung mit den gleichzeitig verfügbaren Intensitätswerten, der Hintergrundintensität und der Modulationsintensität, eröffnen sich zahlreiche Einsatzmöglichkeiten, z.B.

- Entertainmentanwendungen
- Sicherheitsapplikationen
- Industrielle Automatisierung
- Robotik
- Automotive-Anwendungen
- u. v. a. m.

Kapitel 2

Realisierung einer Messumgebung für PMD Sensoren

Voraussetzung für die Charakterisierung von PMD-Sensoren ist das Vorhandensein einer geeigneten Messumgebung, die es ermöglicht den PMD-Sensor losgelöst von der späteren Applikation mit variablen und reproduzierbaren Signalen unter konstanten Umgebungsbedingungen anzusteuern. Dabei ist zu gewährleisten, dass das Ergebnis der Charakterisierung maßgeblich durch den PMD-Sensor und nicht durch unbekannt Limitationen oder Schwankungen des eingesetzten Messequipments beschränkt wird. Um den Vergleich verschiedener Sensorgenerationen miteinander oder die Auswirkung geringfügiger Sensorvariationen qualitativ beurteilen zu können, liegt die Priorität der Charakterisierung darin, zuverlässige und reproduzierbare Resultate zu erzielen.

2.1 Anforderungen an die Messumgebung

Neben der zwingend erforderlichen Reproduzierbarkeit und rauscharmen genauen Erfassung der PMD-Ausgangssignale besteht die wesentliche Anforderung darin, sämtliche Eingangssignale unabhängig voneinander variabel einstellen zu können, so dass die freie Nachbildung realitätsnaher und charakterisierungsspezifischer Umgebungsbedingungen ermöglicht wird.

Die unterschiedlichen PMD-Applikationen, beginnend mit Entertainment-Anwendungen mit verhältnismäßig niedrigen Anforderungen, z.B. als 3D-Webcam, über industrielle Einsatzfelder mit höheren Anforderungen, bis zu Automotive-Anwendungen im Kfz-Außenraum, erfordern neben der zunehmenden Temperaturverträglichkeit eine sehr

Weißes Papier	bis 100 %	Sand (nass-trocken)	41-57 %
Schnee	80-90 %	Beton	bis 50 %
Weißes Mauerwerk	85 %	Asphalt	bis 20 %
Bedruckte Zeitung	69 %	Wasser (unter 60°-90°)	<5-35 %
Bäume (Nadel-Laub)	30-60 %		

Tabelle 2.1: Typische Reflektionseigenschaften [Kra04]

Heller Sonnentag	100 000 lx	Bürobeleuchtung	500 lx
Bedeckter Sommertag	20 000 lx	Wohnraumbeleuchtung	200 lx
Im Schatten im Sommer	10 000 lx	Straßenbeleuchtung	10 lx
Operationssaal	10 000 lx	Vollmondnacht	0.25 lx
Trüber Wintertag	3 000 lx	Sternklarer Nachthimmel	0.001 lx
Beleuchtung TV-Studio	1 000 lx	Bewölkter Nachthimmel	0.0001 lx

Tabelle 2.2: Typische Hintergrundlichtintensitäten [LW06]

hohe optische Signaldynamik, die entsprechend in der Charakterisierungsumgebung bereitgestellt werden muss. Die hohe Dynamik wird durch die extrem unterschiedlichen Reflektivitäten, von tief schwarzen matten Oberflächen bis zu Retroreflektoren, z.B. Kennzeichen oder Straßenschildern, Tabelle 2.1, und der hohen Signaldynamik des Hintergrundlichts, Tabelle 2.2, verursacht. Darüber hinaus muss die Messumgebung durch einen modularen Aufbau den Einsatz verschiedener applikationsspezifischer Sender, z.B. mit unterschiedlicher Wellenlänge, erlauben.

Aufgrund des PMD-Prinzips sind die PMD-Ausgangsspannungen direkt als Gegentaktmischresultat des optischen und elektrischen Signals von der Qualität und Formstabilität der zu Eingangssignale abhängig. Trotz der hohen Signaldynamik ist daher ein in seiner Form unveränderliches optisches Modulationssignal zu gewährleisten, siehe Abschnitt 2.4.2. Da die zu messende Phasenverschiebung proportional von der Lichtlaufzeit τ_{ToF} abhängt, genügen bereits geringe zeitliche Änderungen im Signalverlauf im Bereich von wenigen Pikosekunden, z.B. verursacht durch eine geänderte Flankensteilheit, um eine Entfernungsänderung von Millimetern hervorzurufen, die nicht auf den PMD-Sensor zurückzuführen ist.

Während die gesamte Signaldynamik in einem resultierenden Photostrom von fA bis μA variieren und dabei ein Signal zu Hintergrundlicht-Verhältnis von weniger als 1:1000 aufweisen kann, muss die zeitliche Messauflösung in Pikosekunden sichergestellt bleiben. Abbildung 2.1 verdeutlicht die hohen Anforderungen an die zeitliche Genauigkeit zur

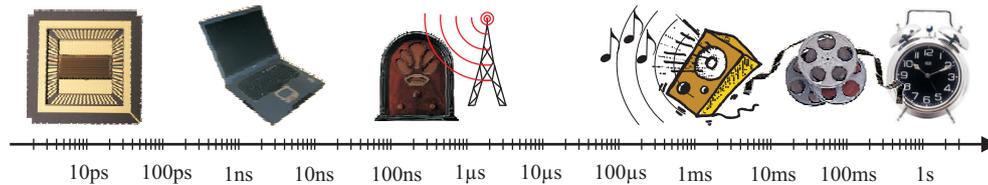


Abbildung 2.1: Zeitliche Genauigkeitsanforderungen an PMD-Messtechnik

PMD-Entfernungsmessung und PMD-Charakterisierung, indem sie den Sensor mit Hilfe eines Zeitstrahls in bekannte Größen einordnet.

Die hohe optische Signaldynamik spiegelt sich direkt in den PMD-Ausgangssignalen wider, so dass sich entsprechend hohe Anforderungen an die Analog-Digitalumsetzung zur Messwerterfassung ergeben. Insbesondere die Wandlung kleiner Pegel wird dabei durch die HF-Modulation der PMD-Modulationsgates erschwert, da die Umladung der Gatekapazitäten C_{mod} mit hohen Modulationsfrequenzen f_{mod} und Spannungen u_{mod} bis über drei Volt Ströme i_{mod} im dreistelligen Milliamperebereich erfordert, während ausgangsseitig, in unmittelbarer Nähe, Femtoampere in Mikrovolt integriert werden.

Zusätzlich sind neben variablen Referenzspannungen und unterschiedlichen Modulationssignalformen flexible analoge und digitale Steuersignale bereitzustellen, die es erlauben, aktuelle und zukünftige Sensortypen und -generationen, vom Einzelpixel bis zur Matrix, mit digitalen Schnittstellen anzusteuern.

Damit das Ergebnis der Charakterisierung ausschließlich auf die Eigenschaften des PMDs zurückgeführt werden kann und nicht die Charakterisierung des Systems aus Sensor und Messumgebung beschreibt, müssen die Limitationen des Messequipments bekannt und gegenüber der Messung vernachlässigbar klein oder hinreichend weit entfernt, bzw. stets angegeben sein. Dazu gehören beispielsweise die Bandbreite der HF-Generatoren, die Modulationssignalform, vorhandenes Streulicht etc.

Eine modular erweiterbare Realisierung der mechanischen, optischen und elektronischen Aufbauten der Charakterisierungsumgebung sowie der Softwarekomponenten ermöglicht die flexible Umsetzung und Integration neuer Messroutinen und die Kompatibilität gegenüber zukünftigen Sensorgenerationen und -variationen.

2.2 Limitationen der Messgenauigkeit

Um das Resultat einer Charakterisierung, die spätere Messgenauigkeit in einer Applikation oder das Optimierungspotential der Messumgebung beurteilen zu können, ist die Kenntnis der vorhandenen Störgrößen in Form von allgemeinen und charakterisierungs-

spezifischen Rauschquellen oder potentieller Messfehlerursachen Voraussetzung.

2.2.1 Rauschquellen

Es folgt eine Auflistung verschiedener Rauschquellen. Während das Photonenrauschen nur direkt von der optischen Signalintensität und das Quantisierungsrauschen von dem Auflösungsvermögen des verwendeten Analog-Digital-Umsetzers abhängig ist, sind Resetrauschen, thermisches Rauschen und Dunkelstromrauschen temperaturabhängig.

Photonenrauschen, *shot noise* Das Photonenrauschen beschreibt den statistischen Ankunftsprozess der Photonen und Generationsprozess der Elektronen-Loch Paare. Da das Aussenden und Eintreffen eines Photons einer kontinuierlich, homogen hellen Lichtquelle aufgrund unregelmäßiger Schwankungen nicht vorhersehbar erfolgt, kann es nur über die Wahrscheinlichkeitsrechnung mit Hilfe einer Poisson-Verteilung ermittelt werden [Jah01], [Rei05], [Key80].

Das Photonenrauschen kann daher über die Standardabweichung der Ladungsträgeranzahl für große Signale aus der Quadratwurzel der insgesamt photogenerierten Ladungsträger ermittelt werden:

$$\sigma_{\text{shotnoise}} = \sqrt{N_{e^-}} = \sqrt{\frac{Q_{e^-}}{e^-}} \quad (2.1)$$

mit

$\sigma_{\text{shotnoise}}$ = Photonenrauschen, Anzahl der Ladungsträger

N_{e^-} = Anzahl photogenerierter Ladungsträger

Q_{e^-} = Ladung [C]

Reset-Rauschen, kTC-Rauschen Das Resetrauschen beschreibt die Unsicherheit der resultierenden Ladung der Integrationskapazität C_{int} nach Reset-Ausführung durch den Reset-Transistor [HOC99a], [Sze81].

$$\begin{aligned} \Delta Q_{\text{kTC}} &= \sqrt{k \cdot T \cdot C_{\text{int}}} \\ \sigma_{\text{kTC}} &= \frac{\Delta Q_{\text{kTC}}}{e^-} = \frac{\sqrt{k \cdot T \cdot C_{\text{int}}}}{e^-} \end{aligned} \quad (2.2)$$

mit

ΔQ_{kTC} = Reset Rauschen, Ladung

σ_{kTC} = Reset Rauschen, Anzahl der Ladungsträger

k = Boltzmannkonstante [eV/K]

T = absolute Temperatur [K]

Dunkelstromrauschen Aufgrund thermischer Schwingungen entstehen temperaturabhängig auch ohne Beleuchtung freie Elektronen, die in einem Dunkelstrom i_{dark} resultieren, siehe Abschnitt 3.3, der sich mit Hilfe der Boltzmannverteilung abschätzen lässt. Zwar kann der mittlere Dunkelstrom durch eine vorangegangene Messung bestimmt und das Messergebnis nachträglich entsprechend korrigiert werden, ähnlich dem Photonenrauschen unterliegt die thermische Ladungsträgergeneration jedoch stochastischen, nicht vorhersehbaren Schwankungen, so dass sich das nicht korrigierbare Dunkelstromrauschen wie folgt beschreiben lässt [Jah01]:

$$i_{\text{dark}} \sim e^{-\frac{\text{const.}}{k \cdot T}}$$

$$\sigma_{\text{dark}} = \sqrt{N_{e^-, \text{dark}}} = \sqrt{\frac{i_{\text{dark}}}{e^-} \cdot T_{\text{int}}} \quad (2.3)$$

Thermisches Rauschen, Johnson-Rauschen Vergleichbar mit der Brownschen Molekularbewegung beschreibt das thermische Rauschen (weißes Rauschen) die statistische, ungerichtete, thermische Bewegung freier Ladungsträger in Leiter- und Halbleitermaterialien [Jah01], [Xu99], [HOC99a].

$$u_{\text{therm,rms}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot R \cdot \Delta f} \quad (2.4)$$

$$i_{\text{therm,rms}} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T \cdot G \cdot \Delta f} \quad (2.5)$$

mit

$u_{\text{therm,rms}}$ = effektive Rauschspannung

$i_{\text{therm,rms}}$ = effektiver Rauschstrom

R = ohmscher Widerstand [Ω]

G = Leitwert [Ω^{-1}]

Δf = Bandbreite [Hz]

Quantisierungsrauschen Das Quantisierungsrauschen σ_{adc} beschreibt die begrenzt genaue Umwandlung eines analogen Signals in diskrete Zahlenwerte mit endlichem Auflösungsvermögen N_{bit} , so dass der originale Signalverlauf nicht ideal rekonstruiert werden kann. Der Quantisierungsfehler beschreibt die Abweichung des analogen Signals

von dem gewandelten digitalen Signal. Es gilt:

$$u_{\text{LSB}} = \frac{u_{\text{range}}}{2^{N_{\text{bit}}}} \quad (2.6)$$

$$\sigma_{\text{adc}} = \frac{u_{\text{LSB}}}{\sqrt{12}} \quad (2.7)$$

mit

$$u_{\text{LSB}} = \text{Quantisierungsintervall [V]}$$

$$u_{\text{range}} = \text{Wandelbereich [V]}$$

2.2.2 Limitation der Phasenberechnung

Die Genauigkeit einer Phasenmessung mit PMD-Sensoren und CW-Modulation, auf Basis der Bestimmung der Phasenlage der Grundwelle mittels trigonometrischer Interpolation, siehe Abschnitt 3.14.1, lässt sich für eine Reflektionsmessung mit Hilfe von PMD-Kenngrößen aus Kapitel 3 wie folgt beschreiben [MKF⁺05], [Bux02], vergleiche Kapitel 3.17.5:

$$\delta d_{\text{ToF}} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{Algo}}}} \cdot \frac{1}{S/N} \cdot \sqrt{1 + \frac{2}{C_D^2}} \cdot \frac{\lambda_{\text{mod}}}{4\pi} \quad (2.8)$$

$$\delta \varphi_{\text{ToF}} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{Algo}}}} \cdot \frac{1}{S/N} \cdot \sqrt{1 + \frac{2}{C_D^2}} \cdot \frac{360^\circ}{2\pi} \quad (2.9)$$

Mit

$$\delta d_{\text{ToF}} = \text{Entfernungsunsicherheit [m]}$$

$$\delta \varphi_{\text{ToF}} = \text{Entfernungsunsicherheit [}^\circ\text{]}$$

$$N_{\text{Algo}} = \text{Anzahl der Stützstellen}$$

$$S/N = \text{Signal-Rauschverhältnis}$$

$$C_D = \text{Demodulationseffizienz}$$

Das Signal-Rauschverhältnis S/N kann über die Anzahl der Elektronen berechnet werden:

$$S = N_{e^-, \text{mod}} = i_{\text{photo, mod}} \cdot T_{\text{int}} \cdot \frac{1}{e^-} \quad (2.10)$$

$$N = \sigma = \sqrt{\sum \sigma_{\text{noise}}^2} = \sqrt{\sigma_{\text{shotnoise}}^2 + \sigma_{\text{adc}}^2 + \dots} \quad (2.11)$$

2.2.3 Messfehler und Fehlerfortpflanzung

Neben der theoretischen Begrenzung der Messgenauigkeit durch vorhandene Rauschquellen kann das Ergebnis der Charakterisierung durch zusätzliche Messfehler des eingesetzten Equipments und fehlerbehaftete Annahmen beeinflusst werden.

Exemplarisch wird eine Fehlerrechnung am Beispiel der Messung der spektralen Empfindlichkeit an einer PMD-Struktur mit Ausleseelektronik durchgeführt, vergleiche Abschnitt 3.2.1. Die Messdurchführung erfolgt bei diffuser homogener Direktbestrahlung des PMDs mit einer LED-Streuscheiben-Kombination. Zunächst wird die optische Leistungsdichte am PMD mit Hilfe einer Referenzphotodiode gemessen. Über die PMD-Layoutgeometrie kann indirekt die auf die lichtensitive Fläche $A_{\text{sens,PMD}}$ treffende optische Leistung P_{PMD} ermittelt werden. Die Bestimmung des resultierenden Photostroms i_{photo} erfolgt, ebenfalls indirekt, über die nach einer bekannten Integrationszeit T_{int} auf den Auslesekapazitäten C_{int} integrierte Spannung u_{int}^* . Tabelle 2.3 zeigt die Berechnung der spektralen Empfindlichkeit mit Berücksichtigung gegebener (Mess-)Unsicherheiten und der damit verbundenen Fehlerfortpflanzung.

2.2.4 Praxisbezug der Charakterisierungsparameter

Die in dieser Arbeit aufgeführten Charakterisierungsparameter beschreiben das reine PMD-Verhalten und basieren zum Teil auf der speziellen Möglichkeit der realisierten Messumgebung, ohne Änderung der Laufzeit bzw. Entfernung korrelierte und unkorrelierte Signalleistungen unabhängig voneinander einstellen zu können. In der Anwendung kann hingegen in der Regel ein Parameter nicht unabhängig von den übrigen geändert werden. So führt eine Änderung der Entfernung gleichzeitig zu einer Änderung des korrelierten Photostroms, bzw. eine Änderung der Reflektivität zu einer gleichzeitigen Änderung von korreliertem und unkorreliertem Signalpegel.

Die nachfolgende Auflistung gibt einen kurzen exemplarischen Überblick, welcher Zusammenhang zwischen praxisrelevanter Kenngröße und den Charakterisierungsparametern besteht.

Entfernung Sofern das beobachtete Objekt das Sichtfeld eines PMD-Pixels vollständig ausfüllt und das Sichtfeld vollständig ausgeleuchtet ist, resultiert eine Änderung der Entfernung d_{ToF} aufgrund der Lambert-Reflektion des Ziels und Abstrahlcharakteristik des Senders in einem sich quadratisch ändernden korrelierten Photostrom $i_{\text{photo,mod}} \propto 1/d_{\text{ToF}}^2$, während der unkorrelierte Signalanteil, z.B. durch Sonnenlicht, aufgrund der

	Größe	Wert	Fehler
PMD	C_{int}	600 fF	$\pm 20\%$
	ν_{ro}	0.78	$\pm 5\%$
	$A_{\text{sens,PMD}}$	4600 μm^2	$\pm 5\%$
LED	λ	625 nm	$\pm 10\ nm$
	$\lambda_{50\%}$	18 nm	$\pm 3\ nm$
Messung	T_{int}	40 ms	$\pm 10\ ns$
	$P_{\text{opt}}(\text{hell})$	29.1 $\frac{mW}{m^2}$	$\pm 10\%$
	$P_{\text{opt}}(\text{dunkel})$	96.8 $\frac{\mu W}{m^2}$	$\pm 10\%$
	$u_{\text{int,A}}(\text{hell})$	768 mV	$\pm 1\% \pm 500\ \mu V$
	$u_{\text{int,B}}(\text{hell})$	763 mV	$\pm 1\% \pm 500\ \mu V$
	$u_{\text{int,A}}(\text{dunkel})$	52.5 mV	$\pm 1\% \pm 500\ \mu V$
	$u_{\text{int,B}}(\text{dunkel})$	45.7 mV	$\pm 1\% \pm 500\ \mu V$
Rechnung	$P_{\text{opt}} = P_{\text{opt}}(\text{hell}) - P_{\text{opt}}(\text{dunkel})$	29 $\frac{mW}{m^2}$	$\pm 10\%$
	$P_{\text{PMD}} = P_{\text{opt}} \cdot A_{\text{sens,PMD}}$	133.6 pW	$\pm 11\%$
	$i_{\text{total}} = \frac{C_{\text{int}} \cdot (u_{\text{int,A}}(\text{hell}) + u_{\text{int,B}}(\text{hell}))}{T_{\text{int}} \cdot \nu_{\text{ro}}}$	29.4 pA	$\pm 21\%$
	$i_{\text{dark}} = \frac{C_{\text{int}} \cdot (u_{\text{int,A}}(\text{dunkel}) + u_{\text{int,B}}(\text{dunkel}))}{T_{\text{int}} \cdot \nu_{\text{ro}}}$	1.9 pA	$\pm 21\%$
	$i_{\text{photo}} = i_{\text{total}} - i_{\text{dark}}$	27.6 pA	$\pm 23\%$
Ergebnis	$R_s(\lambda = 625\ nm) = \frac{i_{\text{photo}}}{P_{\text{PMD}}}$	0.206 $\frac{A}{W}$	$\pm 26\%$

Tabelle 2.3: Fehlerrechnung am Beispiel der spektralen Empfindlichkeit

sich ebenfalls quadratisch ändernden, auf ein Pixel abgebildeten Fläche, konstant bleibt: Die Leistungsdichte des unkorrelierten Signals bleibt entfernungsunabhängig konstant, $i_{\text{photo,dc}} \neq f(d_{\text{ToF}})$ [Sch03]. Ist das beobachtete Objekt kleiner als das Sichtfeld eines PMD-Pixels, trifft nur noch ein Teil der in das Sichtfeld des Pixels abgestrahlten, modulierten Lichtleistung auf das Ziel. Der resultierende korrelierte Photostrom nimmt in Abhängigkeit der Entfernung mit der vierten Potenz ab: $i_{\text{photo,mod}} \sim 1/d_{\text{ToF}}^4$.

Entfernt sich in der Praxis ein Objekt konstanter Größe vom PMD-Sensor ist es zunächst größer als das Sichtfeld eines Pixels. Der modulierte Photostrom nimmt quadratisch mit der Entfernung ab. Füllt das Objekt das Sichtfeld ab einer bestimmten Entfernung nicht mehr vollständig aus, ändert sich die Abhängigkeit von der Entfernung entsprechend.

Reflektivität Variiert die Reflektivität des Messobjekts, ändern sich unkorrelierter und korrelierter Photostrom gleichermaßen. Das Signalverhältnis bleibt bestehen, jedoch ändert sich das Verhältnis zu dem stets vorhandenen Dunkelstrom, der ebenfalls einen

Anteil des unkorreliert wirkenden Gesamtstroms beschreibt.

Sendeleistung Die Änderung der korrelierten Signalleistung $P_{\text{opt,mod}}$ führt unmittelbar zu einer proportionalen Änderung des korrelierten Photostroms: $i_{\text{photo,mod}} \sim P_{\text{opt,mod}}$.

Empfangsoptik, numerische Apertur, Transmissionsfaktor Jegliche Verbesserung der optischen Eigenschaften wirkt sich gleichermaßen auf korreliertes und unkorreliertes optisches Signal aus.

Empfangsoptik, Filter Ein optimal an den Sender angepasster Filter reduziert störendes unkorreliertes Fremdlicht, während er den korrelierten Signalanteil ideal unbeeinflusst lässt.

Empfangsoptik, Brennweite Die Anpassung des Bildfeldes über eine geänderte Brennweite führt zu einer geänderten auf das Pixel abgebildeten Fläche. Unter der Annahme, dass die korrelierte Leistungsdichte in der Szene durch Anpassung der Sendeoptik und der numerischen Apertur konstant bleibt, ändert sich der unkorrelierte Anteil gleichermaßen wie das korrelierte Signal.

Fremd-/ Hintergrundlicht Eine Änderung der unkorrelierten Hintergrundlichtleistung führt unmittelbar zu einer Änderung des unkorrelierten Photostroms.

Temperatur Eine Änderung der PMD-Temperatur führt zu einer entsprechenden Änderung des Dunkelstroms und -rauschens. Der Dunkelstrom kann insbesondere bei hohen Temperaturen einen nicht zu vernachlässigbaren Anteil am Gesamtstrom beschreiben.

Demodulationskontrast, Demodulationseffizienz Die Steigerung des Demodulationskontrastes vergrößert den erfolgreich separierten Anteil des korrelierten Photostroms. Der Anteil des korrelierten Signals, der aufgrund des begrenzten Demodulationskontrastes unkorreliert aufgeteilt wird, trägt als unkorrelierter Anteil zu dem Gesamtstrom bei.

2.3 Umsetzung der Anforderungen in einer Messumgebung

Abbildung 2.2 zeigt die realisierte Umsetzung der beschriebenen Anforderungen an die Sensorcharakterisierung in einer geeigneten universellen Messumgebung in Form eines Blockschaltbilds.

Optische Signalführung

Um die optischen Abbildungseigenschaften konstant zu halten, erfolgt die PMD Ausleuchtung, im Gegensatz zu einem späteren entfernungsmessenden System, nicht über eine Reflektionsmessung, sondern durch Direktbestrahlung. Dazu wird das optische Signal eines modulierten Senders, die entfernungsbedingte Laufzeitverzögerung τ_{ToF} kann durch ein elektrisches Verzögerungsglied realisiert werden, über eine geeignete Optik in einen achsenparallelen Strahl mit hinreichend großem Querschnitt aufgeweitet. Der modulare Aufbau des Messplatzes erlaubt dabei den schnellen Austausch des gesamten Sendermoduls zu einer anderen Wellenlänge λ oder Signalform. Anschließend kann das modulierte und aufgeweitete Signal über ein Dämpfungsmodul, bestehend aus verschiedenen breitbandigen Neutralfiltern und Polarisatoren frei und senderunabhängig in seiner Intensität geregelt werden. Über einen im optischen Pfad integrierten Strahlteiler wird ein definierter Anteil des Signals zur Leistungsmessung und manuellen Steuerung sowie automatisierten Regelung auf eine kalibrierte Referenzmonitordiode geleitet. Der Strahlteiler ermöglicht gleichzeitig die Einkopplung eines zweiten Signals, z.B. unkorreliertes Hintergrundlicht, dessen Intensität über den Diodenstrom geregelt werden kann. Alternativ kann in dem Hintergrundlichtpfad ein zweites Dämpfungsmodul in Verbindung mit einer zusätzlichen modulierten Signalquelle integriert werden, um beispielsweise die Auswirkung korrelierter Störsignale experimentell zu ermitteln. Aufgrund der damit zunehmenden Weglänge muss dann jedoch ebenfalls eine achsenparallele Strahlformung vor der Filterung integriert werden, da die auf dem Sensor resultierende Leistungsdichte bei divergierenden Signalen entsprechend stark abnehmen würde. Durch Deaktivierung der jeweils anderen Signalquelle kann die entsprechende Leistung sequentiell über den gemeinsamen optischen Detektor, unter Berücksichtigung gemessener Übertragungsfaktoren, ermittelt werden. Zur Anpassung an die Wellenlänge der korrelierten Signalquelle kann auch die unkorrelierte Signalquelle modular ausgetauscht werden. Um in der Charakterisierungsumgebung das spätere System bestmöglich nachzubilden, ist die eingesetzte unkorrelierte Wellenlänge identisch mit dem korrelierten Sig-

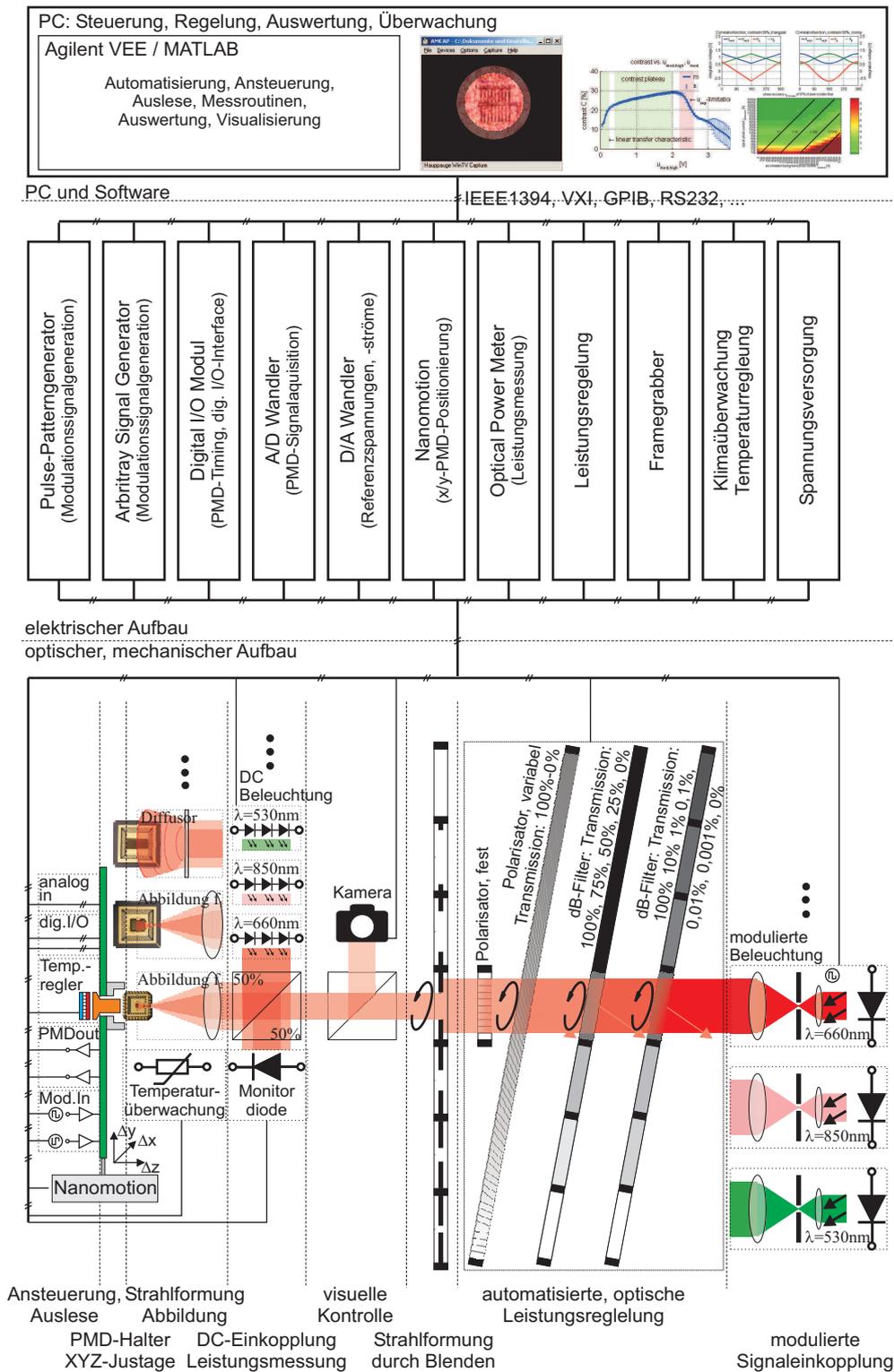


Abbildung 2.2: Blockschaftbild der PMD-Messumgebung

nal, oder breitbandiger mit vergleichbarer zentraler Wellenlänge. Zwar ist die Bestrahlung mit einem weiten Spektrum vorstellbar, z.B. dem Sonnenspektrum AM0 [WDS91], allerdings aufgrund der im System stets vorhandenen optischen Filter zur Hintergrundlichtreduzierung entsprechend applikationsfremd.

In Abhängigkeit der Charakterisierung und Sensorvariante können zwei verschiedene Methoden der PMD-Bestrahlung ausgewählt werden:

1. Abbildende Beleuchtung mit Lichtspotformung

Eine Auswahl an verschiedenen Blenden ermöglicht die Formung und Begrenzung des achsenparallelen Strahlengangs in Größe und Kontur. Über eine nachfolgende Optik kann die formgebende Blende mit wählbarem Vergrößerungsfaktor durch unterschiedliche Brennweiten auf dem PMD-Sensor abgebildet werden. Mit Hilfe der optionalen Kamera, auf die das vom PMD-Sensor reflektierte Signal ausgekoppelt wird, kann die genaue Spotposition und Schärfe der Abbildung kontrolliert werden. Allerdings geht durch die bildgebende Auskopplung auch ein Teil der modulierten Signalleistung verloren. Kann auf die visuelle Kontrolle nach erfolgter Justage verzichtet werden, ist eine entsprechende Leistungserhöhung durch Entfernung dieser Strahlauskopplung möglich. Durch die Kombination der gezielten Ausleuchtung von Teilbereichen mit kleinen Spotgrößen mit der Möglichkeit, präzise relative x/y -Verschiebungen des PMD-Sensors über den integrierten „Nanometer“ durchzuführen, können örtliche Abhängigkeiten innerhalb der PMD-Struktur charakterisiert werden.

2. Diffuse Flächenausleuchtung

Erfordert die Charakterisierung die homogene Ausleuchtung einer großen Fläche, z.B. bei Messungen an hochauflösenden Matrizen, kann die abbildende Optik gegen ein diffus streuendes Modul ausgetauscht werden. Da durch die eingesetzte Diffusorscheibe eine visuelle Kontrolle der Abbildung nicht mehr möglich ist, aufgrund der homogenen großflächigen Ausleuchtung ist eine genaue x/y -Positionierung der PMD-Matrix innerhalb des optischen Pfads allerdings auch nicht mehr notwendig, kann auf die Strahlauskopplung zur Kamera zwecks Erhöhung der modulierten Signalleistung verzichtet werden.

Der offene und modulare Aufbau ermöglicht die einfache Integration von zusätzlichen optischen Komponenten wie Filtern, Diffusorscheiben oder Blenden, sowie schnellen Photodioden zur Kontrolle der Verlaufsform des modulierten Signals. Um reflektionsbedingte Mischphasen zu verhindern, ist durch geeignete Streulichtfallen, absorbierende Strahlsenken und die gezielte Auskopplung von reflektierten Signalen zu gewährleisten,

dass diffuses Streulicht oder an Filtern gerichtet reflektierte Signale daran gehindert werden, über Umwege erneut in den optische Pfad einzukoppeln, siehe Abschnitt 2.4.1, und die Charakterisierung beeinflussen.

Damit zum Einen äußere Einflüsse, wie vorhandenes oder variierendes Hintergrundlicht, und zum Anderen die Gefährdung von Personen bei Einsatz nicht augensicherer optischer Leistungen ausgeschlossen werden können, ist der gesamte optische Aufbau, auch gegen Verunreinigung, in einer lichtdichten, gesicherten und absorbierend ausgekleideten Umgebung untergebracht.

Temperaturregelung und -überwachung

Um Abhängigkeiten der PMD-Eigenschaften von der Temperatur charakterisieren zu können, bzw. die Beeinflussung der Messung durch Temperaturschwankungen in der klimatisierten Messumgebung ausschließen zu können, sind in der Charakterisierungs-umgebung zwei unabhängige Temperatursensoren implementiert. Während ein fest installierter Sensor die Temperatur der Messumgebung erfasst und zur späteren Kontrolle in definierten Zeitintervallen zusammen mit der aktuellen Luftfeuchtigkeit protokolliert, kann optional ein zweiter Sensor in Verbindung mit einer Peltier-basierten Temperaturregelung in direktem Kontakt mit der Gehäuserückseite der PMD-Sensors integriert werden. Die Temperaturcharakterisierung erfolgt durch Erwärmung und Abkühlung der PMD-Sensorrückseite über einen geringen Wärmewiderstand, so dass ausschließlich die Sensortemperatur gezielt variiert wird, während die Direktbestrahlung der lichtsensitiven Fläche weiterhin problemlos möglich ist.

Der alternative Aufbau des PMD-Sensors in einer Klimakammer beinhaltet neben der Problematik der optischen Signalzuführung zudem, dass die Temperaturcharakterisierung stets in Kombination mit den verwendeten Modulationstreibern und weiterer Schaltungselektronik erfolgt, die sich in unmittelbarer Nähe des Sensors befinden und nicht außerhalb der Kammer realisiert werden können. Das Ergebnis wäre eine Charakterisierung des Gesamtsystems, die keine direkten Rückschlüsse auf die eigentlichen PMD-Eigenschaften zulässt.

Aufgrund der fehlenden Abkapselung des PMDs von der Umgebung bei rückseitiger Temperaturregelung lässt sich die Temperatur in der aktuell realisierten Charakterisierungsumgebung zwar problemlos auf mehr als $T=150^{\circ}\text{C}$ erhöhen, jedoch nicht unter ca. $T=10^{\circ}\text{C}$ absenken, ohne dass die Luftfeuchtigkeit der Messumgebung auf der Sensorfläche kondensieren und bei weiterer Absenkung $T<0^{\circ}\text{C}$ sogar vereisen würde.

Elektrische Signalzuführung

Damit eine möglichst universelle Charakterisierungsumgebung entsteht, die es erlaubt unterschiedliche Sensorgenerationen mit leicht variierender Pinbelegung in immer der gleichen Testplatine einzusetzen, um dadurch Einflüsse verschiedener Platinenlayouts auf das Charakterisierungsergebnis ausschließen zu können, besteht die Platinenfunktion nahezu ausschließlich aus der passiven Zuführung der Signale. Neben der Stabilisierung von Referenzspannungen sind lediglich aktive Treiberschaltungen für die Modulationszuführung und als Leitungstreiber zu den externen A/D-Wandlern vorgesehen. Die Modulationstreiber sind insbesondere bei hohen kapazitiven Lasten von Matrixanordnungen zwingend in der Nähe des PMD-Sensors vorzusehen, da die Signalzuführung möglichst niederohmig erfolgen sollte. Da zudem große Ströme hochfrequent geschaltet werden, kann die Antennenwirkung langer Signalleitungen zu entsprechend hohen Störungen (EMV) führen. Durch den Einsatz der Leitungstreiber wird die kapazitive Last der A/D-Wandler-Zuleitung nicht direkt an die sensorinternen Ausgangstreiber angeschlossen. Außerdem ermöglichen sie durch eine Pegelanpassung die optimale Aussteuerung des Wandelbereichs.

Universelle Signalgenerierung

Sowohl die Signalgenerierung in Form der Modulationssignale, Referenzspannungen, digitaler Steuersignale und der Spannungsversorgung, als auch die Messwerterfassung erfolgt über eine Reihe unterschiedlicher programmierbarer Generatoren und A/D-Wandler, wodurch eine flexible Ansteuerung und Auslese der PMD-Matrix ermöglicht wird. Abweichende Signale, z.B. invertierte Logik, verschiedene Referenzspannungen oder geänderte Timingabläufe können so ohne Hardwareeingriff softwareseitig umgesetzt werden.

Steuerung, Regelung und Automatisierung

Die Ansteuerung der zahlreichen Einzelkomponenten erfolgt über eine gemeinsame Programmieroberfläche, alternativ aus *Agilent VEE* oder *MATLAB*. Während *Agilent VEE* als graphische Programmieroberfläche optimiert zur Messdurchführung die einfache Anbindung von Geräten und intuitive Kombination von existierenden Programmblöcken zu komplexen und automatisierten Messabläufen erlaubt, dient *MATLAB* insbesondere bei großen Messdaten der Algorithmenentwicklung, sowie der Analyse und zwei- bzw.

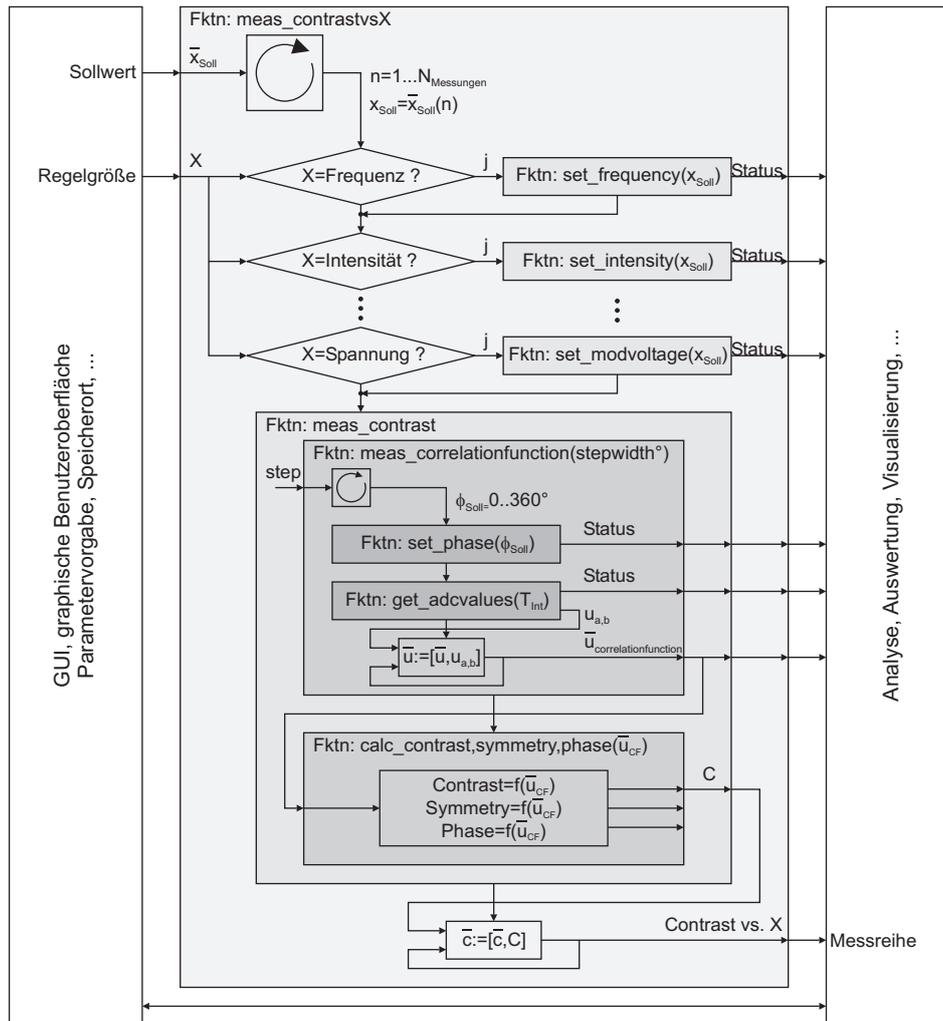


Abbildung 2.3: Blockschaubild der Messroutine Kontrastmessung

dreidimensionalen Visualisierung der Messergebnisse.

Um eine hohe Wiederverwertbarkeit durch die einfache Kombination von Programmblöcken zu automatisierten Standardmessroutinen zu ermöglichen, basiert auch die softwareseitige Realisierung auf modularen Funktionen. Abbildung 2.3 zeigt dies am Beispiel einer vereinfacht dargestellten Messroutine zur Kontrastcharakterisierung. Neben dem skizzierten Charakterisierungsablauf ist die zugehörige graphische Benutzeroberfläche aufgeführt, die insbesondere bei häufig wiederkehrenden Messabläufen die einfache menügeführte Durchführung ermöglicht. Die Analyse und Visualisierung der Messung dient sowohl der Interpretation durch den Benutzer, als auch in Form von zurückfließenden Ergebnissen als Grundlage für nachfolgende Charakterisierungen. So kann nach erfolgter Arbeitspunktbestimmung die anschließende Messung ohne Benutzereingabe mit optimaler Modulationsspannung erfolgen.

2.4 Mechanische und optische Komponenten

Abbildung 2.4 zeigt verschiedene Ansichten und Detailbetrachtungen der realisierten Charakterisierungsumgebung [ASU05].

2.4.1 Strahlführung und Homogenität der Ausleuchtung

Die Schwierigkeit der homogenen Ausleuchtung liegt in der Größe der PMD-Matrizen begründet, deren Kantenlänge bei einigen Sensoren mehr als zehn Millimeter beträgt. Um eine einfache Positionierung des Sensors in dem optischen Pfad zu gewährleisten, ist daher eine Fläche von mehr als 200 mm^2 homogen auszuleuchten. Abbildung 3.55 (a) zeigt die Homogenität der Ausleuchtung am Beispiel der gemessenen Empfindlichkeit eines PMD-Arrays von 30.72 mm^2 . Gleichzeitig ist durch den senderseitigen Kompromiss aus maximal möglicher Leistung und maximal erzielbarer Modulationsfrequenz eine ver-

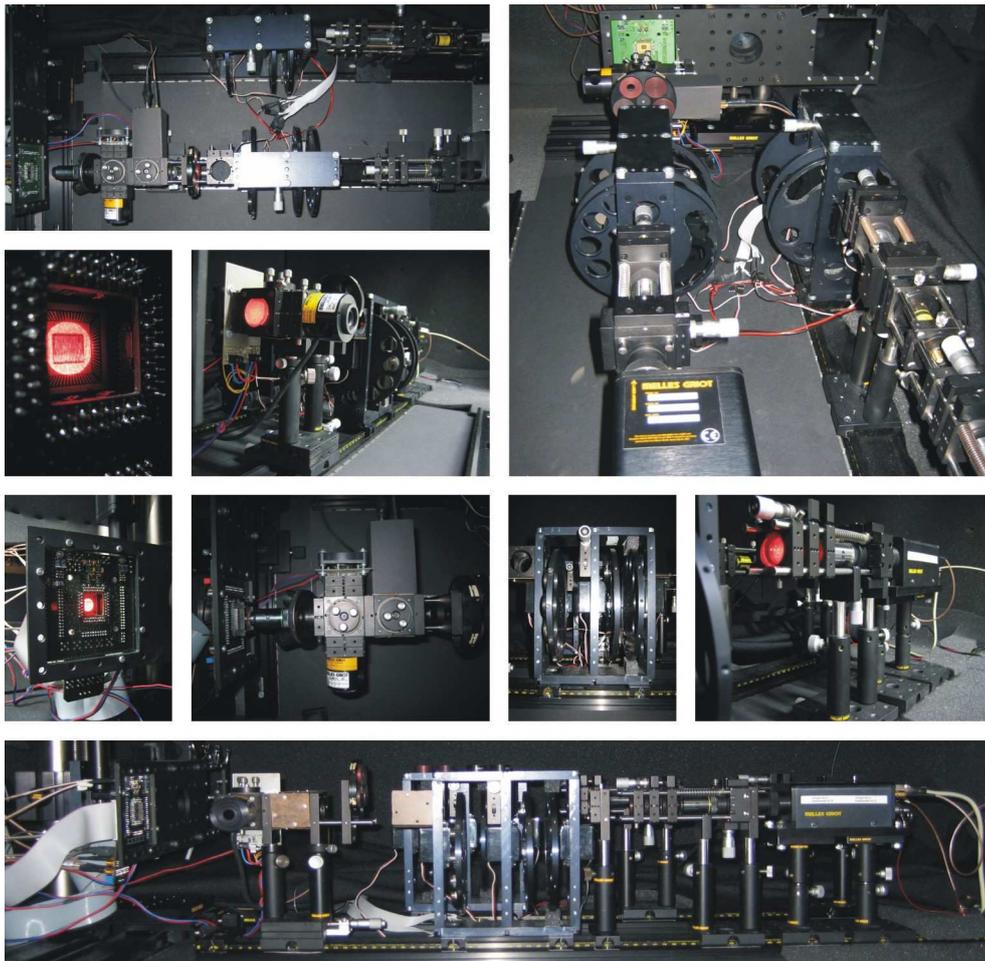


Abbildung 2.4: Fotos der PMD-Charakterisierungsumgebung

lustarme effiziente Strahlformung anzustreben. Sind die diffusen Anteile des optischen Signals groß, nimmt die resultierende Leistungsdichte erheblich mit der Weglänge ab. Zudem können Signale, die den optischen Pfad unkontrolliert verlassen durch Reflexionen in der Umgebung erneut in den optischen Pfad einkoppeln, und in Abhängigkeit der Signalstärke das Charakterisierungsergebnis entsprechend verfälschen. Abbildung 2.5 (a) zeigt die resultierende gemessene Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}} = f(i_{\text{photo,mod}})$ in Abhängigkeit der Signalintensität für unterschiedlich gerichtete Signalreflexionen durch verschiedene Winkelstellungen der Filterräder, symbolisch dargestellt in Abbildung 2.5 (b).

Neben der resultierenden Mischphase, verursacht durch die Überlagerung verschiedener Reflexionen mit unterschiedlicher Signallaufzeit, ist eine erhebliche Phasenbeeinflussung erkennbar, wenn das reflektierte Signal in das eingesetzte Lasermodul einkoppelt. Mögliche Ursachen dafür liegen, neben Reflexionen, in der Störung der lasermodulinternen Regelschleife, die die Sendeleistung über eine eigene Monitordiode konstant hält. Ändert sich die optische Leistung, ändert sich die Temperatur des Moduls und somit auch die Phasenlage und Form des Signals, z.B. durch eine geänderte Flankensteilheit. Durch die Rückkopplung ist darüber hinaus die Anregung anderer Moden möglich. Obwohl der gemessene intensitätsabhängige Phasenfehler allein durch Eingriffe in den optischen Aufbau durch gerichtete Reflexionen in Verbindung mit Streulichtfallen und absorbierenden Materialien stark reduziert und eine weitere Verbesserung nicht erzielt werden konnte, kann der Messplatz als mögliche Ursache der verbleibenden Abhängigkeit nicht ausgeschlossen werden. Der dargestellte intensitätsabhängige Verlauf (angle 3) entspricht jedoch dem Verlauf einer alternativ realisierten Reflektionsmessung ohne Filterräder, mit abbildender Optik und diffuser Ausleuchtung von homogenen Oberflächen mit unterschiedlichem Reflektionsfaktor.

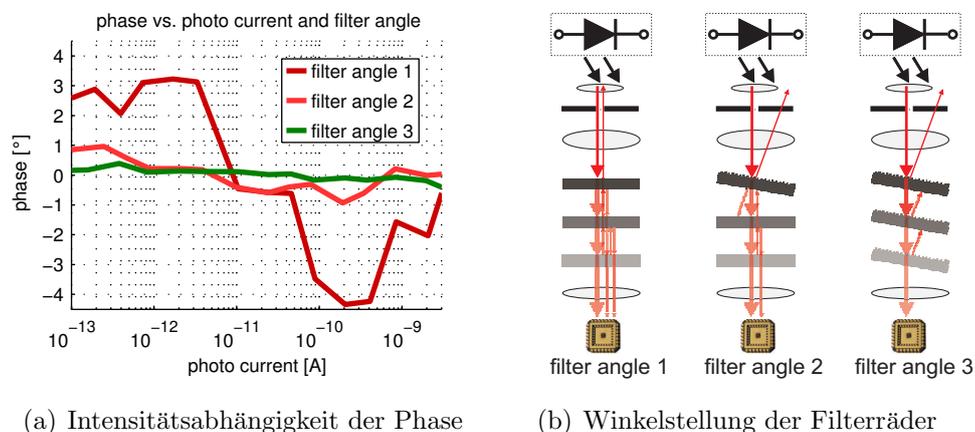


Abbildung 2.5: Beeinflussung der Phasenmessung durch Reflexionen an Filtern

2.4.2 Phasenlage und Signalintensität

Neben den konstanten Abbildungseigenschaften der Direktbestrahlung liegt ein weiterer Vorteil gegenüber einem Reflektionsaufbau mit fester Sendephase und beweglichem Reflektionsobjekt in der Möglichkeit, Phasenlage und Signalintensität der modulierten sowie unkorrelierten Beleuchtung unabhängig voneinander einstellen zu können. Während die Phasenlage in der realisierten Umgebung frei durch das elektrische Signal eingestellt werden kann, würde eine Änderung der Laufzeit τ_{ToF} durch eine vergrößerte Weglänge d_{ToF} , unter Annahme einer lambertschen Reflektion [Jah01], gleichzeitig in einer quadratisch mit der Entfernung abnehmenden Signalleistung resultieren: $P_{\text{opt}} \sim 1/d_{\text{ToF}}^2$ (bzw. $P_{\text{opt}} \sim 1/d_{\text{ToF}}^4$), siehe Kapitel 2.2.4.

2.4.3 Regelung der optischen Signalleistung

Die Anforderung an die optische Leistungseinstellung besteht darin, die eigentliche Verlaufsform des Modulationssignals, unabhängig von der Intensität, unverändert konstant zu halten. Eine Änderung der Signalform würde unmittelbar zu einer geänderten Korrelationsfunktion führen. Die Ursache einer gemessenen Änderung der detektierten Phase, des Demodulationskontrastes oder der Symmetrie kann folglich nicht mehr ausschließlich auf die Intensität zurückgeführt werden.

Grundsätzlich kann die Leistung über den Diodenstrom geregelt werden, allerdings würde sich neben der Intensität auch die Temperatur, und in Folge dessen die Wellenlänge und das Rauschen des Senders ändern. Darüber hinaus kann der geforderte Dynamikbereich allein durch den Diodenstrom kaum abgedeckt und ein Einfluss auf die Flankensteilheit und Phasenlage des transmittierten Signals nicht ausgeschlossen werden. Um dennoch Phasenmessungen in mm- bzw. ps-Genauigkeit durchzuführen zu können, oder die Aufnahme einer Korrelationsfunktion mit konstanter Flankensteilheit zu ermöglichen, bleibt der Sender während der Charakterisierung unangetastet. Die Regelung der modulierten optischen Leistung erfolgt über eine Kombination aus Neutralfiltern, die eine grobe Einstellung der Dämpfung ermöglichen, und Polarisationsfiltern, die zur Feinjustage stufenlos gegeneinander gedreht werden können.

Die Leistungseinstellung über breitbandige Neutralfilter basiert auf zwei Filterrädern, von denen ein Rad Transmissionsfaktoren von 100 %, 10 %, 1 %, 0.1 %, 0.01 %, 0.001 % und 0 aufweist, während über das zweite Rad die Zwischengrößen 100 %, 75 %, 50 %, 25 % ermöglicht werden.

Die Feineinstellung erfolgt über den, durch die relative Winkelstellung φ_{pol} frei wählba-

ren, Transmissionsfaktor τ_{pol} des Polarisationsfilterpaares, bestehend aus Polarisator und Analysator, nach dem Malusschen Gesetz [Hec89] zu:

$$\tau_{\text{pol}}(\varphi_{\text{pol}}) = \begin{cases} \tau_0 \cdot \cos^4(\varphi_{\text{pol}}) & : \text{für polarisierte Sendemodule} \\ \tau_0 \cdot \cos^2(\varphi_{\text{pol}}) & : \text{für unpolarisierte Sendemodule} \end{cases} \quad (2.12)$$

$$\delta_{\text{pol}} = 1 - \tau_{\text{pol}} \quad (2.13)$$

mit

$\delta_{\text{pol}}(\varphi_{\text{pol}})$ = Dämpfungsfaktor der Polarisationsfilterkombination

$\tau_0 = 0.45$ = Transmissionsfaktor, beide Polarisationsfilter parallel: $\varphi_{\text{pol}} = 0^\circ$

Aufgrund der zum Teil polarisationsabhängigen Aufteilungseigenschaft der verwendeten Strahlteiler ist der feste Polarisator, auch bei Einsatz eines bereits polarisierten Sendesignals, unmittelbar vor der Ein-/Auskopplung vorzusehen. Die Aufteilungseigenschaft bleibt dadurch unabhängig von der Winkelstellung des variablen Polarisators konstant. Der realisierte Aufbau ermöglicht die zuverlässige Regelung der optischen Leistung auf weniger als 1 % des geforderten Zielwerts.

Da die theoretisch vollständige Dämpfung des Signals, wenn die Polarisatoren orthogonal zueinander stehen, in der Praxis nicht ideal gegeben ist, und zudem die Polarisatorpositionierung über den Drehaktuator extrem genau erfolgen muss wenn die Räder unter annähernd $\varphi_{\text{pol}} = 90^\circ$ stehen, wird der Dynamikumfang der Polarisatorkombination in der Praxis nicht vollständig ausgenutzt. Obwohl mit der eingesetzten Filteranordnung ein Dämpfungsfaktor von $\delta(\varphi_{\text{pol}} = 90^\circ)|_{\text{max}} > 99.98\%$ erzielt werden kann, werden über die automatisierte Regelung nur Werte innerhalb eines nach Gleichung 2.14 definierten Intervalls zugelassen. Höhere Dämpfungsfaktoren lassen sich zuverlässiger über die winkelunabhängigen Neutralfilter erzielen.

$$0.5\% = \delta_{\text{pol,min}} \leq \delta_{\text{pol}}(\varphi_{\text{pol}}) \leq \delta_{\text{pol,max}} = 99.5\% \quad (2.14)$$

Der über das Gesamtdämpfungsmodul erzielte Transmissionsfaktor kann somit über neun Dekaden stufenlos von $\tau_{\text{opt}} \approx 10^{-9}$ bis $\tau_{\text{opt}}=0.45$ variiert werden. Eine nahezu beliebige Erweiterung ist durch den Einsatz zusätzlicher Filterräder oder weiterer Neutralfilter(-räder) problemlos möglich.

Abbildung 2.6 zeigt das Ablaufdiagramm der automatisierten Regelung der optischen Leistung. Unabhängig, ob die Regelgröße in Form der Leistung, der Leistungsdichte oder des Photostroms gegeben ist, erfolgt die Regelung iterativ über einen stets neu ermittelten Korrekturfaktor k . Kann der berechnete einzustellende Transmissionfaktor

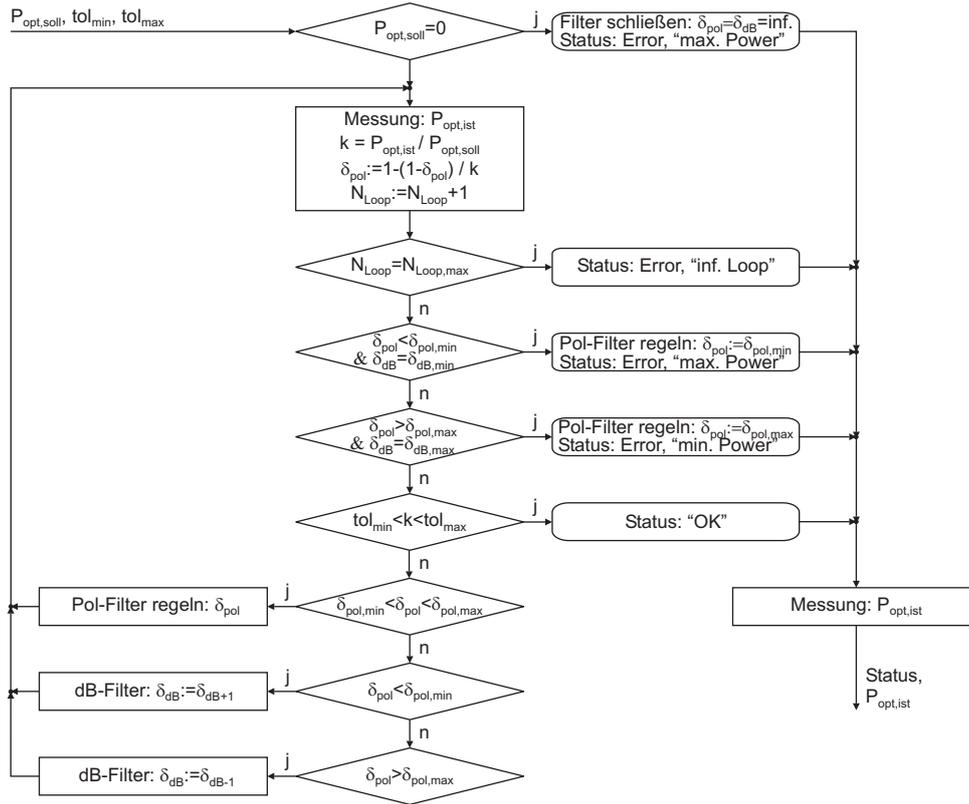


Abbildung 2.6: Regelung der optischen Signalleistung

nicht über den Polarisationsfilter τ_{pol} erzielt werden, wird zunächst ein besser geeigneter Neutralfilter ausgewählt. Die Regelschleife endet mit einer Statusmeldung, wenn die Leistung hinreichend genau eingestellt ist, die geforderte Leistung außerhalb des Dynamikbereichs liegt oder nach einer maximal zulässigen Iterationszahl nicht erzielt werden konnte.

Obwohl die Regelung auf der analytischen Beschreibung der Transmissionskennlinie der Polarisationsfilter beruht $\tau_{\text{pol}} \sim \cos^{2(4)}(\varphi_{\text{ToF}})$, ist die Regelung auch dann erfolgreich, wenn der Verlauf von der idealen erwarteten $\cos^{2(4)}$ -Form abweicht, solange er zwischen $\varphi_{\text{pol}} = 0^\circ$ und $\varphi_{\text{pol}} = 90^\circ$ einen streng monoton fallenden Verlauf beschreibt. Es wächst lediglich die Anzahl der benötigten Iterationen. Gegenüber einer einfachen Intervallschachtelung kennzeichnet die realisierte Regelung eine wesentliche kürze Regelzeit und die Toleranz gegenüber Messfehlern. Selbst wenn der Messwert eines Regelzyklus z.B. durch äußere Einflüsse extrem verfälscht wird, führt die Regelung weiterhin zu dem richtigen Ergebnis. Auf Basis von mehr als 32 000 zufällig über den gesamten Dynamikbereich gewählten Zielphotoströmen, konnte die Wahrscheinlichkeit einer fehlgeschlagenen Regelung mit $\rho \leq 0.12\%$ ermittelt werden.

Im Gegensatz zu der Regelung des modulierten optischen Signals $P_{\text{opt,mod}}$ durch Filter-

scheiben, damit eine Beeinflussung der Signalform ausgeschlossen werden kann, kann die Leistung des unkorrelierten Signals $P_{\text{opt,dc}}$ direkt über die DC-Stromversorgung eines Diodenarrays gesteuert werden. Die Regelung kann alternativ über eine einfache Intervallschachtelung oder die in einer *Look Up Table* (LUT) abgelegte Diodenkennlinie des verwendeten Diodenarrays erfolgen. Dabei muss jedoch das Temperaturverhalten des Sendemoduls berücksichtigt werden, da sich die optische Leistung bei sich langsam erwärmenden oder abkühlenden LEDs erheblich ändern kann.

2.5 Elektrische und elektrooptische Komponenten

Neben der passiven Verteilung der analogen Referenzspannungen und digitalen Steuersignale liegt die Hauptfunktion der Testplatine in der Generierung und Zuführung des elektrischen Gegentakt-Modulationssignals.

2.5.1 Elektrische Modulationssignalerzeugung

Anforderungen an den PMD-Modulationstreiber

Aufgrund der kapazitiven Last der Modulationsgates C_{mod} entsteht in Verbindung mit den Zuleitungswiderständen ein RC-Glied mit begrenzter Anstiegs- und Abfallzeit. Tabelle 2.4 zeigt die resultierende maximale Frequenz einer Rechteckmodulation für typische Zuleitungswiderstände R_{mod} , mit der Bedingung, dass der Spannungspegel nach Umschaltung seinen Endwert nach einem sechstel der gesamten Modulationsperiode T_{mod} zu 95 % $\hat{=} 3\tau$ erreicht haben soll, für ein einzelnes Testpixel im Vergleich zu einer Matrixanordnung mit 3 072 PMD Pixeln.

	R_{mod}	C_{mod}	$t_{\text{rise=fall}} \stackrel{!}{=} 3\tau$	$f_{\text{mod,max}} \leq \frac{1}{6 \cdot (t_{\text{rise=fall}})}$
1x PMD	50 Ω	500 fF	$3 \cdot R_{\text{mod}} \cdot C_{\text{mod}} = 75 \text{ ps}$	$f_{\text{mod,max}} \leq 2222 \text{ MHz}$
3k-Array*	50 Ω	4 · 300 pF	$3 \cdot R_{\text{mod}} \cdot C_{\text{mod}} = 180 \text{ ns}$	$f_{\text{mod,max}} \leq 0.925 \text{ MHz}$
3k-Array**	6 Ω	1 · 300 pF	$3 \cdot R_{\text{mod}} \cdot C_{\text{mod}} = 5.4 \text{ ns}$	$f_{\text{mod,max}} \leq 30.8 \text{ MHz}$

(*) 50 Ω -Zuleitung / 4 HF-Sektionen; (**) 4x 6 Ω -Treiber / 4 HF-Sektionen

Tabelle 2.4: Treiber- und zuleitungsbedingte maximale Modulationsfrequenz

Während die resultierende maximale Modulationsfrequenz für das Einzelpixel trotz 50 Ω -Zuleitungswiderstand hinreichend groß ist, wird offensichtlich, dass das Modulationssignal einer Matrix über geeignete HF-Treiberschaltungen entsprechend niederohmig und

nach Abbildung 2.7 separat für die einzelnen HF-Sektionen zugeführt werden sollte. Neben dem wirksamen Zuleitungswiderstand R_{mod} müssen bei der Treiberdimensionierung auch die Leistung und der damit verbundene Strom i_{mod} berücksichtigt werden, der benötigt wird, um die kapazitive Last C_{mod} hinreichend schnell umzuladen.

Symmetrische Modulationssignalzuführung

Aufgrund der sehr hohen Spitzenströme im Moment des Umschaltens, die zu sehr hohen Stromdichten führen, wird die HF-Zuführung bei Matrixanordnungen bereits sensorseitig in vier getrennte Sektionen (*Modulation Quadrants*) mit entsprechend geringerer kapazitiver Last unterteilt. Die Zuführung und Aufteilung des Gegentakt-Modulationssignals auf die 2x 4 Eingänge erfolgt nach Gleichung 2.15 und 2.16 platinenseitig über eine sowohl in Weglänge l_{mod} , als auch Zuleitungswiderstand R_{mod} symmetrisch realisierte Baumstruktur, siehe Abbildung 2.7. Dadurch wird ein Phasenversatz zwischen den verschiedenen Modulationssektoren der Matrix verhindert, der im resultierenden 3D-Bild eine sprunghafte, aber konstante Entfernungsänderung bewirken würde, siehe Abbildung 3.54. Aufgrund der auf etwa die halbe Lichtgeschwindigkeit reduzierten Signalausbreitungsgeschwindigkeit auf der FR4-Platine resultiert eine abweichende Zuleitungslänge in etwa dem doppelten Entfernungsoffset.

Abweichende Zuleitungsimpedanzen können zu sektorabhängig variierenden Anstiegs- und Abfallzeiten und somit neben einem Phasenoffset zu einem unterschiedlichen Frequenzverhalten führen.

In Abhängigkeit der geforderten Modulationsfrequenz in Verbindung mit der begrenzten

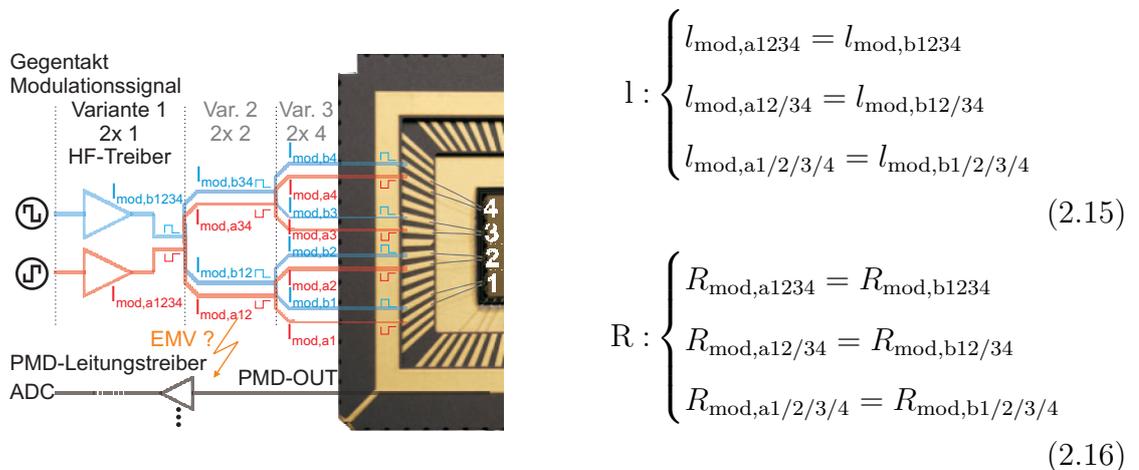


Abbildung 2.7: Symmetrische Zuführung der PMD-Gegentaktmodulation

Treiberleistung kann pro Modulationssignal, weiterhin unter Berücksichtigung der Symmetrie, ein allen Sektoren gemeinsamer bzw. zwei oder vier separate Treiber vorgesehen werden, dargestellt als Variante 1-3 in Abbildung 2.7. Da das Verhalten verschiedener Bausteine jedoch bereits herstellungsbedingt streuen kann, können trotz symmetrischer Signalzuführung Phasenunterschiede auftreten, wenn sektorabhängig separate HF-Treiber eingesetzt werden.

Qualität des elektrischen Modulationssignals

Da die Modulationssignale als Eingangssignale des Mischprozesses das Korrelationsergebnis direkt beeinflussen, ist das Ergebnis einer Charakterisierung unmittelbar von der Qualität der Modulationssignale abhängig. Ideale elektrische und optische Modulationssignale ermöglichen auf Basis des Korrelationsverhaltens Rückschlüsse, die ausschließlich auf die PMD-Mischfunktionalität zurückgeführt werden können. Weicht die Signalform des Korrelationssignals trotz ideal rechteckförmiger oder kosinusförmiger Ansteuersignale von dem Dreieck-, bzw. Kosinusverlauf ab, liegen die Ursachen in der PMD-Performance begründet.

Erfolgt bereits die Gegentaktmodulation mit einem asymmetrischen Puls-/Pauseverhältnis $\neq 50/50$ oder einer anders gearteten Symmetrieabweichung, z.B. in Form unterschiedlicher Überschwinger oder abweichender Anstieg- t_{rise} und Abfallzeit t_{fall} , werden korrelierte wie unkorrelierte Signalanteile während der Integrationszeit bevorzugt in einem Auslesezug gemischt. Trotz der Kompensation beidseitig vorhandener DC-Anteile durch eine optionale sensorinterne aktive Hintergrundlichtunterdrückung wird die Signaldynamik erheblich reduziert, da die Integrationskapazität eines Kanals bei hinreichend langer Integrationszeit vorzeitig gesättigt wird. Insbesondere bei sehr hohen unkorrelierten Hintergrundlichtsignalen, die das korrelierte Signal um bis zu Faktor 10 000 übersteigen können, reicht dazu bereits eine kleine Asymmetrie in der Gegentaktmodulationszuführung aus.

Während ein konstant fehlerhaftes Tastverhältnis der Modulation zu einer reduzierten Dynamik führt, verursacht ein variables Tastverhältnis, das sich in Abhängigkeit der zur Berechnung einer Entfernung benötigten einzelnen Abtaststellen der Korrelationsfunktion ändert, darüber hinaus ein falsches, intensitätsabhängiges Ergebnis. Unkorrelierte Signale werden stützstellenpositionsabhängig unterschiedlich aufgeteilt, so dass es zur Ausbildung einer sogenannten Scheinkorrelationsfunktion (*Pseudo Correlation Function*) kommt, deren Auswertung in einer fester Scheinphase φ_{PCF} resultiert. Die Amplitude der Scheinkorrelationsfunktion ist direkt mit der Intensität des unkor-

relierten Signals und der Abweichung von dem idealen Tastverhältnis verbunden. In Abhängigkeit der Phasendifferenz zwischen tatsächlicher Phase φ_{ToF} und der Phasenlage der Pseudokorrelationsfunktion φ_{PCF} und des Intensitätsverhältnisses überlagern sich beide Korrelationsfunktionen zu einer Mischphase. Abbildung 2.8 zeigt die simulierte Auswirkung eines asymmetrischen Tastverhältnisses eines einzigen Abtastpunktes einer 4-Phasenmessung auf den resultierenden Phasenfehler $\epsilon_{\varphi_{\text{ToF}}}$ in Abhängigkeit der relativen Phasenverschiebung zwischen Pseudokorrelationsfunktion und realer Korrelationsfunktion für verschiedene Signalverhältnisse. Als Grundlage dient das in Kapitel 4.1 beschriebene PMD-Simulationsmodell.

Das Entstehen einer Pseudokorrelationsfunktion wird häufig durch eine Beeinflussung des elektrischen Gegentaktmodulationssignals über das phasenverzögerte Steuersignal der aktiven Beleuchtung durch Überkopplung, korrelierte Spannungseinbrüche etc. oder jede zur elektrischen Modulation oder der Stützstellenmessung korrelierte Störung verur-

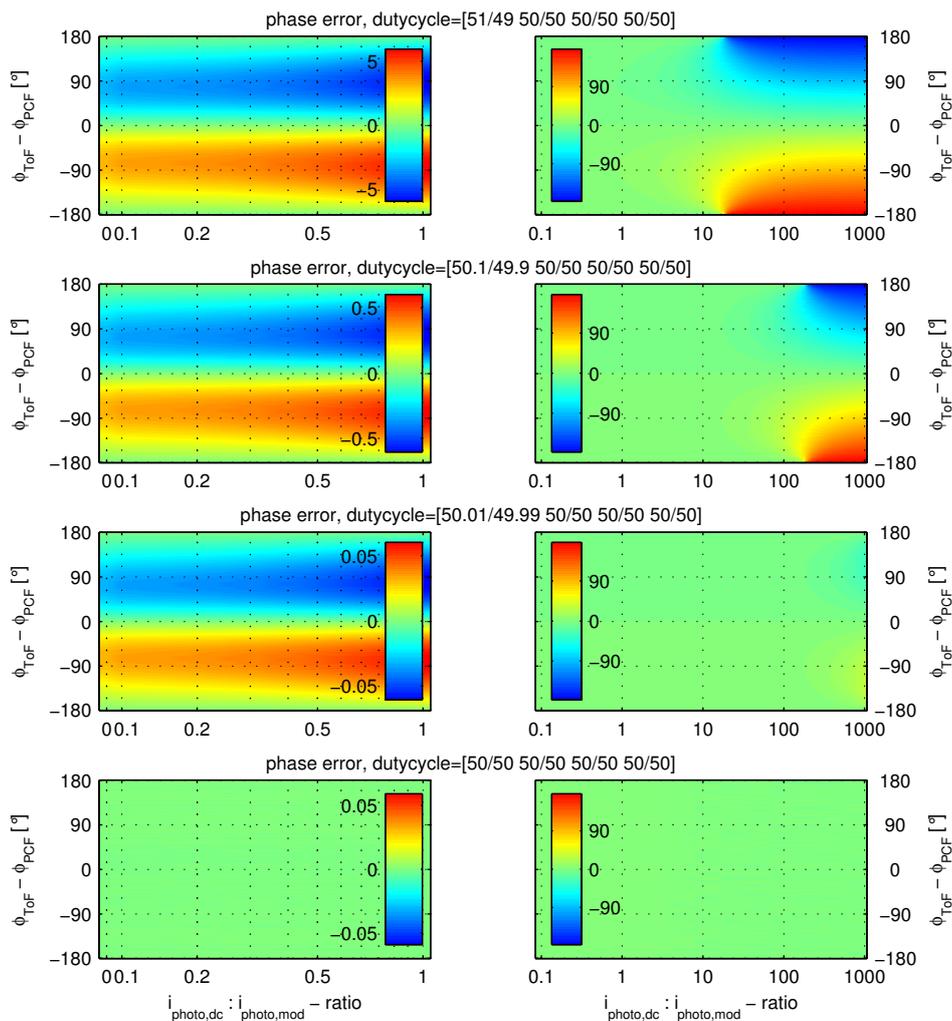


Abbildung 2.8: Phasenfehler durch Pseudokorrelationsfunktion

sacht. Eine Kontrolle, ob eine Scheinkorrelationsfunktion vorhanden ist, kann mit einer ausschließlich unkorrelierten Beleuchtung durchgeführt werden. Ist die berechnete Phase der resultierenden Korrelationsfunktion auf Basis einer hinreichend großen Anzahl an Messungen nicht stochastisch über den gesamten Eindeutigkeitsbereich verteilt, ist eine, die Phasenmessung beeinflussende, Pseudokorrelationsfunktion vorhanden.

Störausstrahlung und -resistenz, EMV

Neben der Symmetrie der Modulationszuführung und -form ist auch das EMV-Verhalten der Platine hinsichtlich Störausstrahlung und Störresistenz zu optimieren. Die Schwierigkeit liegt darin, das Modulationssignal mit Spitzenströmen von dreistelligen Milliampere sowie das Ausgangssignal so zu schirmen, dass eine Beeinflussung der Ausgangsspannungen durch elektromagnetisches Übersprechen vermieden werden kann. Zur Verdeutlichung: Während eingangsseitig hunderte Milliampere im Megahertztakt, bei Rechteckmodulation mit entsprechend hohen Oberwellen, geschaltet werden, werden innerhalb des Sensors wenige Mikrometer von der HF-Zuführung entfernt Femtoampere gemischt und zu Mikrovolt integriert. Diese werden anschließend mit bis zu drei Megasamples pro Sekunde wenige Millimeter von der Modulationssignalgenerierung entfernt ausgelesen.

Zusätzlich zu der passiven Schirmung der Modulationssignale und PMD-Ausgangssignale durch eine geeignete Masseführung, die der Ausbildung elektromagnetischer Felder entgegenwirkt, und der orthogonalen Führung der PMD-Ausgänge zu der HF-Zuführung, erfolgt, eine parallele Modulationssignalführung vorausgesetzt, bereits durch den Gegentaktmodulationsbetrieb eine destruktive Überlagerung der Störsignalfelder.

Zudem ist das Layout durch die parallele Signalführung der PMD-Ausgangssignale so ausgelegt, dass sich vorhandene Störgrößen gleichermaßen auf beide Signalleitungen auswirken. Die zueinander korrelierten überlagerten Störgrößen werden durch die anschließende Differenzbildung nach erfolgter A/D-Wandlung weitgehend eliminiert: *Correlated Balanced Sampling*.

2.5.2 PMD-Ansteuerung und Auslese

Aufgrund des universellen Aufbaus, der u. a. die ausschließliche Temperaturregelung des PMDs und die Wiederverwertbarkeit zahlreicher Komponenten durch verschiedene Messplatinen ermöglicht, befindet sich die Analog-Digital-Umwandlung nicht in unmittelbarer Nähe des Sensor auf der Testplatine, sondern außerhalb der Messumgebung.

Da die kapazitive Last der benötigten geschirmten Leitungszuführung, insbesondere bei hohen Auslesegeschwindigkeiten, nicht von den PMD-internen Ausgangstreibern getrieben werden kann, erfolgt eine Impedanzwandlung der PMD-Ausgangssignale über eine hinreichend schnelle Treiberschaltung mit gleichzeitiger Anpassung an den Wandelbereich des AD-Wandlers.

Die Steuersignale des PMD-Sensors für Reset, Integration, Modulation, relativer Phasenverschiebung, Hold und die für die Auslese benötigten Steuersignale erfolgt frei programmierbar in Geschwindigkeit, zeitlicher Abfolge und Signalamplitude in Form von Pattern-Generation. Auslesegeschwindigkeit, Wandelzeitpunkt, Matrixgröße, Signalpegel, usw. lassen sich somit ohne Hardwareeingriff ändern. Auch die gezielte Auslese von relevanten Teilbereichen einer Matrix, sogenannten ROIs (*Region of Interest*), ist zur Reduzierung des Datenvolumens möglich.

2.5.3 Optische Signalgenerierung

Aufgrund des PMD-internen Mischprozesses von optischem und elektrischem Signal müssen an die optischen Signale die gleichen Qualitätsanforderungen gestellt werden wie an die elektrische Gegentaktmodulation. Im Gegensatz zu der elektrischen Modulation werden DC-Offset und Modulationsamplitude aufgrund der hohen Signaldynamik separat generiert und anschließend überlagert, um eine gegenseitige Beeinflussung auszuschließen. Alternativ ist die Signalgeneration mit nur einer analog modulierbaren Quelle möglich, indem die optische Leistung nicht zwischen Null und benötigtem Pegel vollständig durchmoduliert, sondern zwischen unterem und oberem Pegel geschaltet wird. So liefert das Schalten zwischen $P_{\text{opt,low}} = 80\% \cdot P_{\text{max}}$ und $P_{\text{opt,high}} = 81.6\% \cdot P_{\text{max}}$ der maximal verfügbaren Leistung P_{max} mit einem 50/50-Tastverhältnis ein Signal-Hintergrundlicht-Verhältnis von 1 : 100 mit 0.8% der Maximalleistung als mittlerer korrelierter Signalleistung $P_{\text{opt,mod}}$ und 80% als unkorrelierter Hintergrundlichtleistung $P_{\text{opt,dc}}$. Da korrelierte und unkorrelierte Signalanteile nicht unabhängig durch optische Filter geregelt werden können, muss der gesamte Dynamikumfang bereits senderseitig abgedeckt werden können. Ist einer kleinen Signalamplitude ein vielfach höherer DC-Sockel überlagert, werden aufgrund der exponentiellen Diodenkennlinie zudem sehr präzise Modulationsspannungen als Steuersignal benötigt. Durch die entsprechende Änderung des Arbeitspunktes und der geänderten Sendeleistung kann eine Variation der Signalform, z.B. in Flankensteilheit, Rauschen und Phasenlage nicht ausgeschlossen werden.

Modulierte optische Signalgeneration

Die alternative Leistungseinstellung über optische Filter ermöglicht ein einmalig durch Anpassung des Arbeitspunktes in Form und Leistung optimiertes, qualitativ hochwertiges optisches Modulationssignal.

Um eine Beeinflussung des Gegentaktmischvorgangs durch Einschwingeffekte der modulierten Beleuchtung aufgrund von Aufwärmvorgängen oder der für Lasermodule typischen internen Regelung der optischen Leistung sowie durch Modensprünge auszuschließen, ist vor der eigentlichen Integrationsphase eine ausreichend lange Vorlaufzeit vorzusehen.

Sofern nicht die Gesamtperformance der späteren PMD-Sender-Kombination charakterisiert werden soll, empfiehlt sich der Einsatz eines hinreichend schnellen Senders, so dass das Ergebnis der Charakterisierung maßgeblich durch die Bandbreite des Empfängers beeinflusst wird. Damit die verfügbare Sendeleistung optimal als korrelierter Signalanteil auf den PMD trifft, ist durch Anpassung der Signalpegel, eine geeignete Treiberschaltung oder den Einsatz digital modulierbarer Sendermodule bei Rechteckmodulation zu gewährleisten, dass das Signal ohne zusätzlichen Gleichlichtanteil generiert wird.

Eine ineffiziente Umwandlung der verfügbaren Sendeleistung in ein auswertbares modulierte Signal liegt ebenso vor, wenn die Pulsdauer der Modulation die Pausedauer aufgrund eines Tastverhältnis von $(50 + \Delta)/(50 - \Delta)$ überschreitet. Das innerhalb von 2Δ zusätzlich generierte Signal wird als Photostrom unkorreliert auf beide Auslesezweige aufgeteilt und reduziert, wie Abbildung 3.22 in Abschnitt 3.8.3 verdeutlicht, neben der verfügbaren Dynamik auch den Hub der Korrelationsfunktion.

Unkorrelierte optische Signalgeneration

Während ein nicht vollständig durchmoduliertes optisches Signal zwar einen die Charakterisierung verfälschenden aber korrigierbaren unkorrelierten Signalanteil liefert, muss ein korrelierter Anteil bei der Generation des unkorrelierten Signals zwingend vermieden werden, da er zur Ausbildung einer Scheinkorrelationsfunktion führt, siehe Abschnitt 2.5.1. Selbst wenn der korrelierte Anteil lediglich 1 % des Gesamtsignals ausmacht und beispielsweise lediglich in Form von kurzen Spitzen vorhanden ist, kann er gegenüber dem eigentlichen Nutzsignal dominant werden, wenn die Charakterisierung einen hohen Hintergrundlichtpegel erfordert. Liegt die Phase dieses parasitären korrelierten Signals, z.B. verursacht durch ein elektrisches Übersprechen der Ansteuerung des modulierten Senders, nah an der des modulierten Signals, $\varphi_{\text{ToF}} \approx \varphi_{\text{PCF}}$, wird die erwartete Phase

φ_{ToF} fälschlicherweise genauer ermittelt, als es die Theorie ermöglicht, jede andere feste Phasenbeziehung $\varphi_{\text{ToF}} \approx \varphi_{\text{PCF}} + \Delta\varphi$ resultiert in einer intensitätsverhältnisabhängigen Mischphase. Da ein nahezu verschwindend geringer korrelierter Signalanteil auf einem hohen DC-Sockel nicht mehr direkt aus dem Signalverlauf abgelesen werden kann, findet die Kontrolle, ob das Hintergrundlicht einen modulierten Anteil beinhaltet analog zu Abschnitt 2.5.1 über die statistische Auswertung einer PMD-basierten Phasenmessung bei ausschließlich unkorrelierter Beleuchtung statt.

Als unkorrelierte Hintergrundlichtsignalquelle empfiehlt sich der Einsatz langsamer Diodenarrays mit vergleichbarer zentraler Wellenlänge. Die Regelung der Leistung kann direkt über den Diodenstrom oder indirekt über einen, durch die Gate-Source-Spannung steuerbaren, Kanalwiderstand [Böh96] eines Feldeffekttransistors erfolgen.

Optische Leistungsmessung

Im Gegensatz zu der einfachen direkten Leistungsmessung der konstant betriebenen Hintergrundlichtquelle müssen bei der Bestimmung der korrelierten Signalleistung Tastverhältnis und Modulationsfrequenz berücksichtigt werden. Ist die Periodendauer des Modulationssignals gegenüber dem Messfenster der trägen mittelwertbasierten Leistungsmessung mit großflächigen langsamen Photodioden vernachlässigbar klein, liefert die Leistungsmessung die mittlere Signalleistung. Bei der Modulation mit einem Puls-/Pauseverhältnis von 50/50 liegt die optische Spitzenleistung folglich um Faktor zwei höher als der stets in dieser Arbeit angegebene mittlere Signalpegel. Kann die Periodendauer bei niedrigen Frequenzen oder bei vorhandenen Zeiten mit dauerhaft deaktivierter oder aktivierter korrelierter Beleuchtung gegenüber der Abtastdauer und -frequenz der Leistungsmessung nicht vernachlässigt werden, ist eine Anpassung der Messzeit bzw. Synchronisation der Leistungsmessung mit der Modulation erforderlich [Mel95].

2.5.4 Synchronisation der PMD-Signale

Wie in Abschnitt 3.1 und 3.6 gezeigt wird, ist der Verlauf der PMD-Ausgangsspannungen unter anderem durch die nachfolgend aufgeführten überlagernden Einflüsse der Ansteuerung gekennzeichnet, die das Ergebnis der Charakterisierung bei Nichtbeachtung bzw. ohne Korrektur verfälschen können.

- Reset-Sprung
- Sprung durch einsetzende Modulation

- HF-Überkopplung
- Sprung nach Ende der Modulation
- Hold-Sprung

Durch Synchronisation der Modulation mit der PMD-Ansteuerung und Auslese unter Berücksichtigung von Schalt- und Signallaufzeiten kann eine konstruktive Überlagerung verschiedener Effekte und Sprünge vermieden und bei geeigneter zeitlicher Abfolge sogar kompensiert werden. So ist der durch Verschiebungsströme verursachte Sprung der Ausgangsspannungen mit Einsatz der Modulation in Richtung und Betrag konstant, wenn Startzeitpunkt und -phase der Modulation synchron mit der Wegnahme des Resets verbunden sind. Erfolgt die anschließende Integration über stets vollständige Modulationsperioden $T_{\text{int}} = n \cdot T_{\text{mod}}$ wird der vorangegangene Sprung durch einen gegenläufigen Sprung kompensiert. Eine hinreichend schnelle A/D-Wandlung und einen präzisen Wandelzeitpunkt innerhalb einer Modulationshalbperiode vorausgesetzt, kann die Messwertaufnahme eines Einzelpixels ohne Einfluss der HF-Überkopplung auch unter kontinuierlich laufender Modulation erfolgen und beispielsweise eine Mehrfachabtastung realisiert werden. Ist die Modulationsperiode jedoch zu kurz, die Modulationsfrequenz höher als die Bandbreite des PMD-internen Ausgangstreibers, siehe Abschnitt 3.1, oder eine Matrix mit Hold-Funktionalität mit nicht zu vernachlässigender Auslesezeit vorhanden, sollte die Modulation vor Beginn der A/D-Wandlung beendet werden, damit der HF-Sprung kompensiert wird und die Modulation die Matrixauslese nicht beeinflusst. Darüber hinaus kann durch einen stetigen Potentialverlauf während der Resetdurchführung sichergestellt werden, dass im lichtsensitiven Bereich während der Resetdurchführung keine Ladungsträger generiert und innerhalb der PMD-Struktur gesammelt werden, die mit Einsatz der Modulation unmittelbar auf die Auslesekapazitäten verschoben werden und zu einem deutlichen Spannungssprung führen, siehe Abschnitt 3.11.1.

Konstante Sprünge, wie der Resetsprung oder das *Fixed Pattern Noise* einer Matrix, können durch *Correlated Double Sampling* (CDS) oder über eine vorangegangene, nur diesen Zweck erfüllende Messung, ermittelt und als Korrekturwert für die nachfolgenden, charakterisierenden Messungen verwendet werden. Um eine Beeinflussung dieser Messung durch äußere Einflussgrößen wie Signalintensität, Dunkelstrom uvm. zu vermeiden, erfolgt die Bestimmung parameterspezifisch unter optimalen Bedingungen, z.B. vollständig abgedunkelt und mit minimaler Integrationszeit, jedoch unter Einfluss des Reset- und Hold-Sprungs für das *Fixed Pattern Noise*.

Abbildung 2.9 zeigt die gemessene Auswirkung einer Wandelzeitpunktvariation ΔT_{adc} in Bezug auf eine Flanke des mit 100 kHz überkoppelnden Gegentaktmodulationssignals

auf den Verlauf der Korrelationsfunktion bei optischer und elektrischer Rechteckmodulation. Die dargestellten Integrationsspannungsverläufe beschreiben die Änderung der Ausgangsspannung nach Ablauf der Integrationszeit bezogen auf die Ausgangsspannung unmittelbar nach Wegnahme des Resets. Während die Messung der Bezugsspannungen nach Resetdurchführung stets synchron vor Einsatz der Modulation erfolgt, werden drei unterschiedliche Wandelzeitpunkte nach Ablauf der Integrationszeit betrachtet.

- A/D-Wandlung während Umschaltung der Gegentaktspannung
- A/D-Wandlung innerhalb der letzten Gegentakthälfte
- A/D-Wandlung nach ganzzahliger Gegentaktpériodenfolge

Man erkennt die vollständige Kompensation des HF-Sprungs nach Integration über ganzzahlige Gegentaktsmodulationsperioden in einer offsetfreien stetigen Differenzkorrelationsfunktion $u_{\Delta} = u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}}$. Erfolgt die Wandlung vor der letzten Umschaltung des Potentialgradienten, bleibt der zu Beginn der Modulation überlagerte HF-Sprung erhalten. Die Gegentaktskorrelationsverläufe, d.h. die beiden um 180° verschobenen PMD-Integrationsspannungen $u_{\text{int,A}}$ und $u_{\text{int,B}}$ besitzen einen entsprechend unterschiedlichen Sockel, der durch Differenzbildung zu u_{Δ} nicht eliminiert wird. Trifft der Zeitpunkt der A/D-Wandlung ungünstig auf die Flanke der HF-Überkopplung, reicht ein winziger Jitter zwischen Modulation und Wandlung aus, um einen unstetigen Korrelationsverlauf zu erzeugen, dessen Spannungswerte zwischen den vorangegangenen Kennlinien springen.

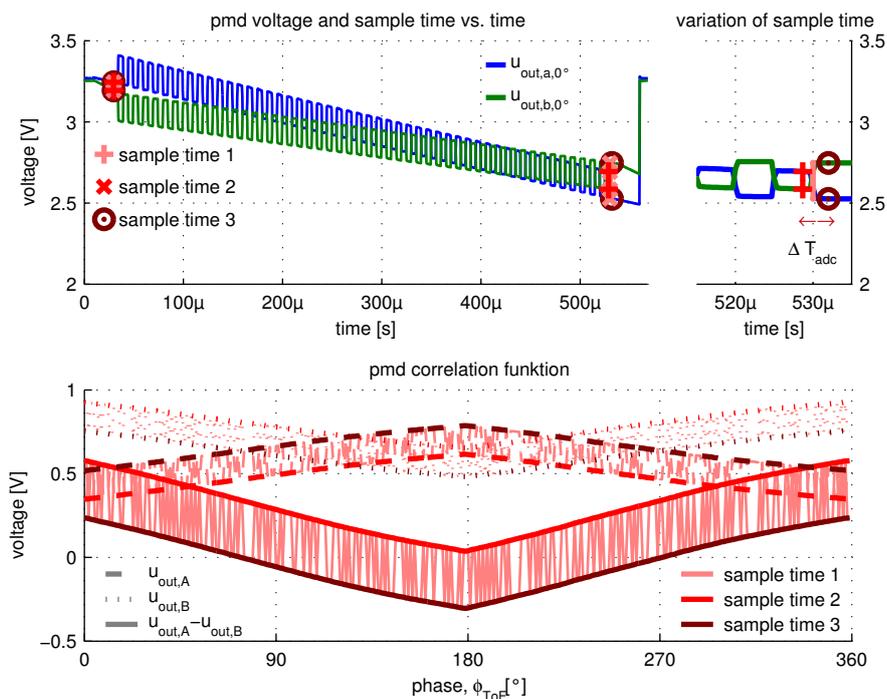


Abbildung 2.9: Timing und Synchronisation: Variation des Wandelzeitpunkts

2.6 Automatisierung, Verifikation und Reproduzierbarkeit der Messung

Um eine zuverlässige und reproduzierbare Charakterisierung zu gewährleisten, ist, neben der Sicherstellung der technisch korrekten Durchführung, der Mensch als wahrscheinlichste Fehlerquelle insbesondere bei häufigen monotonen Standardmessungen auszuschließen. Zudem ermöglicht die Automatisierung von Standardmessroutinen die zeit- und somit kostensparende vollautomatische Sensor-Charakterisierung und erlaubt, auf Basis einer hinreichend großen Zahl an Ergebnissen, Aussagen über statistische und örtliche Verteilungen. Die Automatisierung reicht von einer einfachen schnellen Funktionskontrolle bis zur vollständigen Charakterisierung und von dem manuellen Wechsel eines bereits gehäusten PMD-Prüflings bis zur Funktionskontrolle sämtlicher PMD-Sensoren eines Wafers durch Kombination des realisierten Aufbaus mit einem vollautomatischen Waferprober.

2.6.1 Automatisierung von Standard-Messroutinen

Neben einer modularen, funktionsbasierten Programmierung der einzelnen Messroutinen, die eine hohe Wiederverwertbarkeit und Verschachtelung zu komplexen Programmmodulen ermöglichen, siehe Ablaufdiagramm in Abbildung 2.3 und 2.6, erfordert die vollautomatische Charakterisierung neben der eigentlichen Durchführung der Messung die parallele Auswertung. Nachfolgende Messungen können beispielsweise ohne Benutzereingriff mit dem zuvor automatisch bestimmten Arbeitspunkt, siehe Abschnitt 3.11.1, und mit Korrektur des gemessenen *Fixed Pattern Noise* aus Abschnitt 3.15.2 und Dunkelstroms, Abschnitt 3.3, erfolgen. Gleichzeitig ist sicherzustellen, dass evtl. vorhandene Defektpixel hochauflösender Matrixanordnungen, Abschnitt 3.15.1, erkannt und ggf. von der Auswertung ausgeschlossen werden.

2.6.2 Verifikation der Charakterisierung

Die selbständige, automatische Verifizierung des Charakterisierungsergebnisses noch während der Messdurchführung verhindert, durch einen definierten Abbruch der Prüfroutine in Verbindung mit einem Benutzerhinweis, die unnötige Messplatzbelegung ohne Resultat, sowie eine negative Beeinflussung zum Beispiel durch Defektpixel oder fehlerhafte Ansteuerung. Gleichzeitig wird das Vertrauen in die Zuverlässigkeit und Richtig-

keit der Charakterisierung gestärkt. Beispielhafte Verifikationsmöglichkeiten:

- Eine konstante Summenspannung u_Σ , unabhängig von der relativen Phasenverschiebung zwischen optischem Signal $P_{\text{opt}}(t)$ und elektrischem Gegentaktmodulationssignal $u_{\text{mod}}(t)$ gewährleistet den PMD-Betrieb im *quasi linearen* Bereich, siehe Abschnitt 3.8.1: $u_\Sigma = u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}}) + u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}}) \neq u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}})$
- Hintergrundausbldung, SBI: Aufgrund der laufzeitabhängigen unterschiedlichen Aufteilung des Photostroms auf beide Auslezweige (Gegentaktmischung) ändert sich der Kompensationsstrom i_{SBI} und somit das resultierende Summensignal u_Σ in Abhängigkeit der Phase φ_{ToF} , siehe Abbildung 3.19 und Abschnitt 3.17.1:

$$i_{\text{SBI}} = i_{\text{SBI}}(\varphi_{\text{ToF}}) \Rightarrow u_\Sigma = u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}})$$
Neben der Kontrolle, ob die Schaltung aufgrund der hohen Signalintensität aktiv wurde, erlaubt der bei aktiver Hintergrundausbldung phasenabhängige Verlauf des Summensignals, siehe Abbildung 3.19, erneut die Bestimmung einer Laufzeitverzögerung zu $\varphi_{\text{ToF,calc},\Sigma}$. Sie ermöglicht die Verifikation der Phasenlage $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ der Korrelationsfunktion.
- Kontrastbestimmung über Extremstellen der Korrelationsfunktion: Die relative Phasenverschiebung der in die Kontrastberechnung einfließenden Extremspannungswerte der Korrelationsfunktion beträgt zwingend annähernd $\Delta\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ$, siehe Abschnitt 3.9.1.
- Die durch den PMD detektierte Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ folgt unmittelbar den Änderungen der Sendephase: $\varphi_{\text{ToF}} + \Delta\varphi \rightarrow \varphi_{\text{ToF,calc}} + \Delta\varphi$: Keine dominante Pseudokorrelationsfunktion vorhanden ($A_{\text{PCF}} \ll A_{\text{ToF}}$), siehe Abschnitt 2.5.3 und 2.5.1.
- Resultiert eine unkorrelierte Beleuchtung $P_{\text{opt}} = P_{\text{opt,dc}}$ in einer stochastisch über den gesamten Eindeutigkeitsbereich verteilten Phase, $\sigma_{\text{ToF,calc}} \approx 104^\circ$, ist keine dominante Pseudokorrelationsfunktion vorhanden, siehe Abschnitt 2.5.3.
- Funktions-, Kontakt- und Ansteuerkontrolle durch erzwungenes Fehlverhalten, z.B. durch den Einbruch des Demodulationskontrastes C bei ungeeigneter mittlerer Modulationsgatespannung: $u_{\text{mod,c}} > 100\% \vee u_{\text{mod,c}} < 0\%$ an 3-Gate-PMD-Strukturen, Abschnitt 3.11.1, oder die Änderung der Sensitivität S_{V/e^-} durch die Separationsgatespannung u_{sep} , Abschnitt 3.2.4 und 4.2.

2.6.3 Reproduzierbarkeit der Charakterisierung

Damit der Vergleich verschiedener PMD-Variationen über das Ergebnis der Charakterisierung möglich ist, steht die Reproduzierbarkeit der Charakterisierung im Vordergrund.

Neben der reproduzierbaren elektrischen und optischen Signalgeneration setzt dies die Abschirmung des gesamten Messsystems gegen äußere Störgrößen voraus.

Über einen ständigen Vergleich der Ist-/Sollwerte, z.B. bei der Bestimmung der optischen Signalleistung, während der Messung bzw. losgelöst in regelmäßigen Prüfintervallen, z.B. für den Verlauf des optischen Modulationssignals, und regelmäßige Kalibrierungen kann eine konstante Signalqualität gewährleistet werden.

Periodisch wiederkehrende Referenzmessungen während Langzeitcharakterisierungen, z.B. in festen Zeitintervallen durchgeführte Phasenmessungen mit konstanter Signalleistung bei der Aufnahme des intensitätsabhängigen Phasenfehlers, siehe Abschnitt 3.14.4, ermöglichen zudem die Erfassung und ggf. spätere Korrektur von Drifteffekten des Messequipments.

Durch die einfach realisierbare passive Schirmung gegen elektromagnetische Strahlung (EMV) und eine lichtdichte Einhausung können äußere Störgrößen bereits erheblich reduziert werden. Darüber hinaus ist der gesamte Messaufbau, bestehend aus PMD-Prüfling, optischem Aufbau und elektrischer Signalgeneration, in einer klimatisierten Umgebung untergebracht. Dennoch auftretende Änderungen der äußeren Umgebungsbedingungen werden über die ständige Erfassung und Archivierung der Daten der optischen Leistung und Temperatur protokolliert.

Kapitel 3

Parametrisierung und Charakterisierung

3.1 Interpretation und Nomenklatur der PMD-Ausgangsspannungen

Da die messbaren PMD-Ausgangsspannungen bereits das Endergebnis der PMD-internen Gegentaktkorrelation darstellen, nach dem Gegentaktmischvorgang und der anschließenden Integration, kann das eigentliche PMD-Kernprinzip, der direkte optoelektronische Gegentaktmischprozess, nur indirekt nach der Integration des gemischten Photostroms über die resultierenden Integrationsspannungen bewertet werden. Um Fehlinterpretationen und falsche Schlussfolgerungen bei der Auswertung zu verhindern, müssen Einflüsse auf die Ausgangsspannungen, wie z.B. Nichtlinearitäten der Ausgangstreiber, die nicht auf den Mischvorgang zurückzuführen sind, genau bekannt sein und wenn möglich vermieden werden.

Zur Verdeutlichung wird der Verlauf der PMD-Ausgangsspannungen unter Verwendung einer üblichen Spannungsauslese (*voltage sensing*, vs) für eine modulierte optische Bestrahlungsleistung mit konstanter Phasenlage in Abhängigkeit der Integrationszeit dargestellt und eine Interpretation und Nomenklatur der verschiedenen Bereiche durchgeführt, ohne dass zunächst auf den eigentlichen Gegentaktmischvorgang eingegangen wird. Nachfolgende Betrachtungen und sämtliche Messungen dieser Arbeit basieren ausschließlich auf Verwendung einer derartigen Ausleseschaltung.

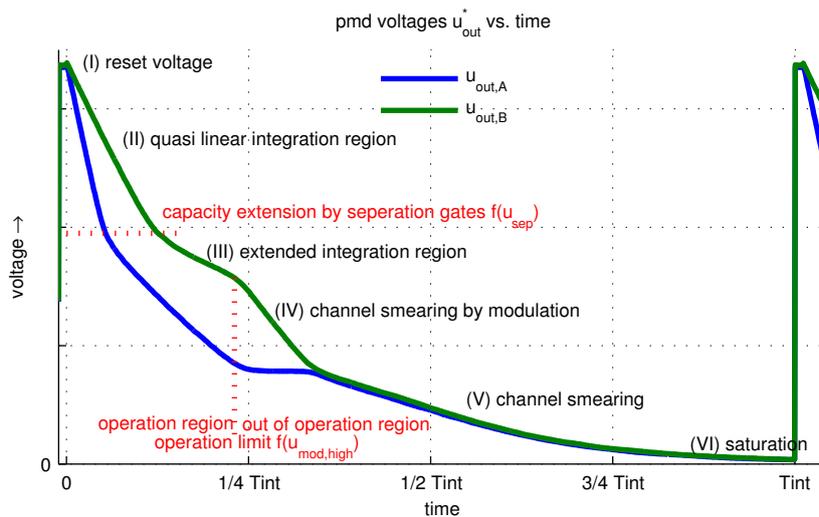
Die realen, internen Spannungen u^* der PMD-Integrationskapazitäten können nicht di-

rekt, sondern ausschließlich über den PMD-internen Ausgangstreiber mit Verstärkungsfaktor ν_{ro} (i.d.R. $0.6 < \nu_{ro} < 0.8$) als Spannung u gemessen werden. Es gilt:

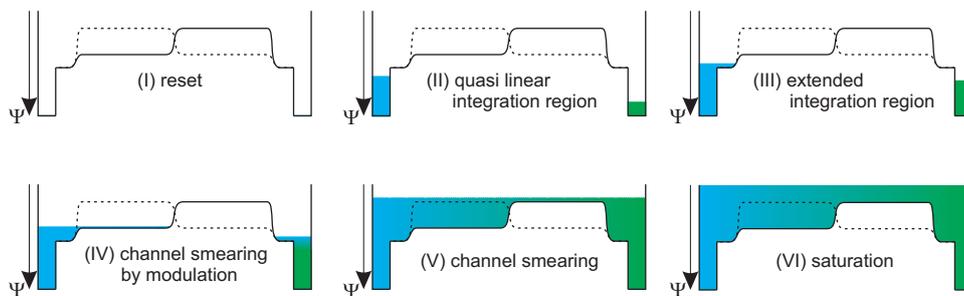
$$u = u^* \cdot \nu_{ro} \quad \Leftrightarrow \quad u^* = u \cdot \nu_{ro}^{-1} \quad (3.1)$$

Abbildung 3.1 (a) zeigt den gemessenen Spannungsverlauf u_{out}^* eines 2-Gate PMD-Testpixels für eine feste Phasenlage zwischen optischem und elektrischem Modulationssignal. Um sämtliche Effekte zu verdeutlichen, ist die Integrationszeit T_{int} hinreichend groß gewählt worden, damit Sättigungseffekte eintreten. Die vereinfachte schematische Darstellung der zugehörigen Potentialverläufe in Abbildung 3.1 (b) dient als Interpretationshilfe.

Der dargestellte Integrationszyklus beginnt mit der Durchführung des Resets. Mit Hilfe eines Reset-Transistors werden die Auslesekapazitäten nach Gleichung 3.2 auf ein festes



(a) 2-Gate PMD-Ausgangsspannungen, zeitlicher Verlauf



(b) 2-Gate PMD-Potentialverläufe, schematisch

Abbildung 3.1: 2-Gate PMD-Ausgangsspannungen und schematische Potentialverläufe

Resetpotential, (*I*) *reset voltage*, u_{reset} zurückgesetzt (i.d.R. $u_{\text{reset}} = 5 \text{ V}$).

$$u_{\text{out}}^* = u_{\text{reset}} \quad (3.2)$$

Ihm folgt der quasi lineare Integrationsbereich, (*II*) *quasi linear integration region*. Es gilt Gleichung 3.3. Er beschreibt die nahezu proportionale Umwandlung der photogenerierten Elektronen in eine Integrationsspannung u_{int}^* , siehe Abbildung 3.2. Als wirksame Integrationskapazität C_{int} dient, neben der Kapazität der Auslesediode $C_{\text{readout diode}}$, in der Regel eine extern geschaltete Integrationskapazität C_{extern} , Gleichung 3.4. Die Anzahl der gesammelten Elektronen N_{e^-} und damit die resultierende Integrationsspannung u_{int}^* ist nach Gleichung 3.5 annähernd linear mit der Integrationszeit und dem Photostrom i_{photo} verknüpft.

$$u_{\text{sep}} < u_{\text{out}}^* < u_{\text{reset}} \quad (3.3)$$

$$C_{\text{int}} = C_{\text{readout diode}} + C_{\text{extern}} \quad (3.4)$$

$$u_{\text{int}}^*(t, i_{\text{photo}}) \approx \frac{1}{C_{\text{int}}} \cdot i_{\text{photo}} \cdot t \quad (3.5)$$

$$u_{\text{int}}^* = u_{\text{reset}} - u_{\text{out}}^* \quad (3.6)$$

mit

$$u_{\text{sep}} = \text{Separationsgatespannung [V]}$$

Unterschreitet die aktuelle Spannung der Integrationskapazitäten u_{out}^* , bzw. das im Halbleiter hervorgerufene Potential, das Potential der Separationsgates u_{sep} (i.d.R. $u_{\text{sep}} = 2.5 \text{ V}$), Abbildung 3.1 (b), Gleichung 3.7, vergrößert sich die wirksame Gesamtkapazität C_{int} nach Gleichung 3.8 um die Kapazität der Separationsgates C_{sep} , *capacity extension by separation gates*. Die Kapazitätserhöhung führt zu einem Steigungswechsel im Spannungsverlauf, der den Beginn des erweiterten Integrationsbereichs markiert, (*III*) *extended integration region*. Das Speichern der Ladungsträger erfolgt bildlich auch unter den Separationsgates in den durch das Gatepotential hervorgerufenen Potentialwannen.

$$u_{\text{mod,high}} < u_{\text{out}}^* < u_{\text{sep}} \quad (3.7)$$

$$C_{\text{int}} = C_{\text{readout diode}} + C_{\text{extern}} + C_{\text{sep}} \quad (3.8)$$

mit

$$u_{\text{mod,high}} = \text{oberer Pegel der Modulationsspannung [V]}$$

Erreicht eine Ausgangsspannung den maximalen Pegel des Modulationssignals (i.d.R. $u_{\text{mod,high}} = 2 \text{ V}$), Gleichung 3.9, *operation limit*, endet der Arbeitsbereich, *operation region*, des PMDs, da es zu einer gegenseitigen Beeinflussung der beiden Kanäle kommt,

(IV) *channel smearing by modulation*. Wie der symbolische Potentialverlauf in Abbildung 3.1 (b) und der gemessene Spannungsverlauf in 3.1 (a) verdeutlichen, verweilt die Integrationsspannung, die das Modulationspotential zuerst erreicht hat, solange auf diesem Pegel $u_{\text{out}}^* \approx u_{\text{mod,high}}$, bis der andere Kanal ausgeglichen wurde. Der Ausgleich erfolgt durch das weiterhin kontinuierliche Umschalten des Potentialverlaufs und der dadurch dynamisch fehlenden Potentialbarriere. Sämtliche photogenerierten Ladungsträger tragen unabhängig von der jeweiligen Phasenlage zum Potentialausgleich bei. Die zwischen den beiden Auslesezweigen aufgebaute Spannungsdifferenz wird verringert.

$$\left[\min(u_{\text{out,A}}^*, u_{\text{out,B}}^*) \leq u_{\text{mod,high}} \right] \quad \vee \quad \left[\max(u_{\text{out,A}}^*, u_{\text{out,B}}^*) \approx u_{\text{mod,high}} \right] \quad (3.9)$$

Erreicht auch die zweite Ausgangsspannung den oberen Modulationspegel, ist die in Abhängigkeit der Phasenlage gebildete Information in Form der ausgebildeten Spannungsdifferenz vollständig ausgeglichen. Beide Auslesezweige nutzen nun zusätzlich gemeinsam die Kapazität der Modulationsgates und sind dadurch scheinbar miteinander verbunden, (V) *channel smearing*.

$$u_{\text{mod,high}} < [u_{\text{out,A}}^* = u_{\text{out,B}}^*] < u_{\text{out,min}} \stackrel{\text{i.d.R.}}{=} 0 \quad (3.10)$$

Wenn die Integrationskapazitäten vollständig entladen sind, ist das Device gesättigt, (VI) *saturation*. Zusätzlich generierte Elektronen führen nicht mehr zu einer Änderung der Integrationsspannung.

Linearität der Integrationsspannung

Abbildung 3.2 zeigt die gemessenen Integrationsspannungen sowie den zugehörigen Gradientenverlauf bei konstanter DC-Beleuchtung in Abhängigkeit der Integrationszeit. Man erkennt eine deutliche Abweichung von einer idealen Geraden mit Erreichen der

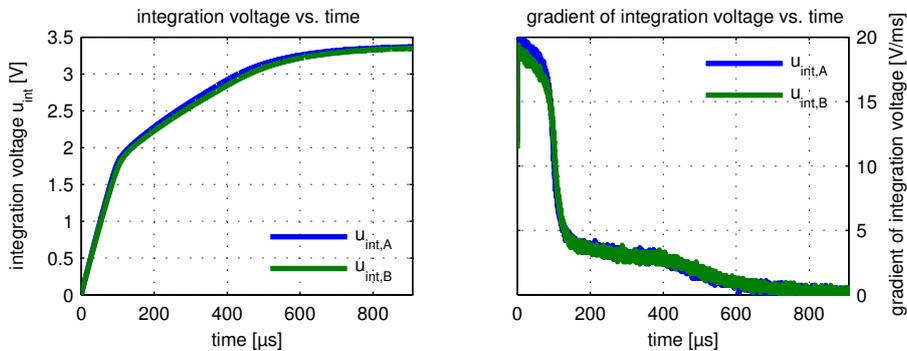


Abbildung 3.2: Linearität der Integrationsspannungen u_{int}

Separationsgatespannung u_{sep} bzw. des oberen Modulationspegels $u_{\text{mod,high}}$. Zusätzlich verdeutlicht der Verlauf des Gradienten schon innerhalb des quasi linearen Integrationsbereichs eine Nichtlinearität. Diese lässt sich durch die in der Realität spannungsabhängige Integrationskapazität $C_{\text{int}} = C_{\text{int}}(u_{\text{out}}^*)$ und einen spannungsabhängigen Verstärkungsfaktor $\nu_{\text{ro}} = \nu_{\text{ro}}(u_{\text{out}}^*)$ des Ausgangstreibers begründen. Die vereinfacht dargestellte Gleichung 3.5 muss daher zu Gleichung 3.11 erweitert werden. Wie Abbildung 3.50 verdeutlicht, hat die Nichtlinearität innerhalb des quasi linearen Integrationsbereichs jedoch keine signifikanten Auswirkungen auf die Phasenberechnung.

$$u_{\text{int}}(t, i_{\text{photo}}) = \frac{\nu_{\text{ro}}(u_{\text{out}})}{C_{\text{int}}(u_{\text{out}})} \cdot i_{\text{photo}} \cdot t \quad (3.11)$$

Detailbetrachtung des Integrationsspannungsverlaufs

Zusätzlich zu der Betrachtung des Spannungsverlaufs von der Resetdurchführung bis zur Sättigung in Abbildung 3.1 (a) müssen an verschiedenen Stellen detailliertere Beobachtungen des Spannungsverlaufs durchgeführt werden.

Der Integrationszyklus startet mit Wegnahme des Resets. Vorhandene Restladungen resultieren, wie Abbildung 3.3 (a) zeigt, durch den verwendeten P-MOS-Transistor in einem Schalteroffset, *charge injection*, und damit erkennbaren Sprung der Ausgangsspannung, *reset offset*, unmittelbar nach Wegnahme des Resets [WVR87]. Zwar ist die Höhe des Offsets eine Funktion der Spannung. Da das Resetpotential u_{reset} aber konstant ist, ist auch der verursachte Schalteroffset konstant.

Mit Beginn der Modulation kommt es zu einem weiteren Sprung der Ausgangsspannung. Die Richtung dieses HF-Durchgriffs ist abhängig von der Modulationsspannung, siehe Abbildung 3.13 (a), und, eine Gegentaktansteuerung der Gates vorausgesetzt, für beide Auslezweige entgegengesetzt orientiert. Ursache ist eine schnelle durch das Modulationsfeld hervorgerufene Ladungsverschiebung. Der Sprung ist unabhängig von der aktuellen optischen Leistung, kann aber durch die Amplitude und Orientierung des Gegentaktmodulationssignals beeinflusst werden. Liegt die Modulationsfrequenz deutlich unterhalb der Bandbreite der PMD-internen Ausgangstreiber, führt jede weitere Modulation der Gates, solange das Device ungesättigt ist und im quasi linearen Bereich verläuft, zu einem Modulationsdurchgriff, *HF-Coupling*, dessen PeakPeak-Spannung der Höhe des Sprungs mit Einsatz der Modulation entspricht. Je höher die Modulationsfrequenz ist, desto deutlicher wirkt sich die Tiefpasseigenschaft des Ausgangstreibers auf den HF-Durchgriff aus. Die Höhe des Durchgriffs sinkt, bis er nicht mehr erkennbar ist. Ein Teil des Sprung mit Beginn der Modulation bleibt bestehen, reduziert sich jedoch, ein symmetrisches Tastverhältnis der elektrischen Modulation vorausgesetzt, auf den

halben Pegel gegenüber niedrigen Frequenzen, Abbildung 3.3 (b). Durch Synchronisation der Modulation mit dem Reset und dem Abtastzeitpunkt kann der Einfluss des HF-Durchgriffs konstant gehalten und bei Integration über eine vollständige Modulationsperiodenzahl sogar kompensiert werden, siehe Abbildung 3.3 (a) und Abschnitt 2.5.4. Analog zum *reset offset* führt das Abtrennen der externen Integrationskapazitäten durch Öffnen des Hold-Transistors zu dem in Abbildung 3.3 (c) dargestellten *hold offset* auf den Ausgangssignalen, dessen Höhe jedoch eine Funktion der aktuellen Integrationsspannung darstellt. Der Einsatz einer Hold Schaltung ist immer dann erforderlich, wenn große Pixelzahlen ausgelesen werden müssen, z.B. PMD-Matrixanordnungen, und eine Änderung der Integrationsspannungen während der Auslese vermieden werden muss.

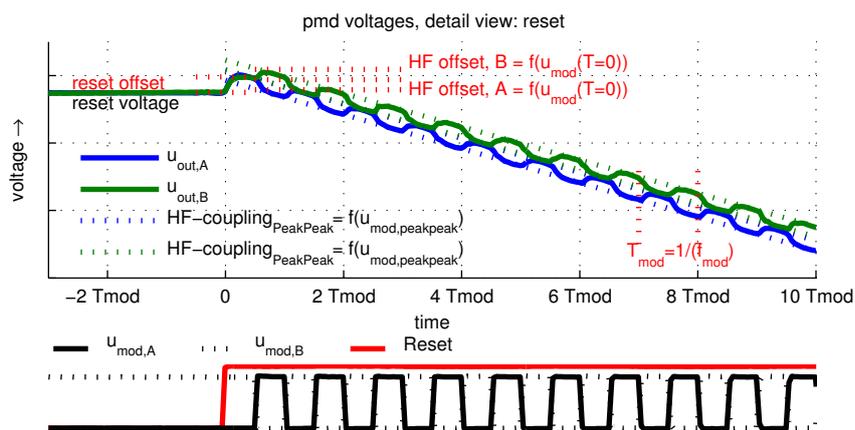
Verlauf der PMD-Ausgangsspannungen an 3-Gate PMD-Strukturen

Die bisher dargestellten Spannungs- und Potentialverläufe beschreiben das Verhalten am Beispiel einer 2-Gate PMD-Struktur, gelten aber, bis auf eine kleine Abweichung im Spannungsverlauf, auch für 3-Gate Strukturen. Durch das Hinzufügen eines weiteren, dritten Modulationsgates [SX97], [Xu99] ändert sich der Potentialverlauf zwischen den Modulationsgates, schematisch dargestellt in Abbildung 3.4 (b). Solange die PMD-Ausgangsspannungen die Modulationsspannungen nicht erreichen, *operation region*, bleibt der Verlauf folglich unbeeinflusst. Wird die Schwelle nach Gleichung 3.9 überschritten, *out of operation region*, kommt es durch den ständigen Wechsel des Modulationsfeldes zwar ebenfalls zu einer gegenseitigen Beeinflussung der Integrationsspannungen, *channel smearing by modulation*, das Vorhandensein einer zusätzlichen Potentialbarriere, hervorgerufen durch das konstante, mittlere Gate, erlaubt jedoch im Gegensatz zu einer 2-Gate Struktur weiterhin die Integration von Ladungsträger auf beiden Auslezweigen bis der mittlere Modulationspegel erreicht wird.

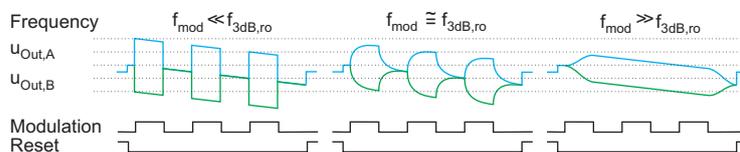
3.2 Empfindlichkeit (*responsivity*)

Wie für jeden Bildsensor stellt die spektrale Empfindlichkeit auch für den PMD ein wichtiges Charakterisierungsmerkmal dar. Sie beschreibt die Fähigkeit eines photoelektrischen Detektors ein auftreffendes optisches Signal in ein verwertbares elektrisches Signal umzuwandeln.

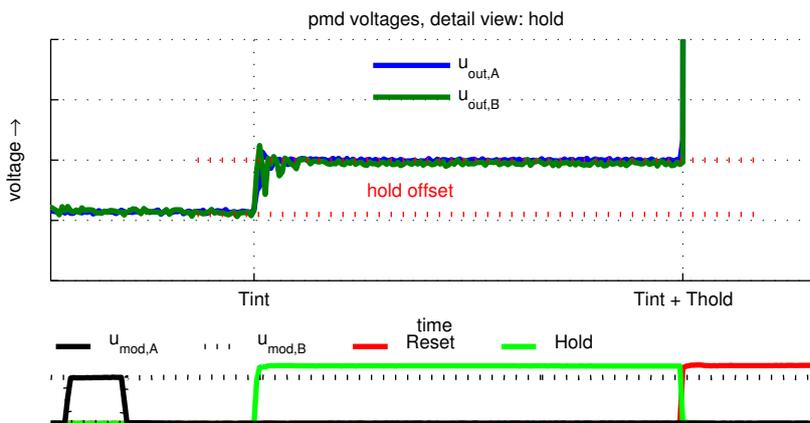
Durch den inneren Photoeffekt werden in der ladungsfreien Zone des p-dotierten Siliziumkristallgitters aufgrund einfallender Photonen Elektronen-Loch Paare erzeugt. Da-



(a) Detailbetrachtung: Reset

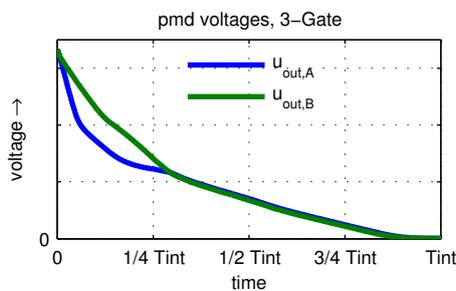


(b) Detailbetrachtung: HF-Durchgriff

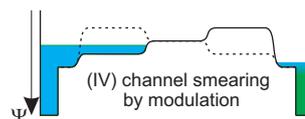


(c) Detailbetrachtung: Hold

Abbildung 3.3: PMD-Ausgangsspannungen, Detailbetrachtungen



(a) PMD-Ausgangsspannungen



(b) symbolischer Potentialverlauf

Abbildung 3.4: 3-Gate PMD-Ausgangsspannungen und symbolischer Potentialverlauf

mit Elektronen-Loch Paare generiert werden, muss die Energie des einfallenden Photons E_{Photon} , Gleichung 3.12, ausreichen, um den Bandabstand des Siliziummaterials zu überwinden. Mit steigender Energie der Photonen werden die unterschiedlichen Niveaus des Leitungsbands gefüllt. Die Wahrscheinlichkeit einer Absorption wird daher mit zunehmender Wellenlänge immer geringer. Die Eindringtiefe der Photonen wächst dabei mit zunehmender Wellenlänge [Ble86], [Böh00], [Sch00], [Jan93].

$$E_{\text{Photon}} = h \cdot \nu \quad (3.12)$$

mit

h = plancksches Wirkungsquantum

ν = Frequenz

Um zu verhindern, dass die erzeugten Elektronen-Loch Paare direkt wieder rekombinieren, werden die generierten Löcher durch eine angelegte Spannung ins Substrat abgezogen. Die freigesetzten Elektronen stehen weiterhin zu Verfügung und können in entsprechenden Integrationskapazitäten gesammelt werden [Sze81].

3.2.1 Spektrale Photoempfindlichkeit (*spectral photoresponse*)

Das Verhältnis aus resultierendem Photostrom i_{photo} zur eingesetzten Lichtleistung P_{opt} ergibt die spektrale Photoempfindlichkeit R_s [Zim00], [HOC99a]:

$$R_s(\lambda) = \frac{i_{\text{photo}}(\lambda)}{P_{\text{opt}}(\lambda)}, \quad [A/W] \quad (3.13)$$

Zur Messdurchführung wird ein PMD-Sensor, vorzugsweise ohne integrierte Ausleseschaltung mit einer in der Wellenlänge durchstimmbaren Lichtquelle (Monochromator) beleuchtet und der resultierende Photostrom für verschiedene Wellenlängen gemessen. Gleichzeitig wird die jeweilige optische Leistung über eine Referenzphotodiode protokolliert. Das Fehlen der Ausleseschaltung ermöglicht die direkte Messung des Photostroms. Die indirekte Bestimmung des Photostroms über die Spannung der Integrationskapazitäten nach einer festen Integrationszeit würde die prozessbedingte ungenaue Kenntnis der tatsächlichen Kapazität, ihre Spannungsabhängigkeit sowie Nichtlinearitäten der Auslekette mit einbeziehen und somit das Ergebnis verfälschen, siehe Fehlerrechnung in Abschnitt 2.2.3. Die direkte Messung des Photostroms beinhaltet dagegen weniger Fehlerquellen, stellt jedoch aufgrund der sehr kleinen Messgrößen im Nanoampere bzw.

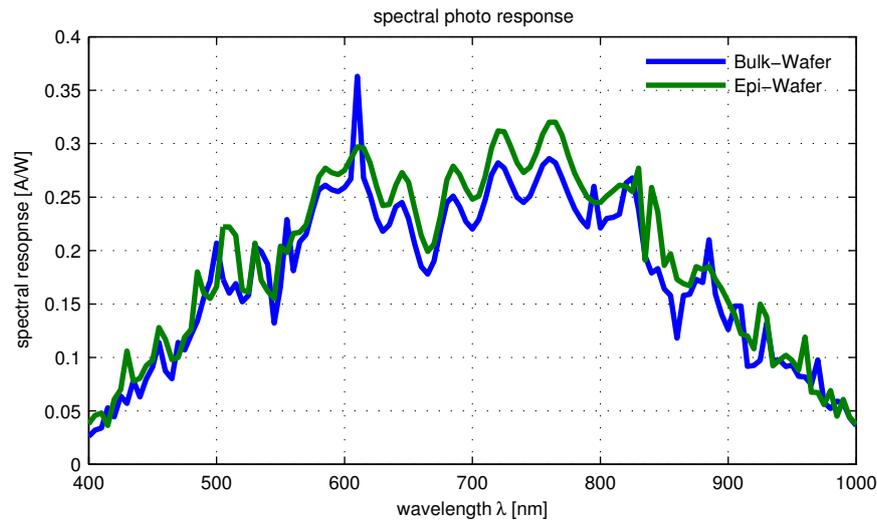


Abbildung 3.5: Spektrale Photoempfindlichkeit

Nanowatt Bereich entsprechend hohe Anforderungen an das Messequipment. Aufgrund des Mehrschichtaufbaus des PMD-Elements, schematisch dargestellt in Abbildung 1.3, können neben der reduzierten Empfindlichkeit bei hohen und niedrigen Photonenenergien durch destruktive Interferenz aufgrund von Reflektionen zwischen verschiedenen Schichten weitere Einbrüche verursacht werden. Abbildung 3.5 zeigt den gemessenen Verlauf der spektralen Photoempfindlichkeit in Abhängigkeit der Wellenlänge λ für zwei unterschiedliche Wafermaterialien. Zu beachten ist, dass das optische Fenster des eingesetzten Monochromators eine spektrale Breite von $\Delta\lambda = \pm 5$ nm zur zentralen Wellenlänge aufweist. Die erkennbaren Einbrüche mit einer Breite von 10-15 nm entsprechen daher einem bereits messaufbaubedingten geglätteten Verlauf und sind in der Realität deutlich ausgeprägter anzunehmen. Da die Position der Einbrüche prozessbedingt variieren kann, empfiehlt sich bei nur ungenauer Kenntnis des Empfindlichkeitsverlaufs der Einsatz eines nicht zu schmalbandigen Senders.

3.2.2 Quantenausbeute (*quantum efficiency*)

Die externe Quantenausbeute oder Quantenwirkungsgrad η_{ex} beschreibt nach Gleichung 3.14 den Anteil der Photonen an der Gesamtzahl der zur Verfügung stehenden Photonen N_{Photon} , die in Elektronen N_{e^-} umgesetzt werden können. Verluste ergeben sich unter anderem durch Reflektionen oder Ladungsträgerrekombination [HOC99a], [Zim00].

Kann im Idealfall jedes auftreffende Photon ein Elektronen-Loch Paar erzeugen, beträgt

die Quantenausbeute $\eta_{\text{ex}} = 1$.

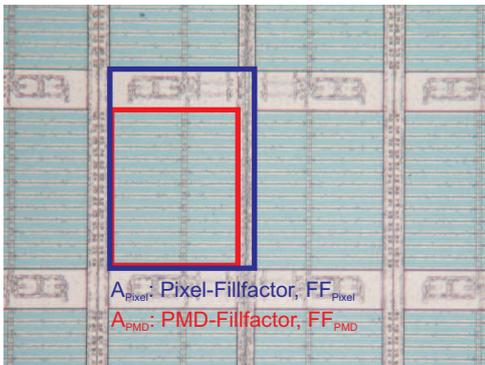
$$\eta_{\text{ex}} = \frac{N_{e^-}}{N_{\text{Photon}}} = \frac{i_{\text{photo}}/e^-}{P_{\text{opt}}/(h \cdot \nu)} \quad (3.14)$$

3.2.3 Pixelempfindlichkeit (*pixel response*)

Während die beschriebene Photoempfindlichkeit und Quantenausbeute reine Materialeigenschaften beschreiben, berücksichtigt die Pixelempfindlichkeit $R_{s, \text{FF}_{\text{PMD}/\text{Pixel}}}$ zusätzlich den Anteil derlichtsensitiven Fläche des Detektors an der Gesamtfläche des Sensors. Da, wie Abbildung 3.6 verdeutlicht, zwischen zwei verschiedenen Füllfaktoren unterschieden werden kann, mit und ohne Berücksichtigung der pixelnahen Ausleseelektronik, FF_{Pixel} bzw. FF_{PMD} , ergeben sich zwei Definitionen der Pixelempfindlichkeit.

Definition 3.15 beschreibt die Pixelempfindlichkeit der PMD-Struktur $R_{s, \text{FF}_{\text{PMD}}}$ ohne Berücksichtigung vorhandener Schaltungselektronik jedoch mit Einbeziehung nicht sensitiver Bereiche des PMDs. Der PMD-Füllfaktor FF_{PMD} ist nicht ideal 100 %, da die Regionen des Pixels in denen kein Potentialgradient erzeugt werden kann, z.B. im Bereich der Auslesedioden, abgedeckt werden müssen, um die Generation unkorrelierter Signalanteile zu reduzieren. Definition 3.15 kann zur Systemauslegung angewendet werden, wenn sichergestellt ist, dass das empfangene Licht vollständig auf die PMD-Fläche abgebildet wird. Dies kann durch eine inhomogene Ausleuchtung des Szenarios, z.B. punktförmig bei 1D-Entfernungssensoren erzielt werden.

Definition 3.16 berücksichtigt zusätzlich vorhandene nicht lichtensitive Bereiche, wie die pixelnahe Ausleseelektronik oder eine aktive Beschaltung zur Unterdrückung unkorrelierter Signalanteile. Dort auftreffendes Licht kann nicht in nutzbare Elektronen umgewandelt werden und reduziert die Pixelempfindlichkeit $R_{s, \text{FF}_{\text{Pixel}}}$. Definition 3.16 dient der Auslegung von Systemen, die das gesamte Szenario und folglich auch den Sensor homogen ausleuchten, z.B. hochauflösende PMD-Arrayanordnungen.



$$R_{s, \text{FF}_{\text{PMD}}} = R_s \cdot \frac{\text{FF}_{\text{PMD}}}{100 \%} \left[\frac{A}{W} \right] \quad (3.15)$$

$$R_{s, \text{FF}_{\text{Pixel}}} = R_s \cdot \frac{\text{FF}_{\text{Pixel}}}{100 \%} \left[\frac{A}{W} \right] \quad (3.16)$$

Abbildung 3.6: PMD Füllfaktordefinition

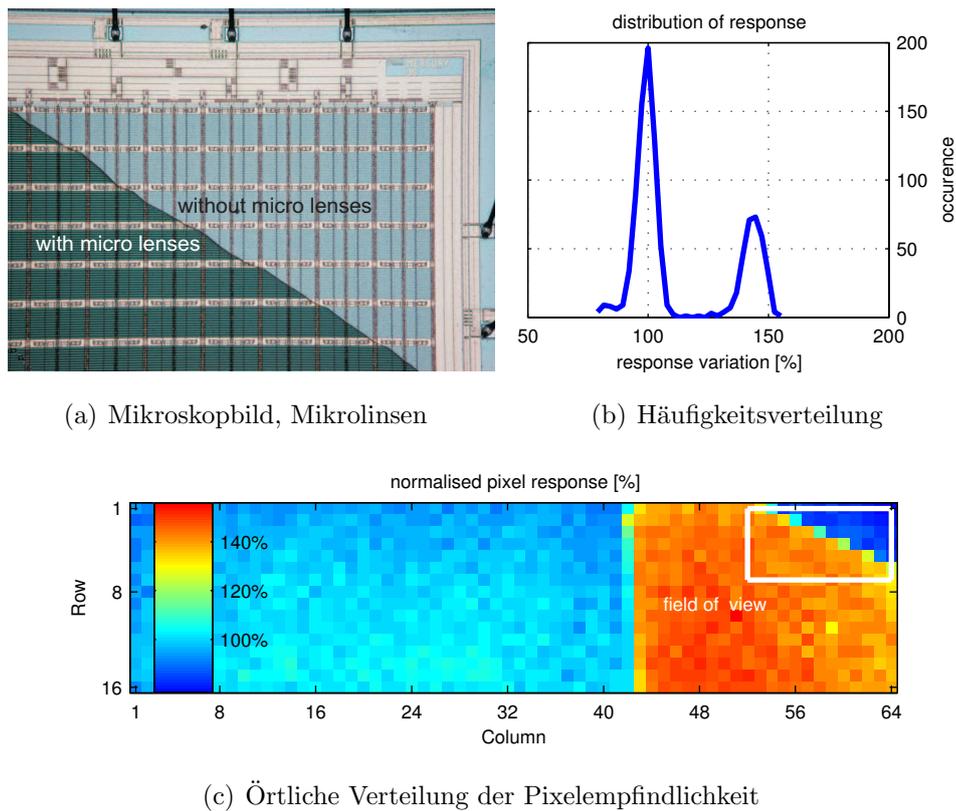


Abbildung 3.7: PMD-Matrix, partiell mit Mikrolinsen

Durch den Einsatz von Mikrolinsen kann durch eine optische Anpassung eine bessere Abbildung des Lichts auf die sensitiven Bereiche und somit eine gesteigerte Pixelempfindlichkeit erzielt werden. Abbildung 3.7 (a) zeigt das Mikroskopbild einer PMD-Matrix mit partiell aufgetragenen Mikrolinsen. Die korrespondierende Darstellung der örtlichen und statistischen Pixelempfindlichkeitsverteilung in Abbildung 3.7 (b) und (c) verdeutlicht die erzielte Empfindlichkeitssteigerung durch Mikrolinsen.

3.2.4 Sensitivität und Responsivität (*sensitivity, responsivity*)

Zur Systemauslegung ist die Umwandlung des resultierenden Photostroms i_{photo} , bzw. der generierten Ladungsträger N_{e^-} , in eine messbare Spannung von entscheidender Bedeutung. Neben der wirksamen Integrationskapazität C_{int} ist folglich auch der Verstärkungsfaktor ν_{ro} der nachfolgenden, PMD-internen Ausgangsstufe zu berücksichtigen. Die Sensitivität, *capacity response* S_{V/e^-} , charakterisiert den Umwandlungsprozess, d.h. die Fähigkeit, photogenerierte Elektronen e^- nach Definition 3.17 in eine proportionale Spannung umzuwandeln. Die Responsivität $R_{V/\text{Photon}}$ aus Definition 3.18 beschreibt

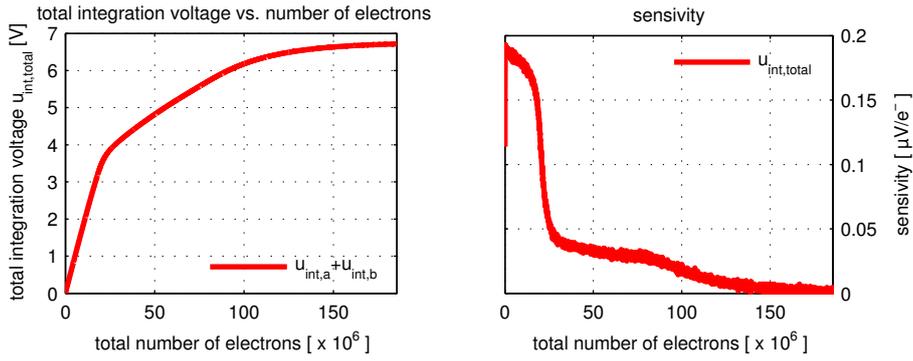


Abbildung 3.8: Sensitivitätsverlauf

dagegen die Effizienz der Umwandlung eines eintreffenden Photons in eine abgreifbare Spannung [HOC99a], [Lan00].

$$S_{V/e^-} = \frac{\nu_{ro}}{C_{int}} \cdot e^- \quad \left[\frac{V}{e^-} \right] \quad (3.17)$$

$$R_{V/Photon} = \eta(\lambda) \cdot \frac{\nu_{ro}}{C_{int}} \cdot e^- \quad \left[\frac{V}{\text{Photonenzahl}} \right] \quad (3.18)$$

Abbildung 3.8 zeigt die gemessene Sensitivität einer PMD-Teststruktur in Abhängigkeit der photogenerierten Ladungsträger. Da die Anzahl der gesammelten Ladungsträger nicht direkt gemessen werden kann, erfolgt die Bestimmung mit Gleichung 3.19 über den Photostrom i_{photo} . Der Photostrom muss dazu indirekt aus der optischen Leistung, Berechnungsvorschrift 3.20, oder aus einer Messung im quasi linearen Integrationsbereich approximiert werden, Berechnungsvorschrift 3.21.

$$N_{e^-} = i_{photo} \cdot T_{int} \cdot \frac{1}{e^-} \quad [1] \quad (3.19)$$

$$i_{photo} = R_s(\lambda) \cdot P_{opt} \quad [A] \quad (3.20)$$

$$i_{photo} = \frac{u_{int}(T_{int}) \cdot C_{int}}{\nu_{ro} \cdot T_{int}} \quad [A], \quad \text{wobei } u_{int}(T_{int}) < u_{sep} \quad (3.21)$$

Kombiniert mit der spektralen (Pixel-)Empfindlichkeit $R_{s(\text{FF}_{\text{PMD/Pixel}})}$ ergibt sich die Sensitivität zu:

$$R_{s,V/Ws} = R_{s(\text{FF}_{\text{PMD/Pixel}})} \cdot \frac{\nu_{ro}}{C_{int}} \quad \left[\frac{A}{W} \right] \quad (3.22)$$

3.3 Dunkelstrom (*dark current*)

Verursacht durch thermische Schwingungen im Siliziumkristall entstehen auch ohne optische Anregung freie Elektronen [WW81], [Pau92]. Diese thermisch generierten La-

dungsträger führen zu dem sogenannten Dunkelstrom i_{dark} , der sich mit Hilfe der Boltzmannverteilung über die absolute Temperatur T und Boltzmannkonstante k abschätzen lässt.

Der Dunkelstrom ist unabhängig von der Belichtung immer vorhanden und temperaturabhängig. Er verdoppelt sich nach Gleichung 3.24 mit einer Erhöhung der Temperatur etwa alle $\Delta T_{2x} = 8 - 10$ K. Da der Dunkelstrom zusätzlich zu dem optisch verursachten Photostrom immer vorhanden ist und er am Ausgang nicht unterschieden werden kann, kann eine Messung insbesondere bei niedrigen Photoströmen und gleichzeitig hohen Temperaturen ohne Korrektur extrem verfälscht werden, siehe Abschnitt 3.10. Zur Korrektur einer Messung muss daher stets eine Dunkelmessung unter identischen Umgebungsbedingungen durchgeführt werden.

Der Dunkelstrom berechnet sich über die nach der Integrationszeit T_{int} an den Kapazitäten C_{int} , resultierende Spannung u_{int}^* zu:

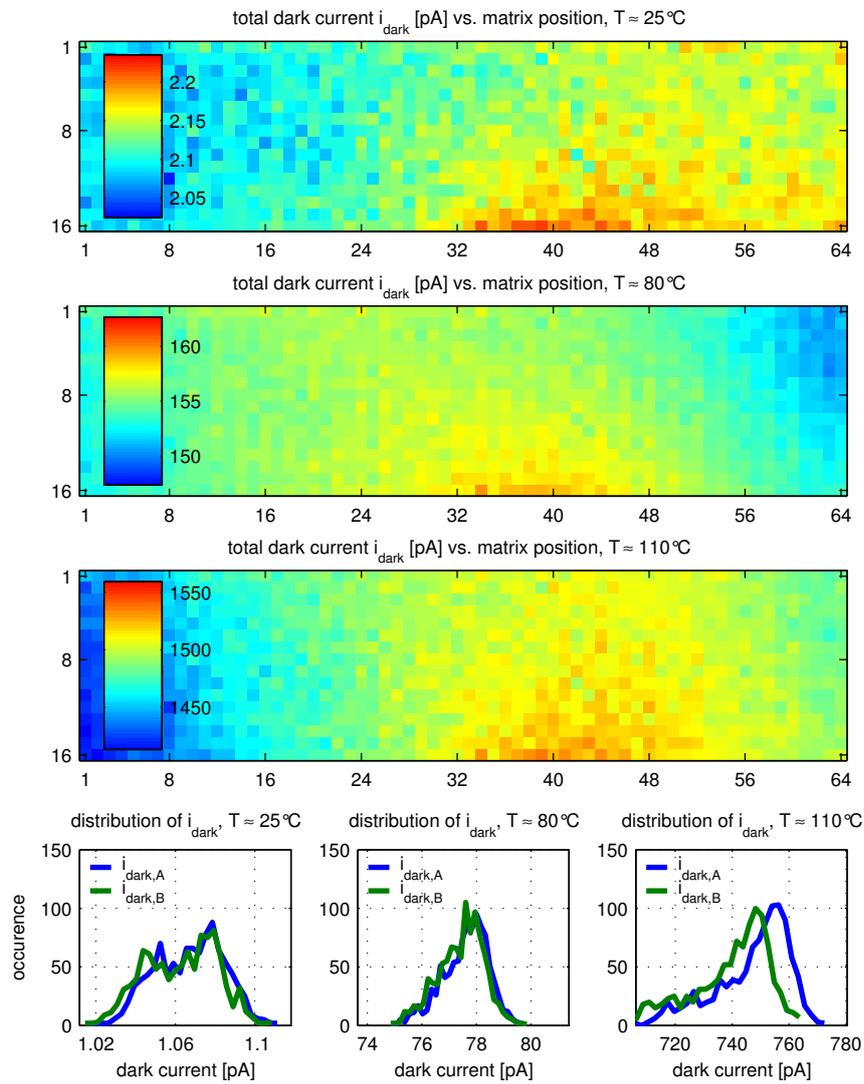
$$i_{\text{dark}} = \frac{C_{\text{int}} \cdot u_{\text{int}}^*}{T_{\text{int}}} = \frac{C_{\text{int}} \cdot u_{\text{int}}}{T_{\text{int}} \cdot \nu_{\text{ro}}} \quad [A] \quad (3.23)$$

Abbildung 3.9 (a) zeigt die Auswertung der Dunkelstrommessung einer Matrix mit 64x16 PMD-Elementen für drei verschiedene Sensortemperaturen. Neben der Häufigkeitsverteilung, separat für beide Auslesewege, befindet sich zudem eine Darstellung der örtlichen Verteilung des Gesamt-Dunkelstroms. Erkennbare Ortsabhängigkeiten, verursacht durch lokale Schwankungen der Temperatur, korrespondieren mit der Anordnung von Schaltungsteilen mit höherem Energiebedarf, z.B. den PMD-internen Ausgangstreibern oder der on-chip-Differenzbildung, in der Sensorstruktur.

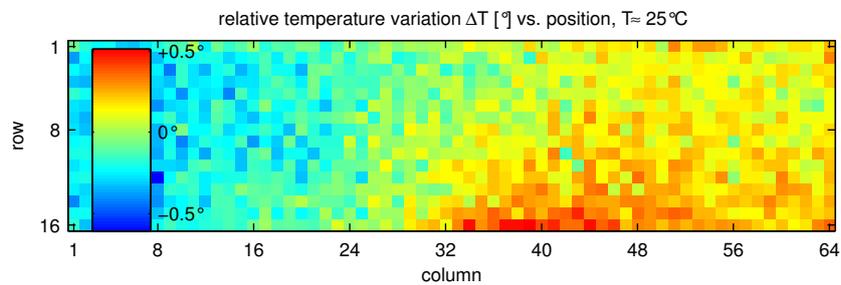
Um die Höhe der lateralen Temperaturschwankungen zu verdeutlichen, wird zunächst auf Basis der durchgeführten Messungen über den gegebenen Zusammenhang aus Gleichung 3.24 in Tabelle 3.3 die Temperaturänderung ΔT_{2x} ermittelt, die zu einer Verdoppelung des Dunkelstroms führt. Auf Basis des messtechnisch ermittelten Zusammenhangs erfolgt die Berechnung der in Abbildung 3.9 (b) dargestellten lokalen Temperaturverteilung ΔT bei Raumtemperatur über der Matrix mit Gleichung 3.25.

$$i_{\text{dark}}(T_1) = i_{\text{dark}}(T_0) \cdot 2^{\frac{T_1 - T_0}{\Delta T_{2x}}} \quad [A] \quad (3.24)$$

$$\Rightarrow \Delta T = T_1 - T_0 = \Delta T_{2x} \cdot \log_2 \left(\frac{i_{\text{dark}}(T_1)}{i_{\text{dark}}(T_0)} \right) \quad [K, ^\circ C] \quad (3.25)$$



(a) Örtliche und statistische Dunkelstromverteilung gegen Temperatur



(b) Örtliche Temperaturverteilung über Matrix

Abbildung 3.9: Dunkelstromverteilung einer PMD-Matrix

T_0	\rightarrow	T_1	$\Delta T_{2x} = \frac{T_1 - T_0}{\log_2(i_{\text{dark}}(T_1)) - \log_2(i_{\text{dark}}(T_0))}$
25 °C	\rightarrow	80 °C	$\Delta T_{2x} \approx 8.9$ °C
25 °C	\rightarrow	110 °C	$\Delta T_{2x} \approx 9.0$ °C
80 °C	\rightarrow	110 °C	$\Delta T_{2x} \approx 9.1$ °C

$\Rightarrow \Delta T_{2x} \approx 9.0$ °C

Tabelle 3.1: Messtechnisch ermittelte Dunkelstromverdopplung alle ΔT_{2x}

3.4 Statische Mischerkennlinie (*static mixer function*)

Da bei den in Kapitel 3.2 und 3.3 erörterten Charakterisierungsparametern nur der insgesamt resultierende Strom von Interesse war, spielte der Potentialverlauf im Halbleiter und somit die Mischcharakteristik des PMDs eine zu vernachlässigende Rolle. Wird jedoch durch das Anlegen einer Spannungsdifferenz an den Modulationsgates ein Potentialgradient im Halbleiter erzeugt, werden die photogenerierten Ladungsträger bevorzugt in Richtung des Gradientenverlaufs driften. In Abhängigkeit der Orientierung und dem Verlauf des Potentialgefälles kommt es daher, wie Abbildung 3.10 verdeutlicht, zu einer entsprechenden Ladungsträgeraufteilung auf die beiden Integrationskapazitäten (PMD-Gegentaktmischprozess) [Sch99b], [SX97], [XS98].

Mit Hilfe der statischen Mischerkennlinie lässt sich die Ladungstrenncharakteristik des PMD-Sensors beschreiben. Dazu wird die sensitive Fläche des PMDs mit einer konstanten Lichtquelle homogen ausgeleuchtet. In Abhängigkeit der konstanten Modulationsgatespannungen wird nach einer geeigneten Integrationszeit die resultierende Integrationsspannung, vorzugsweise im quasi linearen Bereich, der beiden Integrationskapazitäten bestimmt.

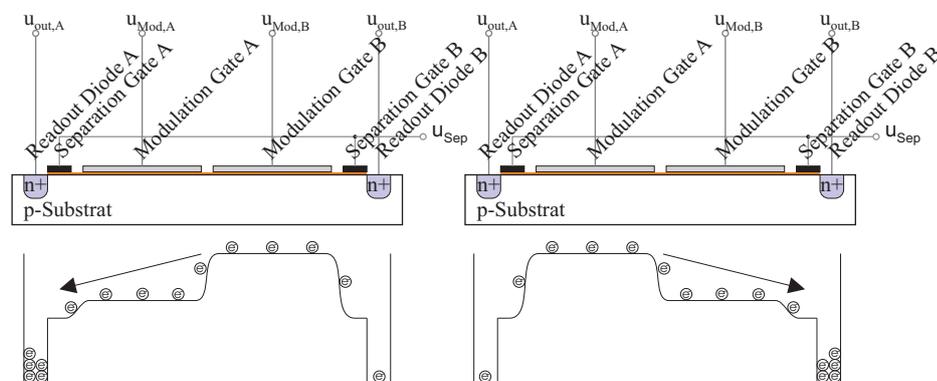


Abbildung 3.10: PMD-Schnitt und symbolischer Potentialverlauf

Abbildung 3.11 zeigt den Verlauf der Integrationsspannungen $u_{\text{int},A/B}$, sowie die gebildete Differenz u_{Δ} und Summe u_{Σ} in Abhängigkeit der Spannungsdifferenz an den Modulationsgates für eine mittlere Gatespannung von $u_{\text{mod,offset}} = 1 \text{ V}$. Man erkennt eine Beeinflussung der Ladungsträgeraufteilung in Abhängigkeit der Höhe der Spannungsdifferenz $u_{\text{mod},\Delta}$. Der annähernd lineare Verlauf der Mischerkennlinie mit konstanter Mischerteilheit kennzeichnet den Bereich, in dem der PMD als linearer Mischer/Multiplizierer eingesetzt werden kann, es gilt Gleichung 3.26. Außerhalb des linearen Aussteuerbereichs ändert sich die Eigenschaft des PMDs kontinuierlich in die eines Samplers, der die photogenerierten Ladungsträger nahezu unabhängig von der Höhe der Potentialdifferenz der Modulationsgates in die eine oder andere Richtung lenkt. Nach [Zha03] kann der vollständige Verlauf der PMD-Mischerkennlinie über eine \tanh -Funktion beschrieben werden, vergleiche dynamische Mischerkennlinie in Abschnitt 3.7.

$$\text{linearer Aussteuerbereich: } \begin{cases} \Delta i_{\text{int}} & \sim i_{\text{photo}} \cdot u_{\text{mod},\Delta} \\ \Delta u_{\text{int}}(t) = \Delta u_{\text{out}}(t) & \sim \frac{\nu_{\text{ro}}}{C_{\text{int}}} \cdot i_{\text{photo}} \cdot t \cdot u_{\text{mod},\Delta} \end{cases} \quad (3.26)$$

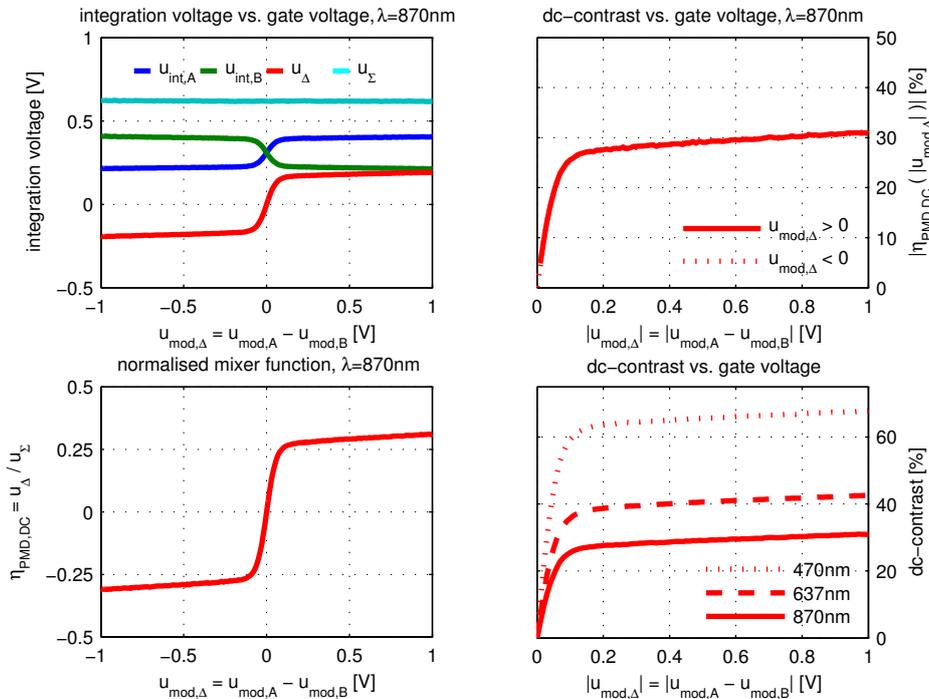


Abbildung 3.11: Statische Mischerkennlinie, DC-Kontrast

3.5 DC-Kontrast (*dc contrast*)

Während die konstante Summenspannung u_{Σ} in Abbildung 3.11 verdeutlicht, dass unabhängig von der Spannungsdifferenz der Modulationsgates $u_{\text{mod},\Delta}$ sämtliche Ladungsträger ausgelesen werden können, fällt auf, dass nicht alle generierten Ladungsträger erfolgreich aufgeteilt werden. Dies zeigt sich dadurch, dass beide Integrationsspannungen trotz entgegengerichteter Potentialorientierung einen Rest Spannungshub aufweisen. Der Anteil der erfolgreich aufgeteilten Ladungsträger an der Gesamtzahl der generierten Ladungsträger beschreibt die Effizienz des Mischprozesses und wird als DC-Demodulationswirkungsgrad bzw. -effizienz $\eta_{\text{PMD,DC}}$ [Zha03] oder DC-Kontrast C_{DC} bezeichnet. Aus Abbildung 3.11 wird ebenfalls ersichtlich, dass der gemessene DC-Kontrast von der Richtung des Gradienten unabhängig ist und daher Rückschlüsse auf ein symmetrisches Mischverhalten der PMD-Struktur zulässt.

$$C_{\text{DC}}(u_{\text{mod},\Delta}) = |\eta_{\text{PMD,DC}}| \cdot 100\% = \frac{|u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}}|}{u_{\text{int,A}} + u_{\text{int,B}}} \cdot 100\% \quad [\%] \quad (3.27)$$

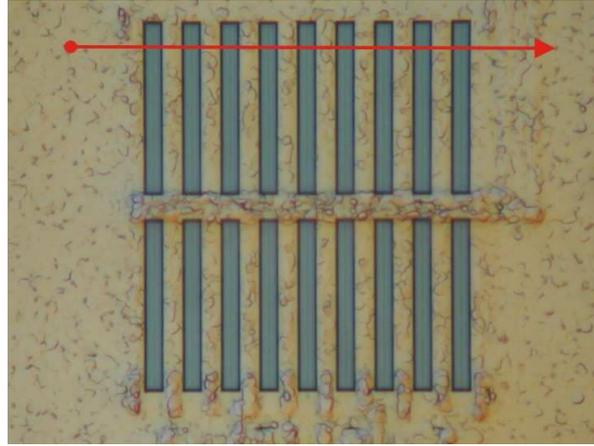
$$\text{Symmetrie: } C_{\text{DC}}(u_{\text{mod},\Delta}) = C_{\text{DC}}(-u_{\text{mod},\Delta}) \quad (3.28)$$

Des Weiteren zeigt Abbildung 3.11 den DC-Kontrast in Abhängigkeit der Spannungsdifferenz der Modulationsgates $u_{\text{mod},\Delta}$ für drei verschiedene Wellenlängen λ . Die erkennbare Reduzierung der Mischeffizienz mit zunehmender Wellenlänge liegt in der höheren Eindringtiefe der Photonen [Zim00], [Ebe92] und dem mit der Tiefe abnehmenden Potentialgradienten [Hei01] begründet.

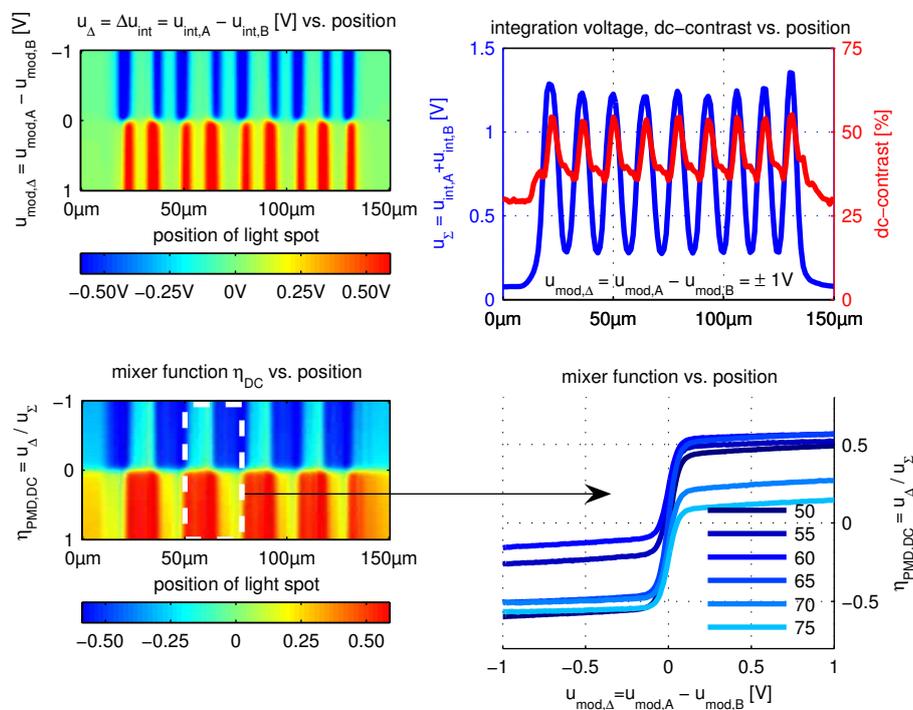
Tief im Substrat generierte Ladungsträger sind einem wesentlich schwächeren elektrischen Feld ausgesetzt und werden demnach weniger effizient gemischt.

Zu Lasten der spektralen Empfindlichkeit kann der DC-Kontrast insbesondere bei hohen Wellenlängen durch den Einsatz spezieller Wafermaterialien gesteigert werden. Bei speziellen Epitaxie-Wafern werden tiefer generierte Ladungsträger, die einem schwächeren Modulationsgradienten ausgesetzt sind, direkt ins Substrat abgezogen. Der Anteil der aufgeteilten Ladungsträger an der Gesamtzahl der generierten Ladungsträger steigt, jedoch zu Lasten der Quanteneffizienz.

Ortsabhängigkeit des DC-Kontrastes Die zwingende Notwendigkeit einer homogenen Intensitätsverteilung zeigt die nachfolgende Messung. Wie Abbildung 3.12 (a) verdeutlicht, wird dazu ein Lichtspot auf dem PMD fokussiert und senkrecht zur Ausrichtung der Fingerstruktur über den Sensor bewegt. Der Durchmesser des realisierten Lichtspots ist mit ca. $2 \mu\text{m}$ kleiner als die Breite des optischen Fensters der untersuchten PMD-Struktur. Abbildung 3.12 (b) zeigt den Verlauf der resultierenden Integri-



(a) PMD Spotbeleuchtung



(b) Statische Mischerkennlinie gegen Spotposition

Abbildung 3.12: Ortsabhängigkeit der Mischerkennlinie

onsspannungsdifferenz u_{Δ} , der mittleren Integrationsspannung u_{Σ} und der normierten Mischerfunktion u_{Δ}/u_{Σ} . In dem Einbruch der Summenspannung wenn der Lichtspot auf abgedeckten und daher nicht sensitiven Bereichen liegt, erkennt man direkt die Anzahl der Finger der PMD-Struktur. Betrachtet man den Verlauf der absoluten Differenzspannung oder der normierten Mischerfunktion fällt auf, dass die Ladungsträgeraufteilung eine ortsabhängige Vorzugsrichtung aufweist. Ein symmetrisches Mischerverhalten, Gleichung 3.28, ist daher nur gegeben, wenn die Ladungsträgergenerierung symmetrisch im

Bereich um die Mitte zwischen den Modulationsgates oder homogen über den gesamten Bereich stattfindet. Die Positionsabhängigkeit deutet darauf hin, dass der Potentialverlauf im Halbleiter eher einen stufenförmigen Verlauf als einen linearen Verlauf beschreibt, bzw. lediglich im Bereich der Gatelücke linear verläuft. Würde man folglich den lichtsensitiven Bereich, z.B. durch Blenden auf einen kleinen Bereich zwischen den Modulationsgates reduzieren, kann der Kontrast jedoch mit Einbußen in der Pixelempfindlichkeit gesteigert werden. Durch eine gezielte optische Abbildung auf den mittleren Bereich mit Mikrolinsen kann neben dem Kontrast sogar die Empfindlichkeit gesteigert werden, vergleiche Abschnitt 3.2.4.

3.6 Gegentaktmodulation und Gegentaktmischprozess

Elektrische Gegentaktmodulation Wird die Funktionsweise der bisher statisch betriebenen Modulationsgates in eine mit der Modulationsfrequenz f_{mod} geschaltete Gegentaktansteuerung geändert, z.B. rechteck- oder sinusförmig in Gleichung 3.29, die Beleuchtung bleibt zunächst unmoduliert, führt dies zu einer entsprechenden Modulation des Potentialgradienten im Halbleiter.

$$u_{\text{mod,A/B}}(t) = u_{\text{mod,offset}} \pm u_{\text{mod,peakpeak}} \cdot \begin{cases} \sum_{n=0}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{\text{mod}}}{4} - nT_{\text{mod}}}{\frac{T_{\text{mod}}}{2}} \right) \\ \sin \left(\frac{2 \cdot \pi}{T_{\text{mod}}} \cdot t \right) \end{cases} \quad (3.29)$$

Photogenerated Ladungsträger werden zeitabhängig, je nach Richtung des Potentialverlaufs, bevorzugt zur einen oder anderen Auslesediode gelenkt. Beträgt das Puls-/Pauseverhältnis 50/50 und die Integrationszeit T_{int} ein ganzzahliges Vielfaches der Modulationsperiodendauer T_{mod} , ist der Potentialgradient innerhalb einer Integrationszyklus gleich lange in beide Richtungen orientiert. Der Photostrom wird gleichmäßig auf beide Auslezweigen gemischt.

Abbildung 3.13 (a) zeigt in Abhängigkeit der Orientierung des Potentialgradienten einen Steigungswechsel im zeitlichen Verlauf der PMD-Ausgangsspannungen, Gleichung 3.30.

$$\delta_{\text{A(B)},0^\circ} \neq \delta_{\text{A(B)},180^\circ}, \quad \delta_{\text{A},0^\circ} \approx \delta_{\text{B},180^\circ}, \quad \delta_{\text{A},180^\circ} \approx \delta_{\text{B},0^\circ} \quad (3.30)$$

Da die PMD-Ausgangsspannungen nie waagrecht verlaufen, $\delta_{\text{A,B}} \neq 0$, der Dunkelstrom kann gegenüber der Beleuchtung vernachlässigt werden, $i_{\text{dark}} \ll i_{\text{photo}}$, deutet sich bereits hier ein begrenzter Demodulationskontrast an, siehe Abschnitt 3.10.

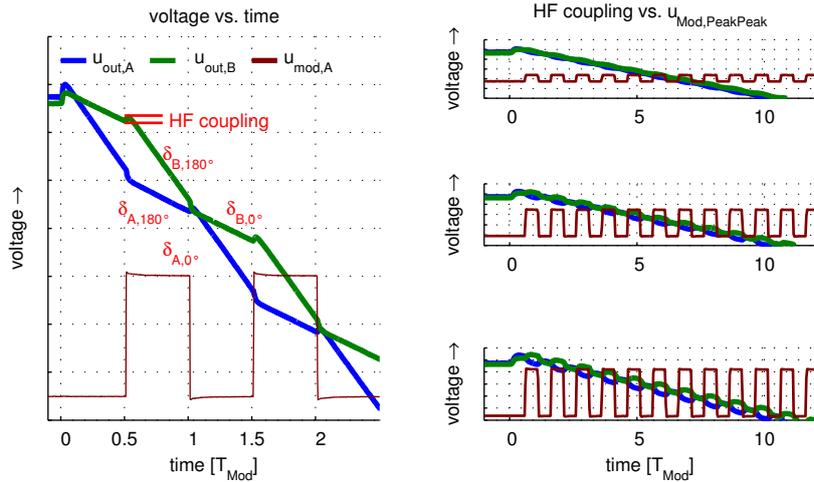
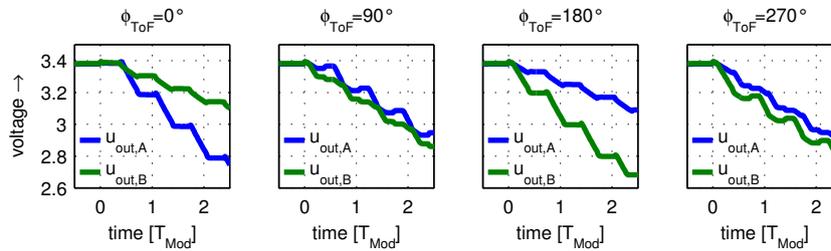
(a) Modulation \rightarrow HF-Überkopplung(b) PMD-Ausgangsspannungen gegen Phasenlage φ_{ToF}

Abbildung 3.13: PMD-Ausgangsspannungen bei Gegentaktmodulation

Zusätzlich führt das schnelle Schalten des Potentialverlaufs durch Verschiebungsströme zu synchronen Sprüngen der PMD-Ausgangsspannungen *HF-coupling*. Die Höhe dieses Durchgriffs ist einerseits von der Amplitude des elektrischen Gegentaktmodulationssignals und andererseits, aufgrund der begrenzten Bandbreite des PMD-internen Ausgangstreibers, von der Frequenz abhängig, siehe Abbildung 3.3 (b), kann aber durch die Breite der Separationsgates zu Lasten des Füllfaktors und somit der Pixelempfindlichkeit vermindert werden. Die Amplitude des HF-Durchgriffs nimmt mit steigender Modulationsfrequenz ab, der Ausgleichvorgang mit Einsatz der Modulation, siehe Abbildung 3.3 (b), bleibt jedoch aufgrund der Tiefpasscharakteristik der Ausgangstreiber bestehen.

Elektrische und optische Signalmodulation Die zusätzliche Modulation des optischen Signals mit der gleichen Frequenz f_{mod} , mit fester Phasenbeziehung φ_{ToF} zu dem elektrischen Modulationssignal nach Gleichung 3.31, resultiert in einem phasenabhängigen Verlauf der PMD-Ausgangsspannungen über der Zeit, Abbildung 3.13 (b),

$$u_{\text{int,A/B}} = u_{\text{int,A/B}}(\varphi_{\text{ToF}}).$$

$$P_{\text{opt}}(t, \tau_{\text{ToF}}) = \frac{P_{\text{opt,max}}}{2} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{\text{mod}}}{4} - nT_{\text{mod}} - \tau_{\text{ToF}}}{\frac{T_{\text{mod}}}{2}} \right) \quad (3.31)$$

Liegt das optische Modulationssignal in Phase mit dem elektrischen Gegentaktsignal $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$, werden immer nur dann Ladungsträger generiert, wenn der Potentialgradient in Richtung des Ausleseziweigs A ausgerichtet ist. Bei entsprechend entgegengesetzter Ausrichtung des Potentialverlaufs in der folgenden Modulationshalbperiode, ist die Beleuchtung deaktiviert, so dass lediglich thermisch generierte Elektronen integriert werden. Die über der gesamten Integrationszeit photogenerierten Ladungsträger werden maximal ungleichmäßig auf beide Ausleseziweige gemischt, $u_{\Delta} = (u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}}) \rightarrow \text{max.}$ Entsprechend erfolgt die Ladungsträgeraufteilung bei einer Phasenlage von $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$ zwischen optischem und elektrischem Signal maximal in die entgegengesetzte Richtung, $u_{\Delta} \rightarrow \text{min.}$ Beträgt der Phasenversatz zwischen den Modulationssignalen $\varphi_{\text{ToF}} = 90^\circ$, bzw. $\varphi_{\text{ToF}} = 270^\circ$, wird der Potentialgradient umgeschaltet während das optische Signal aktiv ist und die Hälfte der Beleuchtungszeit einer Modulationsperiode $T_{\text{mod}}/4$ verstrichen ist. Der Photostrom wird gleichmäßig auf beide Integrationskapazitäten gemischt $u_{\Delta} \rightarrow 0$. Jede weitere mögliche Phasenlage führt zu einer entsprechenden Aufteilung der photogenerierten Ladungsträger, siehe Abschnitt 3.8.

3.7 Dynamische Mischerkennlinie (*dynamic mixer function*)

Die dynamische Mischerkennlinie beschreibt die Mischcharakteristik in Abhängigkeit der Gegentaktgatespannungspegel, d.h. abhängig von Potentialdifferenz und Potentialoffset. Um eine maximal unterschiedliche Aufteilung des Photostroms zu erzielen, müssen optisches Signal P_{opt} und elektrisches Gegentaktmodulationssignal $u_{\text{mod,A/B}}$ nach Gleichung 3.32 mit einer geeigneten Phasenverschiebung φ_{ToF} aufeinander treffen:

$$u_{\text{mod,A/B}} = u_{\text{mod,offset}} \pm \Delta u_{\text{gate}} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{\text{mod}}}{4} - nT_{\text{mod}}}{\frac{T_{\text{mod}}}{2}} \right)$$

$$P_{\text{opt}} = P_0 \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \text{rect} \left(\frac{t - \frac{T_{\text{mod}}}{4} - nT_{\text{mod}} - \tau_{\text{ToF}}}{\frac{T_{\text{mod}}}{2}} \right)$$

$$\text{mit } \tau_{\text{ToF}} = 0 \quad \hat{=} \quad \varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ \quad \text{bzw.} \quad \tau_{\text{ToF}} = \frac{T_{\text{mod}}}{2} \quad \hat{=} \quad \varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ \quad (3.32)$$

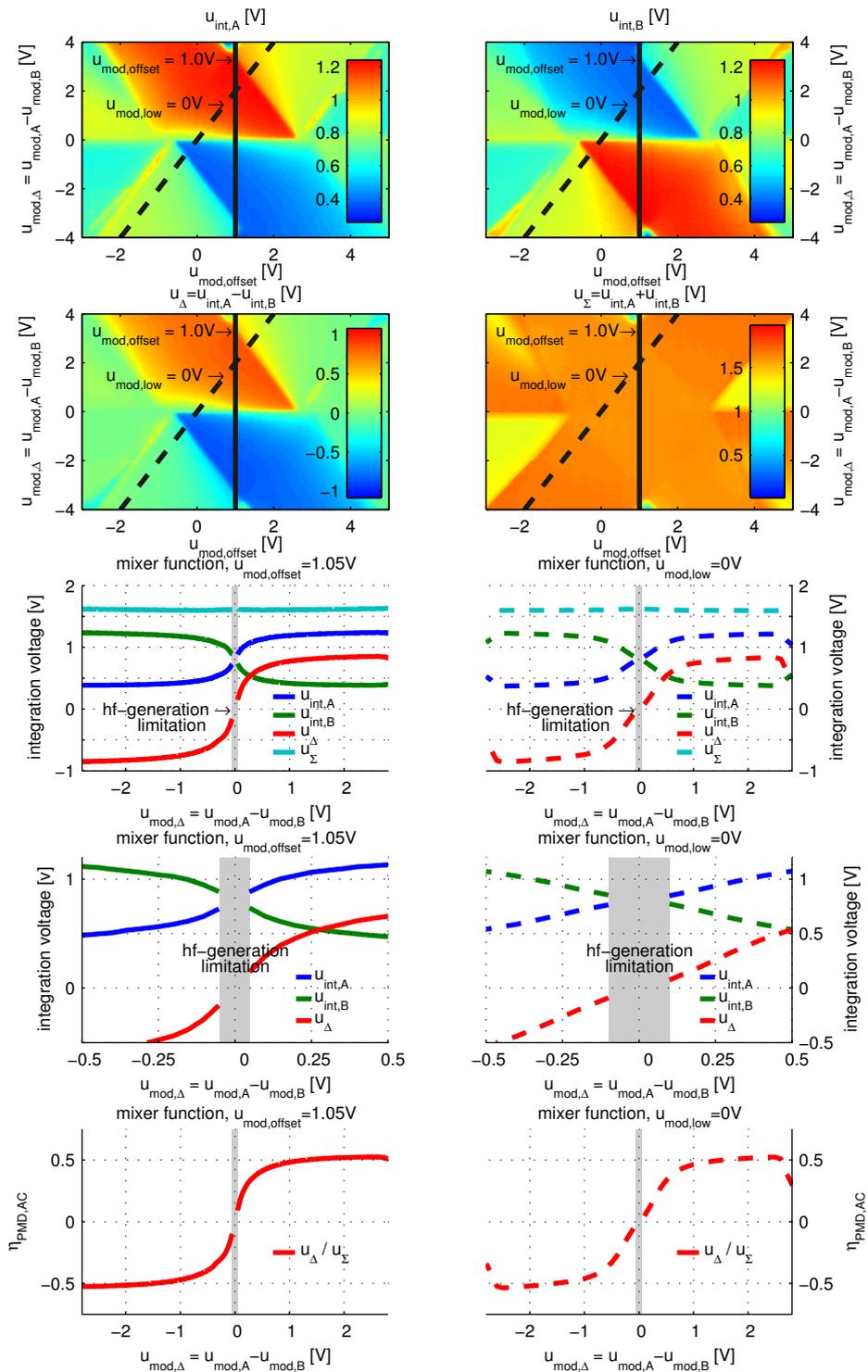
Abbildung 3.14: Dynamisch gemessene Mischerfunktion für $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ/180^\circ$

Abbildung 3.14 zeigt die resultierenden Integrationsspannungen $u_{\text{int,A}}$ und $u_{\text{int,B}}$ sowie die Differenzspannung u_{Δ} und Summenspannung u_{Σ} in Abhängigkeit der Modulationsgespannungen für eine Modulationsfrequenz von $f_{\text{mod}} = 10 \text{ MHz}$. Die über weite Bereiche konstante Summenspannung $u_{\Sigma} \neq u_{\Sigma}(u_{\text{mod}})$ verdeutlicht, dass modulationsspannungsunabhängig sämtliche Ladungsträger ausgelesen werden.

Zur besseren Lesbarkeit sind der Verlauf der Spannungen und der daraus resultierenden Mischerfunktion für zwei gekennzeichnete Modulationsspannungsverhältnisse als separate Schnittlinien aufgeführt. Man erkennt ähnlich der statischen Mischerkennlinie in Abschnitt 3.4 einen nahezu linearen Aussteuerbereich mit konstanter Mischersteilheit, der mit zunehmender Amplitude gesättigt wird.

Der Verlauf der resultierenden Mischerkennlinie lässt sich nach [Zha03] analytisch über einen Anpassungsfaktor k_T , den Demodulationswirkungsgrad $\eta_{\text{PMD,AC}}$ und die Modulationsspannungsdifferenz $u_{\text{mod},\Delta}$ durch eine Hyperbeltangensfunktion approximieren:

$$\eta_{\text{PMD,AC}}(u_{\text{mod},\Delta}) = \pm \tanh(k_T \cdot u_{\text{mod},\Delta}) \cdot \frac{\max(\eta_{\text{PMD,AC}}) - \min(\eta_{\text{PMD,AC}})}{2} \quad (3.33)$$

Die Kenntnis der dynamischen Mischerfunktion ermöglicht Aussagen, bis zu welchen Modulationsamplituden das PMD-Device als linearer Mischer/Multiplizierer eingesetzt werden kann. Abbildung 3.15 zeigt die Übertragungseigenschaft der in Abbildung 3.14 gemessenen Mischerfunktion für ein um $u_{\text{mod,offset}} = 1.05 \text{ V}$ symmetrisches Gegentaktmodulationssignal am Beispiel dreier simulierter Modulationsspannungsverläufe.

Die anschließende Integration des Produkts aus gemischtem Signalverlauf u_{Δ} und phasenverschobenem optischen Signal in Abhängigkeit der Verschiebung τ_{ToF} beschreibt die Korrelationsfunktion des elektrischen Gegentaktmodulationssignals und dem simulierten optischen Signalverlauf.

3.8 Korrelationsfunktion (*correlation function*)

Stellt man die resultierende Spannungsdifferenz u_{Δ} der Integrationsspannungen für eine feste Integrationszeit T_{int} und optische Leistung P_{opt} in Abhängigkeit der Phasenverschiebung zwischen optischem und elektrischem Modulationssignal von $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$ bis $\varphi_{\text{ToF}} = 360^\circ$ dar, erhält man die PMD-Korrelationsfunktion $u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}})$, siehe Abschnitt 1.2 und 1.4.

Abbildung 3.16 beschreibt das Zustandekommen der Korrelationsfunktion für sende- und empfangsseitig rechteckförmig realisierte Modulationssignale auf Basis einer unge-

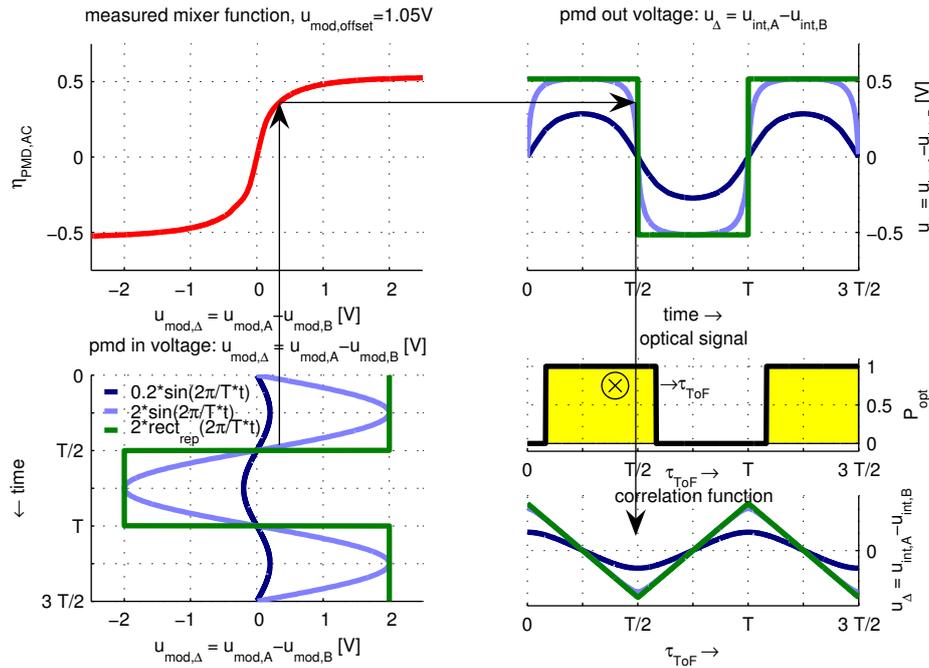


Abbildung 3.15: Simulierte Korrelationsfunktion auf Basis gemessener Mischerfunktion

mittelt dargestellten Messung mit einer Frequenz von $f_{\text{mod}} = 5 \text{ MHz}$ und einer Phasenschrittweite von $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 1^\circ$. Exemplarisch ist zusätzlich der gemessene zeitliche Verlauf der Integrationsspannungen $u_{\text{int},A/B}(t)$ und schematisch der zugehörige Verlauf der Modulationssignale $u_{\text{mod}}(t)$ und $P_{\text{opt}}(t)$ für die Phasenbeziehungen $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ und 270° dargestellt, siehe auch Abbildung 3.13 (b), wobei die resultierenden Integrationsspannungen zum Ende der Integrationszeit markiert sind. Neben dem Verlauf der offsetbehafteten Integrationsspannungen $u_{\text{int},A/B}(\varphi_{\text{ToF}})$ zeigt die Abbildung zusätzlich Differenz- und Summensignal u_Δ, u_Σ in Abhängigkeit der Phasenlage:

$$u_{\text{int},A}(t, \varphi_{\text{ToF}}) = u_{\text{reset},A} - u_{\text{out},A}(t, \varphi_{\text{ToF}}) \quad [\text{V}] \quad (3.34)$$

$$u_{\text{int},B}(t, \varphi_{\text{ToF}}) = u_{\text{reset},B} - u_{\text{out},B}(t, \varphi_{\text{ToF}}) \quad [\text{V}] \quad (3.35)$$

$$u_\Delta(t, \varphi_{\text{ToF}}) = u_{\text{int},A}(t, \varphi_{\text{ToF}}) - u_{\text{int},B}(t, \varphi_{\text{ToF}}) \quad [\text{V}] \quad (3.36)$$

$$u_\Sigma(t, \varphi_{\text{ToF}}) = u_{\text{int},A}(t, \varphi_{\text{ToF}}) + u_{\text{int},B}(t, \varphi_{\text{ToF}}) \quad [\text{V}] \quad (3.37)$$

Der Verlauf der Gegentaktkorrelationskennlinien stellt das wichtigste Kriterium bei der Charakterisierung von PMD-Sensoren dar, da sie die Gegentaktmisch- und Gegentaktkorrelationseigenschaft des Sensors über den gesamten Eindeutigkeitsbereich vollständig beschreiben. Ihre Verlaufsform, z.B. vorhandene Offsets, Symmetrieeigenschaften, oder die Korrelationsamplitude und mögliche Abhängigkeiten gegen Einflussgrößen wie Signalintensität, Modulationsfrequenz oder -spannungen lassen Rückschlüsse auf Funktion und Performance des Sensors zu. Viele nachfolgende Charakterisierungsparameter

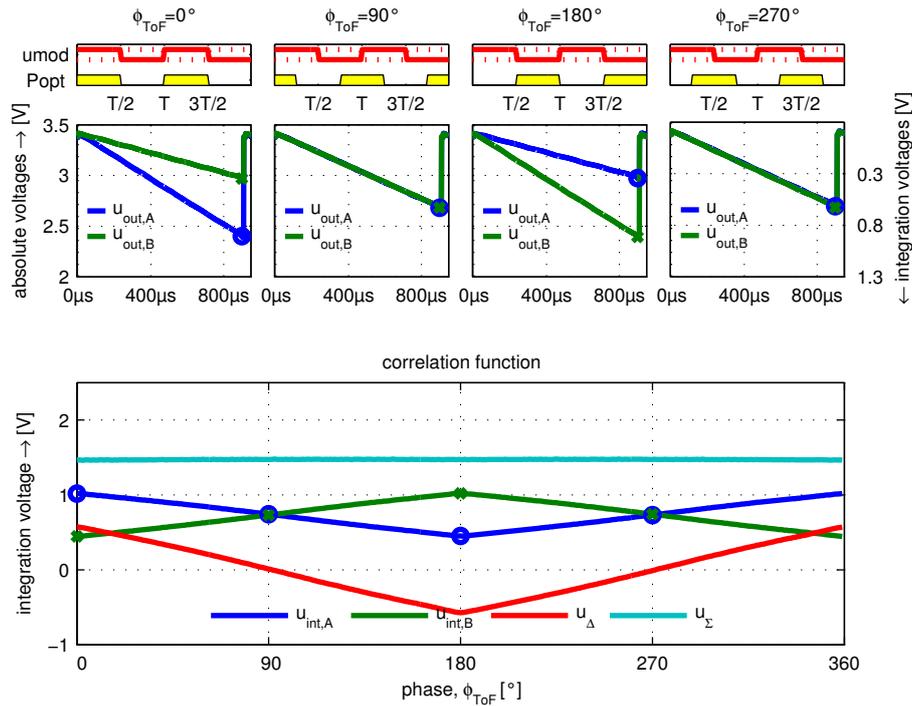


Abbildung 3.16: Gemessene PMD-Korrelationsfunktion

beruhen daher auf der Auswertung des Gegentaktkorrelationsverlaufs und stellen charakteristische qualitative Bewertungsgrößen dar.

Die Ansteuerung der Modulationsgates mit einer Gegentaktmodulationsspannung und beidseitige Auslese resultiert in Integrationsspannungen $u_{\text{int,A}}$ und $u_{\text{int,B}}$, die gegeneinander um 180° verschoben sind. Ein Kanal erreicht das Integrationsspannungsmaximum, während der andere Kanal das Minimum durchläuft. Wenn die verwendeten Modulationssignale ein Puls-/Pauseverhältnis von 50/50 aufweisen, wird der Photostrom über der Integrationszeit zeitlich gleich lang auf beide Integrationszweige gemischt und dort integriert. Ist der Verlauf des Potentialgradienten ideal in beide Richtungen symmetrisch, siehe Abschnitt 3.13, und die Ladungsträgermischung somit in beide Richtungen gleich effizient, weisen beide Spannungsverläufe $u_{\text{int,A/B}}(\varphi_{\text{ToF}})$ einen identischen Offset auf. Aufgrund des nicht idealen Gegentaktmischvorgangs sind beide Kennlinien, selbst mit Korrektur des Dunkelstroms über Gleichung 3.73, bei $\varphi_{\text{ToF}}=0^\circ$ und 180° Phasenlage, durch einen Integrationsspannungshub größer null Volt gekennzeichnet, obwohl sämtliche Ladungsträger vollständig auf eine Ausleseseite gemischt werden sollten.

Der konstante Verlauf des Summensignals $u_\Sigma \neq u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}})$ zeigt, dass der Photostrom zwar phasenabhängig unterschiedlich gemischt wird, jedoch immer vollständig ausgelesen werden kann. Das Summensignal liefert somit, unabhängig von der Entfernung, den von herkömmlichen Bildsensoren bekannten Grau-/ Intensitätswert.

Durch Differenzbildung der Integrationsspannungen werden unkorrelierte Signalanteile, die über der Integrationszeit gleichmäßig auf beide Auslesewege verteilt werden, Abschnitt 3.13.1, eliminiert: inhärente Gegentaktabtastung, *Correlated Balanced Sampling*, CBS [Bux02]. Das ideal offsetfreie Differenzsignal ist daher, neben einer Beeinflussung durch die Form des elektrischen Modulationssignals, lediglich eine Funktion des korrelierten optischen Signals. Da das elektrische Gegentaktsignal in der Regel durch einen festen Funktionsverlauf beschrieben wird, kann ein abweichender Verlauf des gemessenen Differenzsignals in Form oder Amplitude direkt auf ein entsprechend geändertes optisches Signal zurückgeführt werden.

3.8.1 Einfluss der korrelierten Signalintensität

Eine Änderung der Leistung des optischen Signals oder der Integrationszeit resultiert, solange der Anteil des Dunkelstroms am Gesamtstrom vernachlässigbar ist und sich die Ausgangsspannungen im quasi linearen Bereich befinden,

$$i_{\text{dark}} \ll i_{\text{photo}} \quad \vee \quad u_{\text{sep}} < u_{\text{out}}^* < u_{\text{reset}},$$

in sich proportional ändernden Integrationsspannungen $u_{\text{int,A}}$ und $u_{\text{int,B}}$, siehe Abschnitt 3.1 und 3.2. Summen- und Differenzsignal folgen entsprechend, vergleiche Demodulationskontrast in Abschnitt 3.11.3.

Abbildung 3.17 zeigt den Einfluss einer zunehmenden optischen Leistung $i_{\text{photo,mod}}$ auf den Verlauf der Korrelationsfunktion bei konstanter Integrationszeit T_{int} , so dass der resultierende Integrationsspannungshub u_{Σ} mit der Leistung zunimmt.

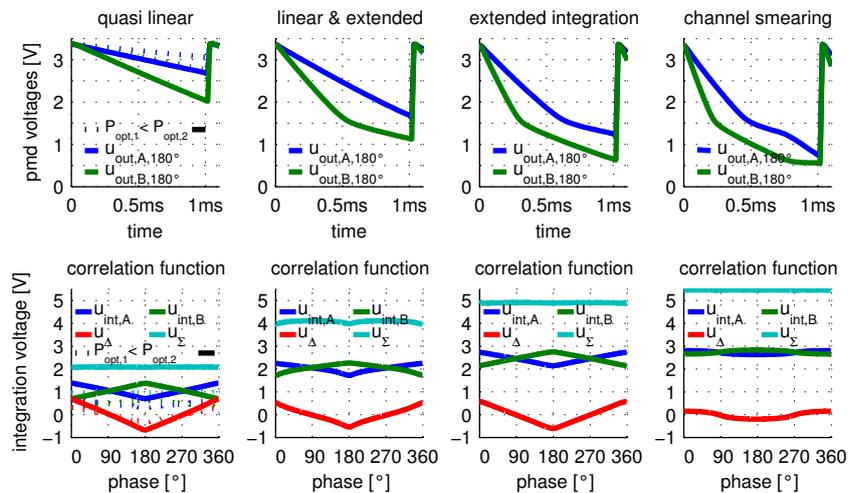


Abbildung 3.17: PMD-Korrelationsfunktion, Signalintensität

Wird in Abhängigkeit der Phasenlage φ_{ToF} die Grenze zum erweiterten Integrationsbereich überschritten, *extended integration region*, ändert sich, neben dem nun nicht mehr phasenunabhängigen, Summensignal der abschnittsweise lineare Verlauf der Korrelationskennlinien. Zwar bleibt die Phasenlage der Grundwelle unverändert erhalten, da sich jedoch die Fourierkoeffizienten der höherfrequenten Anteile ändern, ändert sich folglich auch der systematische Fehler einer Phasenberechnung, siehe Abschnitt 3.14.2.

Befinden sich die Ausgangsspannungen über den gesamten Eindeutigkeitsbereich innerhalb des erweiterten Arbeitsbereichs

$$u_{\text{mod,high}} < u_{\text{out}}^* < u_{\text{sep}}$$

stellt sich, rechteckförmige Modulation vorausgesetzt, erneut ein ideal linearer Verlauf der Korrelationsfunktion ein.

Verlassen die Ausgangssignale den Arbeitsbereich, *operation region*, bricht die Amplitude des Differenzsignals u_{Δ} ein, da die Potentiale der beiden Auslesekapazitäten durch den Potentialverlauf unter den Modulationsgates ausgeglichen werden, siehe Abschnitt 3.1. Der dreieckförmige Korrelationsverlauf ändert sich erheblich, bis schließlich keine verwertbare Korrelationsamplitude vorhanden bleibt.

3.8.2 Einfluss unkorrelierter optischer Signalanteile

Wird dem modulierten optischen Signal ein unkorreliertes Signal überlagert, im einfachsten Fall konstantes Hintergrundlicht $P_{\text{opt,dc}}$, wird der zusätzliche Signalanteil, wie Abbildung 3.18 zeigt, gleichmäßig auf beide Integrationszweige aufgeteilt. Das Summensignal wird entsprechend größer. Solange der quasi lineare Integrationsbereich beider Auslezeweige nicht verlassen wird, heben sich die gemeinsamen DC-Sockel durch Differenzbildung der Integrationsspannungen $u_{\text{int,A}}$ und $u_{\text{int,B}}$ zu u_{Δ} auf. Der Verlauf der Differenzkennlinie bleibt unverändert gegenüber der Messung ohne Hintergrundlicht in Abbildung 3.16. Im Gegensatz zu dem Summensignal, das korrelierte und unkorrelierte Signale nicht unterscheidet und als einen Gesamtintensitätswert darstellt, kann über die resultierende Korrelationsamplitude $u_{\Delta,\text{amplitude}}$ des Differenzsignals u_{Δ} ein von unkorreliertem Signal unabhängiger Intensitätswert ermittelt werden. Da die Amplitude ausschließlich durch den korrelierten Signalanteil beeinflusst wird, kann ein ermittelter Intensitätspegel, insbesondere bei dem Einsatz schmalbandiger oder für das menschliche Auge nicht wahrnehmbarer Sender, z.B. bei infraroter Beleuchtung, aufgrund der wellenlängenabhängigen Relektionseigenschaften des Messobjekts deutlich von dem bekannten sichtbaren Grauwert abweichen.

Beeinflussung der Korrelationsfunktion durch Gleichlichtunterdrückung

Durch die Integration einer aktiven Schaltung zur Hintergrundlichtunterdrückung, *suppression of background illumination* SBI, in der pixelnahen Ausleseelektronik kann eine wesentliche Dynamikerweiterung erzielt werden, siehe auch Abschnitt 3.17.1. Dazu werden beiden Auslezweigen gemeinsame unkorrelierte Signalanteile, die keine auswertbare Information beinhalten, noch während der Integration gleichsam von beiden Ausleседioden abgezogen. Unterschreitet eines der beiden PMD-Ausgangssignale eine definierte Schwelle, werden zwei variable, identische und dem Photostrom entgegengerichtet orientierte Stromquellen aktiviert, die an den Auslezweigen angeschlossen sind und somit einem weiteren Absinken der Ausgangsspannungen entgegenwirken. Die Höhe des eingepprägten Stroms ist so ausgelegt, dass die Spannung, die die Schwelle erreicht, auf konstantem Potential gehalten wird. Da der photogenerierte und zur anderen Seite separierte Strom kleiner ist, er hat die Schwelle schließlich nicht erreicht, und vom Betrag höhere Ströme entgegengerichtet überlagert werden, beginnt die Spannung, wie Abbildung 3.19 verdeutlicht, wieder anzusteigen [PMD05], [MKF⁺05], [Bux02], [ASU04].

Um die Auswirkung einer aktiven Hintergrundlichtunterdrückung auf die Korrelations-signale zu verdeutlichen, wurde in der dargestellten Messung die optische Leistung von Nutzsignal und unkorreliertem Hintergrundlicht derart gewählt, dass die SBI zwar aktiv wird, der verbleibende korrelierte Signalanteil jedoch nicht ausreicht, um den vorhandenen Dynamikbereich durch eine zu hohe Korrelationsamplitude zu sättigen, siehe auch Abschnitt 3.17.

Die einsetzende SBI ist in den Integrationsspannungen $u_{\text{int,A/B}}$ direkt in Form eines limitierten Integrationsspannungshubs wiederzuerkennen. Aufgrund der gekoppelten Stromquellen wird gleichzeitig der jeweils andere Kanal entsprechend mit beeinflusst. Der bei Einsatz rechteckförmiger Modulationssignale ohne aktive SBI ideal dreieckförmige Verlauf der Integrationsspannungen $u_{\text{int,A/B}}$ über der Phase weicht erheblich von seinem Verlauf ab. Durch die zugeschalteten Stromquellen entspricht das dargestellte Summensignal u_{Σ} schon unter Vernachlässigung der erkennbaren Phasenabhängigkeit nicht mehr dem Intensitätswert, da ein unbekannter unkorrelierter Signalanteil eliminiert wurde. Die Abhängigkeit des Summensignals von der Phase φ_{ToF} liegt in der phasenabhängigen ungleichmäßigen Separation des Gesamtstroms auf beide Integrationszweige begründet. Je nach Phasenlage variiert folglich der Kompensationsstrom i_{SBI} und somit auch das Summensignal $u_{\Sigma} = u_{\Sigma}(i_{\text{SBI}}) = u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}})$. Liegt das optische Signal in Phase mit dem elektrischen Modulationssignal, $\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}$ bzw. $\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ}$, ist der Kompensationsstrom maximal, das Summensignal somit minimal. Da die beiden Integrationsspannungen, auf-

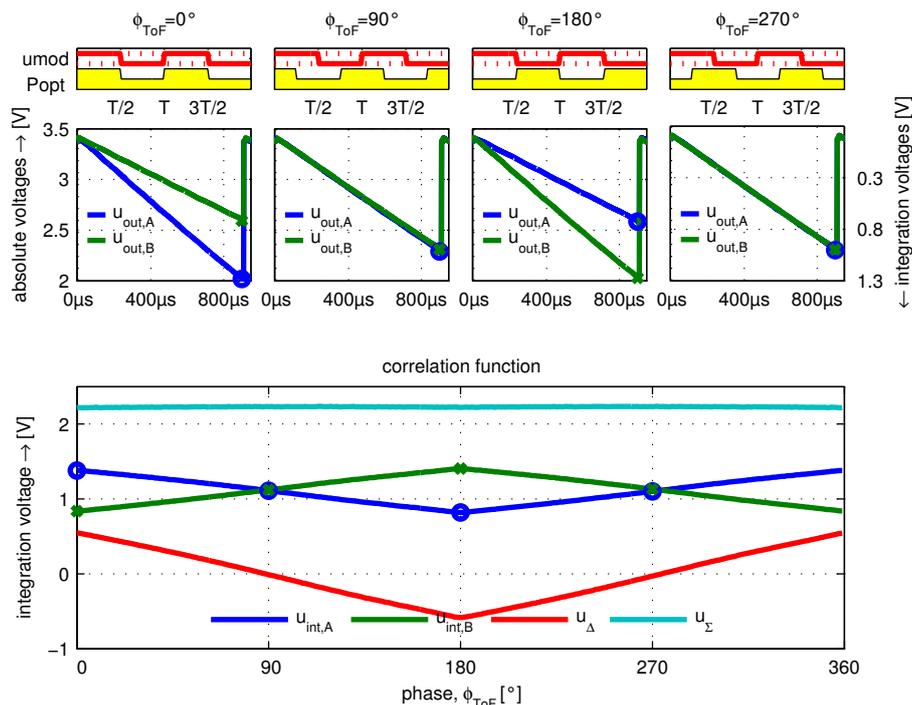


Abbildung 3.18: PMD-Korrelationsfunktion, unkorrelierte Signalanteile

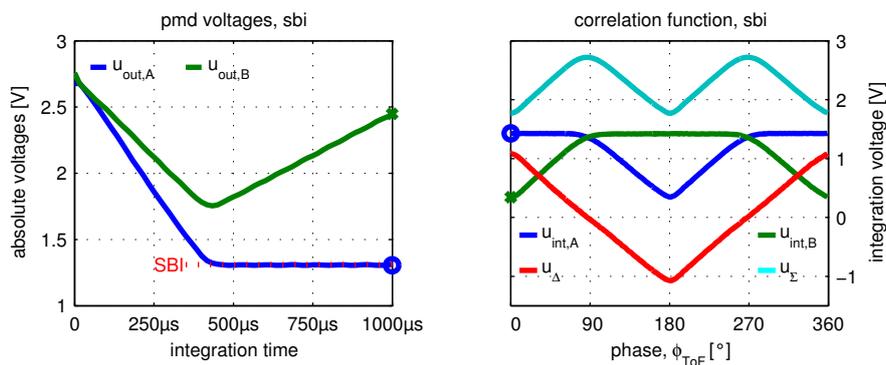


Abbildung 3.19: PMD-Korrelationsfunktion, -Ausgangsspannungen, SBI

grund der gespiegelten Stromquellen, gleichermaßen von einem gemeinsamen DC-Sockel befreit werden, bleibt der Verlauf des Differenzsignals u_{Δ} , unabhängig von unkorrelierten Signalen und einer aktiven Gleichlichtunterdrückung, unbeeinflusst. Die Berechnung der Signalintensität über die Korrelationsamplitude des Differenzsignals ist daher trotz Hintergrundlicht weiterhin unverfälscht möglich.

3.8.3 Einfluss des elektrischen Gegentaktmodulationssignals

Modulationspegel Einen wesentlichen Einfluss auf den Verlauf der Korrelationsfunktion übt die Amplitude des elektrischen Gegentaktmodulationssignals aus. Ent-

sprechend den Auswirkungen geänderter Modulationsgatespannungen auf die PMD-Mischerkennlinie in Abschnitt 3.4 beeinflusst die Modulationsamplitude den Verlauf des Potentialgradienten und somit die Mischeigenschaft des Sensors. Abbildung 3.20 verdeutlicht die Auswirkungen auf die resultierende Korrelationsfunktion. In Abhängigkeit der gewählten Amplitude wurde hierzu der Offset der Modulationsspannung $u_{\text{mod,offset}}$ so gewählt, dass das resultierende Modulationssignal zwischen

$$u_{\text{mod,low}} = 0 \text{ V}$$

und

$$u_{\text{mod,high}} = u_{\text{mod,peakpeak}} = 2 \cdot u_{\text{mod,amplitude}}$$

geschaltet wird. Obwohl das Summensignal u_{Σ} modulationsspannungsunabhängig konstant verläuft, die Empfindlichkeit des PMDs bleibt trotz geänderter Modulationsamplitude konstant, ändert sich die Korrelationsamplitude des Differenzsignals u_{Δ} . Die Effizienz des Mischprozesses nimmt mit kleineren Modulationsamplituden ab, siehe Abschnitt 3.11.1.

Modulationsverlaufsform Aufgrund der Misch- und Korrelationseigenschaften der PMD-Sensoren resultiert eine Änderung der Signalverlaufsform des elektrischen Gegentaktsignals unmittelbar in einer entsprechenden Änderung der Gegentaktkorrelationskennlinien. Resultieren beispielsweise zwei rechteckförmige Signale in einer dreieckförmigen Korrelationsfunktion, führt der Einsatz eines rechteck- und eines sinusförmigen Signals wiederum zu einem sinusförmigen Ausgangssignal.

Tastverhältnis Ändert sich das Puls-/Pauseverhältnis der Gegentaktmodulation von ideal 50/50, wird die Korrelationsfunktion u_{Δ} mit einem Offset behaftet und, bei rechteckförmiger Modulation, einen trapezförmigen Verlauf beschreiben. Die photogenerierten Ladungsträger werden innerhalb einer Modulationsperiode T_{mod} länger in eine Richtung gemischt und folglich asymmetrisch auf beide Seiten verteilt, vergleiche Abschnitt 3.13. Durch den unterschiedlichen Offset der Integrationsspannungen $u_{\text{int,A}}$ und $u_{\text{int,B}}$ kommt es zu der in Abbildung 3.21 dargestellten Verschiebung des Differenzsignals. Die asymmetrische Aufteilung der Ladungsträger, siehe Abschnitt 3.13.1, resultiert in einer Reduzierung der Sensordynamik, da der Arbeitsbereich einer Integrationskapazität entsprechend vorzeitig verlassen wird. Selbst in Kombination mit einer aktiven Hintergrundlichtunterdrückung, die nur gemeinsame Spannungsoffsets kompensieren kann, bleibt die Dynamik begrenzt. Die Dynamikbegrenzung wird dabei umso erheblicher, je höher der nichtkorrelierte Signalanteil am Gesamtsignal ist. Eine asymmetrische Signalaufteilung kann ebenso auftreten, wenn sich der Verlauf des Potentialgradienten in

Richtung Auslezweig A und B unterscheidet, z.B. durch unterschiedliche Offsetspannungen des Gegentaktmodulationssignals.

Flankensteilheit Die Auswirkung einer endlichen Flankensteilheit, $t_{\text{rise/fall}}$ auf den Verlauf der Korrelationsfunktion verdeutlicht die simulierte Kurvenschar in Abbildung 3.23 für identische Schaltzeiten $t_{\text{rise}} = t_{\text{fall}}$. Da ein Modulationssignal mit zunehmender Umschaltzeit von einem idealen rechteckförmigen über einen trapezförmigen in einen dreieckförmigen Verlauf übergeht, werden die Spitzen der Korrelationsfunktion abgerundet. Liegen die Modulationspegeln im quasi linearen Bereich ist die Auswirkung der vergrößerten Schaltzeiten in Form der Abrundung der Korrelationsfunktion deutlich, bzw. mit hohem Pegel, außerhalb des linearen Bereichs, weniger stark ausgeprägt. Die Abnahme der Korrelationsamplitude ist auf die reduzierte Signalenergie zurückzuführen.

3.8.4 Einfluss der optischen Modulationssignalfom

Tastverhältnis Die Änderung des Tastverhältnisses des optischen modulierten Signals, das elektrische Signal bleibt ideal bei 50/50, führt zu einem Korrelationsverlauf, der sich von dem Verlauf bei geänderten elektrischen Tastverhältnis unterscheidet.

Während ein von 50/50 abweichender DutyCycle des elektrischen Signals das Aufteilungsverhältnis beeinflusst und damit zu asymmetrischen Integrationsspannungsamplituden und offsetbehafteten Differenzkennlinien u_{Δ} führt, bewirkt eine optische Tastverhältnisänderung lediglich eine Verformung des Differenzsignals.

Damit die in Abbildung 3.22 aufgenommenen Messreihen untereinander vergleichbar sind, wird die mittlere optische Signalleistung P_{opt} und somit der mittlere Photostrom i_{photo} konstant gehalten, indem die Spitzenleistung des modulierten Signals bei geänderten Tastverhältnis entsprechend angepasst wird, erkennbar an dem für alle Messungen konstanten Summensignal u_{Σ} . Ist die Beleuchtungsdauer kürzer als eine Halbperiode des elektrischen Modulationssignals wächst der Phasenlagenbereich, in dem die moduliert photogenerierten Ladungsträger vollständig auf einen Integrationszweig gemischt werden, Abbildung 3.22. Im Gegensatz dazu können nicht alle photogenerierten Ladungsträger während einer Potentialausrichtung auf einer Seite integriert werden, wenn die Beleuchtungsdauer länger als eine Halbperiode des elektrischen Signals ist. Ein Teil des optischen Signals wird unabhängig von der Phasenlage auf beide Seiten verteilt, und durch die folgende Differenzbildung eliminiert. Der Hub der Differenzkennlinie verkleinert sich, obwohl die mittlere Signalleistung unverändert bleibt. Die Auswirkungen

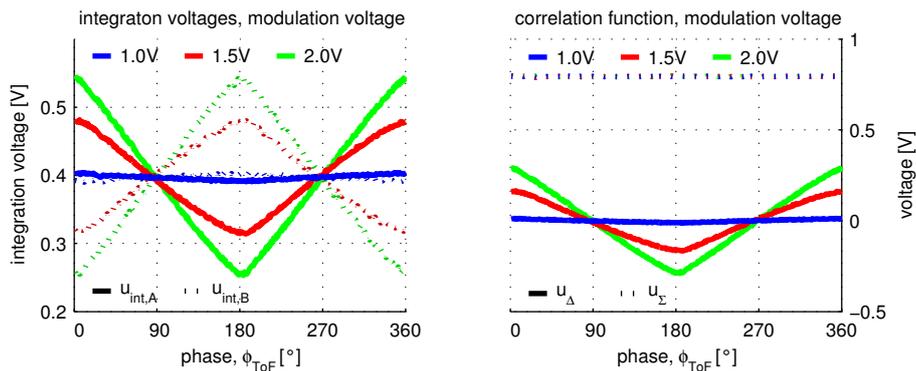


Abbildung 3.20: PMD-Korrelationsfunktion, Modulationsspannung PMD

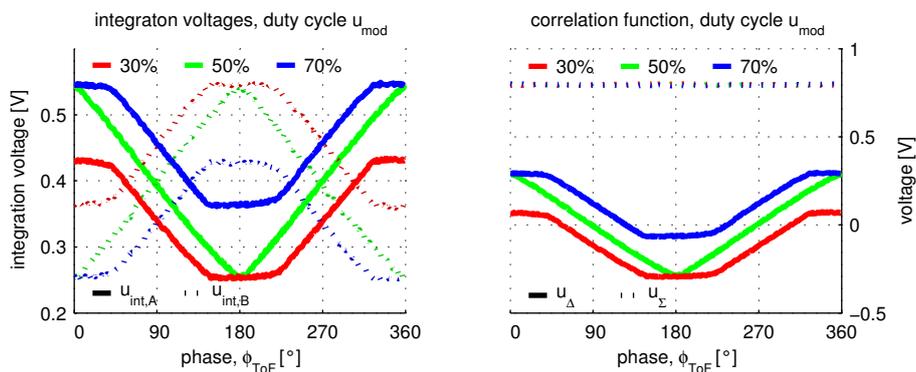
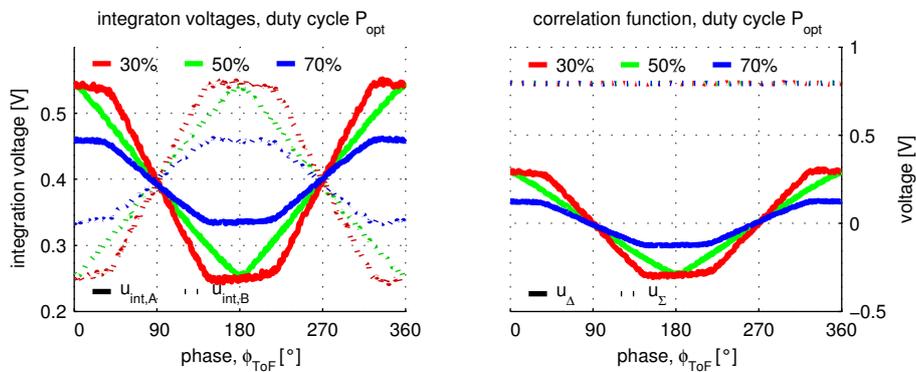
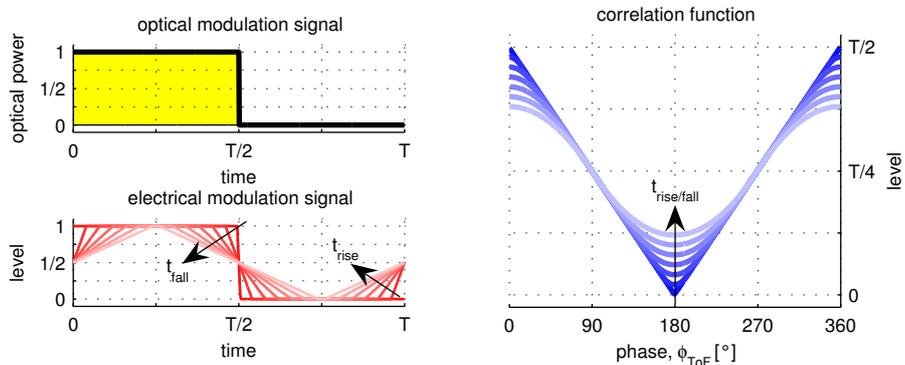


Abbildung 3.21: PMD-Korrelationsfunktion, Tastverhältnisvariation PMD

Abbildung 3.22: PMD-Korrelationsfunktion, Tastverhältnisvariation $P_{\text{opt}}(t)$ Abbildung 3.23: Simulierte Korrelationsfunktion, Flankensteilheit $t_{\text{rise/fall}}$

der zu lange aktivierten Beleuchtung entsprechen daher vom Ergebnis prinzipiell einem vorhanden unkorrelierten Signalanteil. Da das Aufbringen der optischen Leistung im System einen hohen Kostenfaktor darstellt, und mit Bauraumbedarf und einer Wärmeabfuhrproblematik verbunden ist, sollte ein derartiger Betrieb unbedingt vermieden werden.

Signalform Eine häufig beobachtete Verformung der Korrelationsfunktion beruht auf einer Abweichung des optischen Signals von einem idealen erwarteten Verlauf, aufgrund endlicher Flankensteilheit, unterschiedlicher Anstiegs- und Abfallzeit oder dem Vorhandensein von Überschwingern. Abbildung 3.24 zeigt die resultierenden gemessenen PMD-Korrelationsfunktionen für drei verschiedene optische Signalverläufe mit identischer mittlerer Leistung.

Signalbewertung durch Korrelationsverlauf Bei genauer Kenntnis der Mischeigenschaft des PMDs für eine bestimmte Modulationsfrequenz können aus der Form der Korrelationsfunktion Rückschlüsse auf den zeitlichen Verlauf des optischen Signals gezogen werden. Der Verlauf des Korrelationssignals auf Basis geeigneter, bereits charakterisierter PMD-Referenzpixel kann daher als Entscheidungskriterium bei der Auswahl neuer Sender zur PMD-Charakterisierung verwendet werden. Auch umgekehrt kann der Verlauf des elektrischen Gegentaktmodulationssignals bei einem bekannten optischen Signalverlauf und PMD-Verhalten beurteilt werden.

Eine vollständige Rekonstruktion des ursprünglichen Signalverlaufs durch eine Entfaltung ist jedoch mathematisch nicht möglich [Dos05].

Die Charakterisierung eines hochfrequent modulierten optischen Signals mit Hilfe der PMD-Korrelationseigenschaft hat gegenüber optischen Tastköpfen auf Basis schneller Dioden den Vorteil, dass durch Anpassung der Integrationszeit T_{int} über nahezu beliebig viele Modulationszyklen, bei gleichzeitiger Unterdrückung unkorrelierter Signale, Signale mit kleinsten korrelierten Leistungen detektiert und beurteilt werden können. Die alternative Verwendung von Photomultipliern zur Erfassung des optischen Signals ist dagegen mit erheblichem Mehrkostenaufwand verbunden.

Abbildung 3.25 zeigt den mit $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 1^\circ$ schrittweise gemessenen Korrelationsverlauf eines, mit $f_{\text{mod}} = 20$ MHz rechteckförmig modulierten, optischen Signals mit einer mittleren optischen Leistungsdichte von weniger als $40 \mu\text{W}/\text{m}^2$, und einem resultierenden Photostrom i_{photo} von weniger als 40 fA. Wie Gleichung 3.38 verdeutlicht, entspricht dies durchschnittlich der Generation und Integration eines Elektrons in gerade jedem achtzigsten Modulationszyklus. Die Messzeit zur Aufnahme des ungemittelt dargestellten

Korrelationsverlaufs beträgt allerdings 9 Minuten, $T_{\text{int}}=1.5$ Sekunden pro Abtastwert.

$$\frac{N_{e^-}}{T_{\text{mod}}} = \frac{i_{\text{photo}}}{f_{\text{mod}} \cdot e^-} = 0.012, \quad N_{e^-} = \text{Anzahl der photogenerierten Elektronen} \quad (3.38)$$

3.8.5 Einfluss der Modulationsfrequenz

Den Einfluss der Modulationsfrequenz, mit welcher der Potentialgradient umgeschaltet wird, auf die Korrelationsfunktion verdeutlicht Abbildung 3.26.

Aufgrund der endlichen Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger nimmt mit zunehmender Frequenz der Anteil der erfolgreich aufgeteilten Ladungsträger ab. Die Amplitude des Differenzsignals wird kleiner, obwohl das Summensignal konstant bleibt, da die Geschwindigkeit der Ladungsträger nicht ausreicht, um die durch das Layout der Pixelgeometrie vorgegebene Kanallänge entlang des Potentialgradienten bis zur Auslesediode zurückzulegen. Die Elektronen, die nicht innerhalb der Modulationshalbperiode aufgeteilt und integriert werden, in der sie generiert wurden, werden unkorreliert auf beide Auslezeweige verteilt. Eine Reduzierung der Weglänge, realisierbar durch schmalere Modulationsgates und kürzere Gateabstände in Kombination mit einer PMD-Fingerstruktur, Abbildung 3.12 (a), um die Pixelfläche weiterhin ausreichend groß zu halten, vergrößert die Bandbreite des Sensors [Xu99], aufgrund des zunehmenden Anteils an benötigten Auslesedioden jedoch zu Lasten des Füllfaktors FF_{PMD} . Da bei der Verwendung von Signalen mit kurzen Anstieg- und Abfallzeiten, z.B. Rechteckmodulation, hochfrequente Oberwellen vorhanden sind, werden diese aufgrund der begrenzten Bandbreite stärker beeinflusst, so dass sich der Verlauf der Korrelationsfunktion ändert. Die Signalform geht mit steigender Frequenz allmählich in einen tiefpassgefilterten, (ko-)sinusförmigen Verlauf über.

Damit bei der Messdurchführung nur der PMD und nicht das Gesamtsystem charakterisiert wird, müssen der optische und elektrische Signalverlauf bekannt sein. So wird verhindert, dass der gemessene Korrelationsverlauf massgeblich durch eine endliche Flankensteilheit, siehe Abbildung 3.23, vorhandene Innenwiderstände oder die maximale Treiberleistung der verwendeten Signalgeneratoren beeinflusst wird. So führt bei rechteckförmiger Modulation eine bereits generatorseitig begrenzte Flankensteilheit ohne Bandbreitenbegrenzung des PMDs zu einem abgerundeten Korrelationsverlauf, siehe Abbildung 3.23. Aufgrund der mit wachsender Pixelanzahl linear zunehmenden kapazitiven Last der Modulationsgates stellt die Treiberleistung, insbesondere bei der Charakterisierung hochauflösender Matrizen, eine nicht zu unterschätzende Forderung dar, siehe Abschnitt 2.5.1.

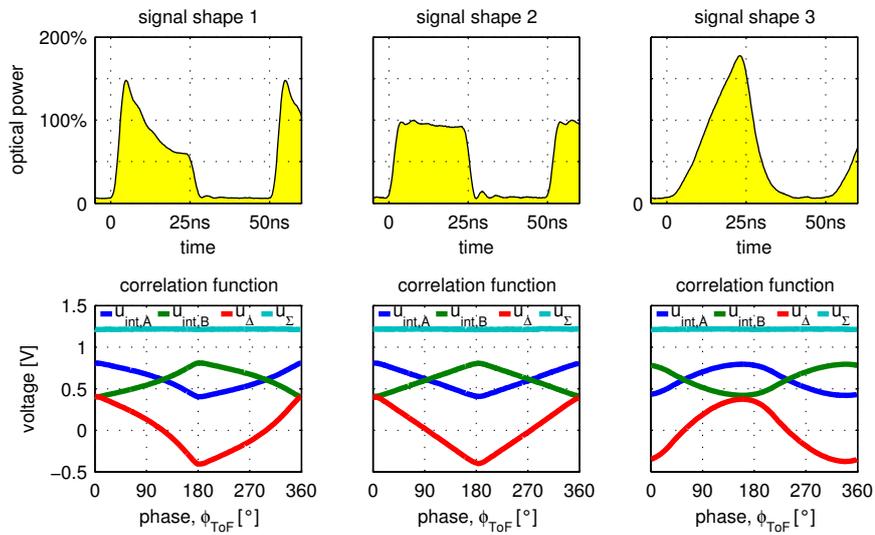


Abbildung 3.24: PMD-Korrelationsfunktion, verschiedene Signalformen $P_{opt}(t)$

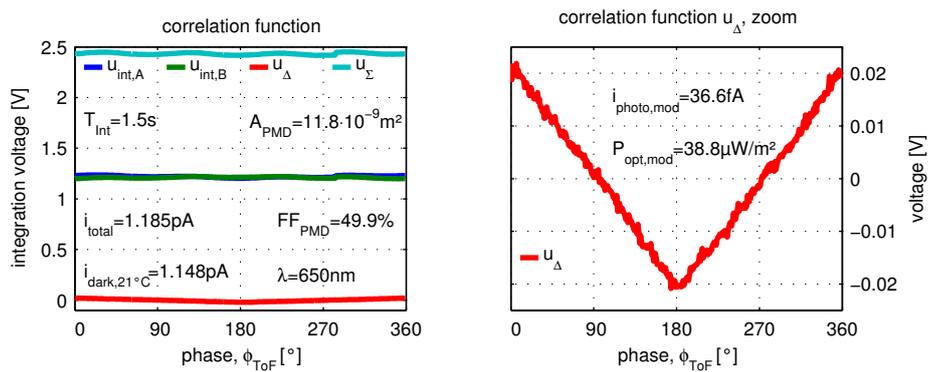


Abbildung 3.25: PMD-Korrelationsfunktion, $P_{opt} \approx 40 \mu W/m^2$

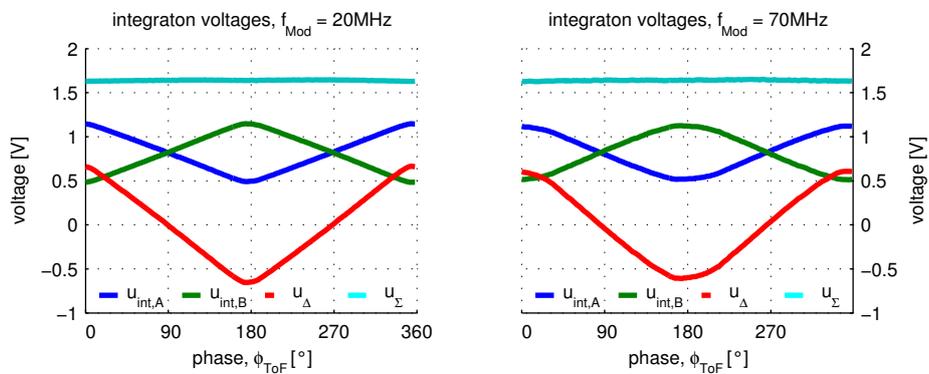


Abbildung 3.26: PMD-Korrelationsfunktion, Modulationsfrequenz

3.9 Demodulationskontrast (*demodulation contrast*)

3.9.1 Definition Demodulationskontrast

Der Demodulationskontrast beschreibt die Effizienz des dynamischen Mischprozesses. Er stellt das Verhältnis aus erfolgreich aufgeteilten Ladungsträgern an der Gesamtzahl der für den Mischvorgang verfügbaren Ladungsträger dar:

Welcher prozentuale Anteil des insgesamt detektierten Signals beinhaltet eine zur Phasenberechnung auswertbare Information?

Der Kontrast ermöglicht den Vergleich unterschiedlicher PMD-Strukturen miteinander und dient als maßgebliches Gütekriterium bei der Optimierung des PMD-Pixeldesigns hinsichtlich der Effizienz der Mischproduktbildung.

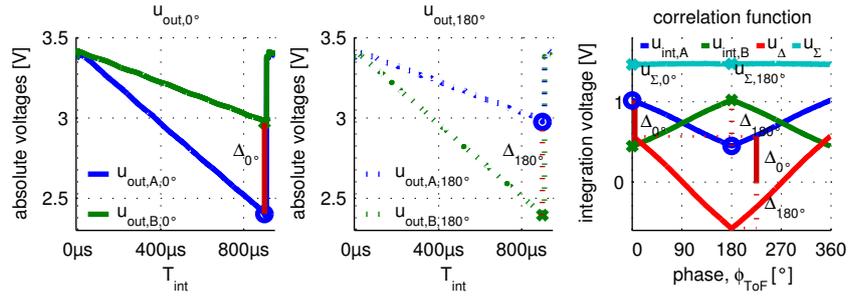
Unabhängig von der jeweiligen Phasenlage kann die Gesamtzahl der Ladungsträger $N_{e^-, \Sigma}$ durch Addition der Ladungsträger beider Auslezweige $N_{e^-, A}$ und $N_{e^-, B}$ bestimmt werden. Den bestmöglich aufgeteilten Signalanteil erhält man aus der Differenz $N_{e^-, \Delta}$, wenn eine maximal unterschiedliche Aufteilung des Photostroms erzielt wird: $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$, bzw. $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$. Der Demodulationskontrast kann folglich an zwei Positionen der Korrelationsfunktion als C_{0° und C_{180° berechnet und zu einem mittleren Kontrast C zusammengefasst werden, Definition 3.39 bis 3.41.

$$\begin{aligned} C_{0^\circ} &= \frac{N_{e^-, A}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ) - N_{e^-, B}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{N_{e^-, A}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ) + N_{e^-, B}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} \cdot 100\% \\ &= \frac{N_{e^-, \Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{N_{e^-, \Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} \cdot 100\% \end{aligned} \quad (3.39)$$

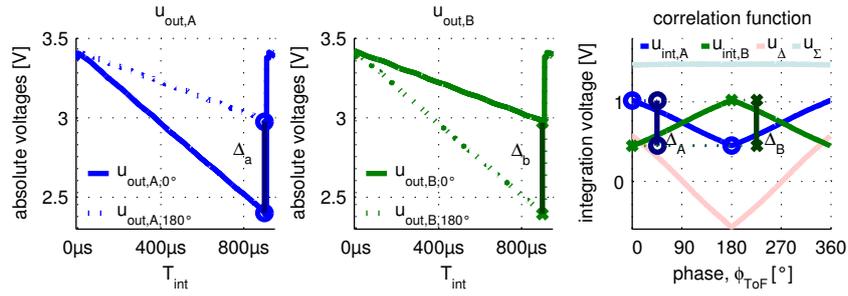
$$\begin{aligned} C_{180^\circ} &= -\frac{N_{e^-, A}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ) - N_{e^-, B}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{N_{e^-, A}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ) + N_{e^-, B}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \cdot 100\% \\ &= -\frac{N_{e^-, \Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{N_{e^-, \Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \cdot 100\% \end{aligned} \quad (3.40)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow C &= \frac{1}{2} \cdot (C_{0^\circ} + C_{180^\circ}) \\ &= \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{N_{e^-, \Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{N_{e^-, \Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} - \frac{N_{e^-, \Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{N_{e^-, \Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \right] \cdot 100\% \end{aligned} \quad (3.41)$$

Liegen die Ausgangsspannungen im quasi linearen Arbeitsbereich, besteht ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen Integrationsspannung $u_{\text{int}, A/B}$ und der Anzahl der



(a) Demodulationskontrast, 0° / 180°



(b) Demodulationkontrast, Kanal A / Kanal B

Abbildung 3.27: Demodulationskontrastdefinition aus Korrelationsverlauf

integrierten Ladungsträger $N_{e-A/B}$. Die Kontrastdefinitionen können daher mit den Integrationsspannungen als Gleichung 3.42 bis 3.44 beschrieben werden.

Abbildung 3.27 (a) zeigt die zur Kontrastberechnung benötigten Spannungspegel im Verlauf der Ausgangsspannungen und der Korrelationsfunktion.

$$\begin{aligned}
 C_{0^\circ} &= \frac{u_{\text{int},A}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ) - u_{\text{int},B}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{u_{\text{int},A}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ) + u_{\text{int},B}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} \cdot 100\% \\
 &= \frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} \cdot 100\%
 \end{aligned} \tag{3.42}$$

$$\begin{aligned}
 C_{180^\circ} &= -\frac{u_{\text{int},A}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ) - u_{\text{int},B}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{u_{\text{int},A}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ) + u_{\text{int},B}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \cdot 100\% \\
 &= -\frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \cdot 100\%
 \end{aligned} \tag{3.43}$$

$$\begin{aligned}
 \Rightarrow C &= \frac{1}{2} \cdot (C_{0^\circ} + C_{180^\circ}) \\
 &= \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} - \frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \right] \cdot 100\%
 \end{aligned} \tag{3.44}$$

Da sich die Pegel der Integrationsspannungen $u_{\text{int},A}$ und $u_{\text{int},B}$ eines symmetrischen PMDs mit einer Phasenänderung um $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$ ideal austauschen, siehe Abschnitt

3.13.2, gilt Gleichung 3.45. Erfolgt die Aufteilung der Ladungsträger dagegen asymmetrisch auf einen bevorzugten Integrationszweig, führt dies bei weiterhin konstantem Summensignal zu einem Offset der Differenzkennlinie, Gleichung 3.46.

$$\left. \begin{array}{l} u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) = -u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ}) \\ u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) = u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ}) \end{array} \right\} \Rightarrow C_{0^{\circ}} = C_{180^{\circ}} \quad (3.45)$$

$$\left. \begin{array}{l} u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) \neq -u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ}) \\ u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) = u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ}) \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{cases} C_{0^{\circ}} \neq C_{180^{\circ}} \\ C_{0^{\circ}} + \Delta C = C_{180^{\circ}} - \Delta C \end{cases} \quad (3.46)$$

Die Kontrastberechnung für eine Phasenlage steigt um den Betrag ΔC , um den die zweite Kontrastdefinition absinkt. Ist die Asymmetrie so stark ausgeprägt, dass sich die Verläufe der Integrationsspannungen $u_{\text{int,A}}$ und $u_{\text{int,B}}$ nicht mehr überschneiden, liefert die Kontrastberechnung definitionsbedingt für eine Phasenlage einen negativen Kontrastwert. Da trotz des vorhandenen Offsets sowohl der Hub der Differenzfunktion $u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) - u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ})$, als auch das Summensignal konstant bleiben, führt die Berechnung des mittleren Kontrastes C weiterhin zu einem unverfälschten Ergebnis.

Der Anteil der aufteilbaren Ladungsträger an der Gesamtzahl der ausgelesenen Ladungsträger kann alternativ separat für jeden Auslesezeitpunkt C_A bzw. C_B ermittelt und zu C_{AB} gemittelt werden, siehe Abbildung 3.27 (b):

$$C_A = \frac{u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) - u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ})}{u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) + u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ})} \cdot 100\% \quad (3.47)$$

$$C_B = -\frac{u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) - u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ})}{u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}) + u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ})} \cdot 100\% \quad (3.48)$$

$$C_{AB} = \frac{1}{2} \cdot (C_A + C_B) \quad (3.49)$$

3.9.2 Bestimmung in einer limitierten Messumgebung

Die Berechnung des Demodulationskontrastwertes erfordert die genaue Kenntnis der Integrationsspannungen, bzw. den Hub der Differenzfunktion, wenn das optische und elektrische Modulationssignal im PMD eine Phasenverschiebung von $\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}$, bzw. $\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ}$ aufweisen. Das Summensignal ist im Gegensatz dazu ideal phasenunabhängig und kann daher für beliebige Phasenlagen ermittelt werden. Da aufgrund vorhandener Signallaufzeiten, durch aufbaubedingte Weglängen, Ansprechzeiten und Verzögerungen von Treiberbausteinen etc, die generatorseitig eingestellte Phasenbeziehung nicht der tatsächlichen Phasenverschiebung im PMD entspricht und die Phasenlage des optischen Signals für sehr kleine Leistungen auch nicht mit Hilfe optischer Tastköpfe

ermittelt werden kann, werden die benötigten Integrationsspannungspegel und die PMD-seitige Phasenlage φ_{ToF} aus dem vollständigen Verlauf der Korrelationsfunktion ermittelt.

Zur Aufnahme der Korrelationsfunktion wird die Phasenverzögerung des Senders in der benötigten bzw. möglichen Schrittweite $\Delta\varphi_{\text{ToF}}$ von 0° bis 360° durchgeföhren und die resultierenden Spannungspegel ermittelt. Maximum und Minimum der Korrelationsfunktion kennzeichnen die Phasenlagen $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$ und $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$.

Die Aufnahme einer vollständigen Korrelationsfunktion benötigt jedoch nach Gleichung 3.50 eine entsprechend lange Messzeit $T_{\text{meas,cf}}$, siehe auch Abschnitt 3.8.4, und ist in Abhängigkeit der durch das eingesetzte Messequipment limitierten minimalen Phasenschrittweite $\Delta\varphi_{\text{ToF}}$ nur begrenzt aufgelöst ermittelbar. So setzt die Aufnahme einer Korrelationsfunktion mit $N_{\text{Algo}} = 360$ Stützstellen mit einer Schrittweite von $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 1^\circ$ bei einer Modulationsfrequenz von $f_{\text{mod}} = 100$ MHz bereits die technische Realisierbarkeit einer variablen Verzögerung in Vielfachen von weniger als $\tau\varphi_{\text{ToF}} = 30$ ps voraus.

$$T_{\text{meas,cf}} = N_{\text{Algo}} \cdot (T_{\text{setting}} + T_{\text{int}} + T_{\text{readout,adc}}) \quad (3.50)$$

mit

T_{setting} = Von Hardware benötigte Setting-Zeit [s]

T_{int} = Integrationszeit [s]

$T_{\text{readout,adc}}$ = Auslese- und A/D-Wandelzeit [s]

Da die technische Umsetzung feiner Phasenschritte im Messsystem, ebenso wie eine lange Messdauer, hohe Kostenfaktoren darstellen, muss in der Praxis ein Kompromiss aus Stützstellenzahl N_{Algo} , resultierender Genauigkeit und notwendiger Messzeit gefunden werden.

Nachfolgend wird der Einfluss der Abtaststellenzahl N_{Algo} auf den ermittelten Demodulationskontrast simuliert. Dabei wird die Amplitude bzw. PeakPeak-Spannung der Differenzfunktion auf drei verschiedene Arten ermittelt. Es gilt:

$$\Delta\varphi_{\text{sys}} = \Delta\varphi_{\text{ToF}} = \frac{1}{N_{\text{Algo}}} \cdot 360^\circ$$

$$\vec{\varphi}_{\text{sys}} = [0; 1 \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}; 2 \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}; \dots (N_{\text{Algo}} - 1) \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}]$$

$$\vec{u}_{\text{int,A}} = u_{\text{int,A}}(\vec{\varphi}_{\text{sys}}) = [u_{\text{int,A}}(0); u_{\text{int,A}}(1 \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}); \dots u_{\text{int,A}}((N_{\text{Algo}} - 1) \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}})]$$

$$\vec{u}_{\text{int,B}} = u_{\text{int,B}}(\vec{\varphi}_{\text{sys}}) = [u_{\text{int,B}}(0); u_{\text{int,B}}(1 \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}); \dots u_{\text{int,B}}((N_{\text{Algo}} - 1) \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}})]$$

$$\vec{u}_\Delta = \vec{u}_{\text{int,A}} - \vec{u}_{\text{int,B}}$$

$$\vec{u}_\Sigma = \vec{u}_{\text{int,A}} + \vec{u}_{\text{int,B}}$$

mit

$\Delta\varphi_{\text{sys}}$ = durchgeführte Phasenschrittweite [°]

$\vec{\varphi}_{\text{sys}}$ = diskrete, eingestellte Phasenlagen [°]

$\vec{u}_{\text{int,A/B}}$ = diskrete Abtastwerte der Korrelationsfunktion $u_{\text{int,A/B}}$ an $\vec{\varphi}_{\text{sys}}$ [V]

\vec{u}_Δ = diskrete Differenzspannungswerte [V]

\vec{u}_Σ = diskrete Summenspannungswerte [V]

Demodulationskontrastberechnung durch Extremstellenauswertung: C_{PP}

Die einfachste, bei unbekannter Korrelationssignalform zwingend erforderliche, und mit hoher Abtaststellenzahl zuverlässigste Ermittlungsvorschrift basiert auf der Bestimmung des maximalen und minimalen Spannungswertes der Korrelationsfunktion, Gleichung 3.52.

Zur Plausibilitätskontrolle und Verifikation kann die Phasendifferenz, Gleichung 3.54, zwischen Korrelationsmaximum und -minimum herangezogen werden. Unter Berücksichtigung der Phasenschrittweite $\Delta\varphi_{\text{sys}}$ sollte diese etwa 180° betragen.

$$u_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} \approx 0^\circ) = \max(\vec{u}_\Delta)$$

$$\varphi_{\text{sys}}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 0^\circ) = \vec{\varphi}_{\text{sys}}(\vec{u}_\Delta = \max(\vec{u}_\Delta))$$

$$u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}} \approx 0^\circ) = \vec{u}_\Sigma(\varphi_{\text{sys}}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 0^\circ))$$

$$u_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ) = \min(\vec{u}_\Delta)$$

$$\varphi_{\text{sys}}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ) = \vec{\varphi}_{\text{sys}}(\vec{u}_\Delta = \min(\vec{u}_\Delta))$$

$$u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ) = \vec{u}_\Sigma(\varphi_{\text{sys}}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ))$$

$$\text{aus} \quad C = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{u_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} - \frac{u_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \right] \cdot 100\%$$

$$\Rightarrow C_{PP} \approx \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 0^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 0^\circ)} - \frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ)} \right] \cdot 100\% \quad (3.51)$$

$$\approx \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\max(\vec{u}_{\Delta}) - \min(\vec{u}_{\Delta})}{\text{mean}(\vec{u}_{\Sigma})} \right] \cdot 100\% \quad (3.52)$$

$$\approx \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{range}(\vec{u}_{\Delta})}{\text{mean}(\vec{u}_{\Sigma})} \cdot 100\% \quad (3.53)$$

$$\frac{1}{2} \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}} \stackrel{?}{\geq} |180^\circ - [|\varphi_{\text{sys}}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 0^\circ) - \varphi_{\text{sys}}(\varphi_{\text{ToF}} \approx 180^\circ)|]| \quad (3.54)$$

Abschnitt 3.9.3 veranschaulicht den systematischen Fehler der Kontrastermittlung auf Basis der Extremstellenbestimmung C_{PP} in Abhängigkeit der Zahl der äquidistant verteilten Stützstellen N_{Algo} und relativen Phasenverschiebung φ_{ToF} für einen ideal dreieck- und sinusförmigen Korrelationsverlauf.

Demodulationskontrastberechnung der Grundwelle: C_{\cos}

Zur Berechnung des Kontrastes über die Amplitude der Grundwelle wird der Verlauf der Korrelationsfunktion in Abhängigkeit der Phasenlage zunächst in der allgemeinen Form einer Fourierreihe bis zur M-ten Harmonischen dargestellt [BS95], [Pap94a].

$$g(x) = \frac{1}{2} \cdot a_0 + \sum_{k=1}^M [a_k \cdot \cos(k \cdot x) + b_k \cdot \sin(k \cdot x)] \quad (3.55)$$

mit

k = Ordnungszahl der Welle

M = maximale berücksichtigte Ordnungszahl

Nach additiver Überlagerung des Sinus- und Kosinusanteils zu einem phasenverschobenen Kosinussignal ergibt sich:

$$g(x) = \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{k=1}^M A_k \cdot \cos(k \cdot x - \phi_k) \quad (3.56)$$

mit

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \quad (3.57)$$

$$\phi_k = \arctan \frac{b_k}{a_k}$$

Mit Hilfe der Trigonometrischen Interpolation [BS95], [Xu99], [HA03] lassen sich die Fourierkoeffizienten a_k und b_k , eine äquidistante Verteilung der N_{Algo} Abtaststellen innerhalb einer Periodendauer der periodischen Zielfunktion vorausgesetzt, unter Berücksichtigung einer Least-Square-Approximation berechnen zu:

$$a_k = \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} f(x_n) \cdot \cos(k \cdot x_n), \quad k = 0, 1, \dots, M \quad (3.58)$$

$$b_k = \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} f(x_n) \cdot \sin(k \cdot x_n), \quad k = 0, 1, \dots, M \quad (3.59)$$

$$x_n = n \cdot \frac{360^\circ}{N_{\text{Algo}}}, \quad n = 0, 1, \dots, N_{\text{Algo}} - 1 \quad (3.60)$$

wobei

$$\sum_{n=1}^{N_{\text{Algo}}} [f(x_n) - g(x_n)]^2 \rightarrow \min \quad (3.61)$$

mit

$f(x_n)$ = Abtastwert bei Stützstelle x_n

$g(x_n)$ = Funktionswert der Fourierreihe für x_n

Aus Gleichung 3.57, 3.58, 3.59 ergibt sich die Amplitude der Grundwelle zu:

$$\begin{aligned} A_1 &= \sqrt{a_1^2 + b_1^2} \\ &= \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \sqrt{\left(\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} f(x_n) \cos(x_n) \right)^2 + \left(\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} f(x_n) \sin(x_n) \right)^2} \end{aligned} \quad (3.62)$$

Der Demodulationskontrast, als Anteil der maximal erfolgreich getrennten Ladungsträger an der Gesamtzahl der Ladungsträger, ergibt sich damit zu:

$$\begin{aligned} \text{aus} \quad C &= \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} - \frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \right] \cdot 100\% \\ &\approx \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{range}(\vec{u}_{\Delta})}{\text{mean}(\vec{u}_{\Sigma})} \cdot 100\% \\ \Rightarrow C_{\cos} &\approx \frac{u_{\Delta, \text{amplitude, cos}}}{\text{mean}(\vec{u}_{\Sigma})} \cdot 100\% \end{aligned} \quad (3.63)$$

mit

$$\begin{aligned}
u_{\Delta, \text{amplitude, cos}} &= \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \dots \\
&\dots \left[\left(\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}) \cos(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}) \right)^2 + \dots \right. \\
&\quad \left. \dots + \left(\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}) \sin(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}) \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (3.64)
\end{aligned}$$

$$\text{mean}(\vec{u}_{\Sigma}) = \frac{1}{N_{\text{Algo}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}) \quad (3.65)$$

Die beschriebene Berechnung ermittelt den Kontrast der Grundwelle der Korrelationsfunktion C_{cos} . Beschreibt die Korrelationsfunktion einen rein (ko-)sinusförmigen Verlauf, d.h. es sind keine Wellenanteile höherer Ordnung vorhanden, führt die Berechnung zum gleichen Resultat wie die Auswertung der Extremstellen. Sind jedoch Oberwellen vorhanden, weicht der Kontrast der Grundwelle entsprechend von dem tatsächlichen Demodulationskontrast ab, zu sehen in Abschnitt 3.9.3, wobei die Abweichung sowohl eine Funktion der Abtaststellenzahl, als auch der Abtaststellenposition beschreibt.

Ist die tatsächliche Verlaufsform der Korrelationsfunktion bekannt, d.h. die relativen Größenverhältnisse der Fourierkoeffizienten sind gegeben, kann aus der Amplitude der Grundwelle $u_{\Delta, \text{amplitude, cos}}$ die tatsächliche Korrelationsamplitude $u_{\Delta, \text{amplitude}}$ und damit aus dem Kontrast der Grundwelle C_{cos} der Kontrast der Korrelationsfunktion C approximiert werden.

So gilt beispielsweise mathematisch für die Amplitude der ersten Harmonischen $u_{\Delta, \text{amplitude, dreieck, cos}}$ eines ideal dreieckförmigen Korrelationsverlaufs mit der Amplitude $u_{\Delta, \text{amplitude, dreieck}}$ [Pap94b], siehe Abbildung 3.29 (a):

$$u_{\Delta, \text{amplitude, dreieck, cos}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot u_{\Delta, \text{amplitude, dreieck}} \quad (3.66)$$

$$\Rightarrow C = \frac{\pi^2}{8} \cdot C_{\text{cos}} \quad (3.67)$$

Demodulationskontrastberechnung durch Dreieckapproximation: C_{Λ}

Da die Verwendung rechteckförmiger Modulationssignale in einer bekannten dreieckförmigen Korrelationsfunktion resultiert, können der Verlauf der Korrelationenkennlinie und damit die für die Kontrastberechnung relevanten Spannungswerte bei $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$

und $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$ Phasenverschiebung analytisch, auf Basis einer endlichen Stützstellenzahl, approximiert werden. Die Amplitude A_Λ der Dreieckfunktion ergibt sich, aufgrund des linearen Verlaufs, mit einer geradzahligem Abtaststellenzahl N_{Algo} in äquidistanten Abständen zu [Zha03]:

$$\begin{aligned} A_\Lambda &= \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}/2-1} |f(x_n) - f(x_n + 180^\circ)| \\ &= \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}/2-1} |f(x_n) - f(x_{n+N_{\text{Algo}}/2})| \end{aligned} \quad (3.68)$$

Der Kontrast C_Λ lässt sich damit wie folgt berechnen:

$$\begin{aligned} \text{aus} \quad C &= \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{u_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)}{u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)} - \frac{u_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)}{u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)} \right] \cdot 100\% \\ &\approx \frac{1}{2} \cdot \frac{\text{range}(\vec{u}_\Delta)}{\text{mean}(\vec{u}_\Sigma)} \cdot 100\% \\ \Rightarrow \quad C_\Lambda &\approx \frac{u_{\Delta, \text{amplitude}, \Lambda}}{\text{mean}(\vec{u}_\Sigma)} \cdot 100\% \end{aligned} \quad (3.69)$$

Mit

$$\begin{aligned} u_{\Delta, \text{amplitude}, \Lambda} &= \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \dots \\ &\quad \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}/2-1} |\vec{u}_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}) - \vec{u}_\Delta(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}} + 180^\circ)| \quad (3.70) \\ \text{mean}(\vec{u}_\Sigma) &= \frac{1}{N_{\text{Algo}}} \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} u_\Sigma(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{sys}}) \end{aligned}$$

Der berechnete Kontrast C_Λ basiert auf der Annahme eines ideal dreieckförmigen Korrelationsverlaufs. Weicht die tatsächliche Form von dem abschnittsweise linearen Verlauf ab, z.B. bei nicht zu vernachlässigender Flankensteilheit in Abbildung 3.23, wird auf Basis der Abtastwerte weiterhin ein Dreieck approximiert, dessen Amplitude und folglich auch Kontrast entsprechend von dem realen Verlauf abweichen kann, siehe Abschnitt 3.9.3.

3.9.3 Systematische Fehler der Kontrastbestimmung

Das folgende Kapitel stellt den systematischen Fehler der Kontrastbestimmung auf Basis der Extremstellenauswertung C_{PP} , der Amplitude der Grundwelle C_{cos} und der Amplitude einer Dreieckapproximation C_Λ in Abhängigkeit der Phasenlage und der Zahl der

Abtaststellen dar.

Da in der Praxis meist mit rechteckförmigen Modulationssignalen gearbeitet wird, weil diese mit verhältnismäßig geringem Hardwareaufwand realisiert werden können, finden die folgenden Untersuchungen auf Basis einer idealen dreieckförmigen Korrelationsfunktion statt. Parallel wird die Kontrastbestimmung mit einer ideal kosinusförmigen Korrelationsfunktion durchgeführt. Der Kosinusverlauf entspricht einerseits dem Einsatz kosinusförmiger Modulationssignale, kann aber auch den Extremfall einer systembedingt tiefpassbegrenzten Korrelationsfunktion auf Basis rechteckförmiger Modulationssignale darstellen.

Die in Abbildung 3.28 dargestellten idealen Korrelationsverläufe basieren auf einem PMD-Simulationsmodell, siehe Kapitel 4. Mit Hilfe des PMD-Modells können unter Vorgabe relevanter Kenngrößen sowohl eine ideal dreieckförmige als auch ideal kosinusförmige Korrelationsfunktion für ansonsten identische Umgebungsbedingungen erstellt werden.

Auf Basis der gegebenen, idealen Korrelationsverläufe wird in Abbildung 3.29 (a) das Ergebnis der Kontrastberechnung in Abhängigkeit der Stützstellenzahl, der Startphase und dem verwendeten Algorithmus dargestellt.

Entspricht der ideale Korrelationsverlauf dem Approximationsschema der Kontrastbestimmung, führt die Berechnung erwartungsgemäß phasen- und stützstellenunabhängig zu dem korrekten Ergebnis. Wird als Approximationsvorschrift die ungeeignete Signalform herangezogen, bleibt neben einem fehlerhaften Offset ein phasenabhängiger periodischer Fehler bestehen, dessen Amplitude jedoch mit steigender Stützstellenzahl abnimmt. Unabhängig von der Form des auszuwertenden Korrelationssignals verbessert sich die Genauigkeit der Berechnung auf Basis der Extremstellen kontinuierlich in Abhängigkeit der Stützstellenzahl und strebt dem richtigen Ergebnis entgegen. Aufgrund

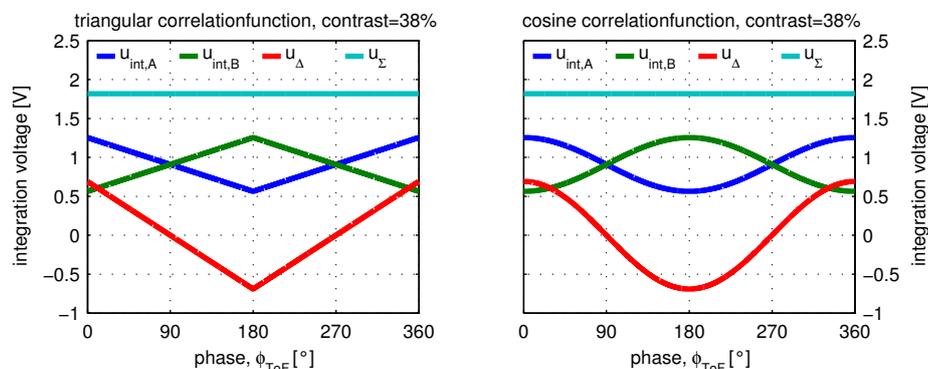
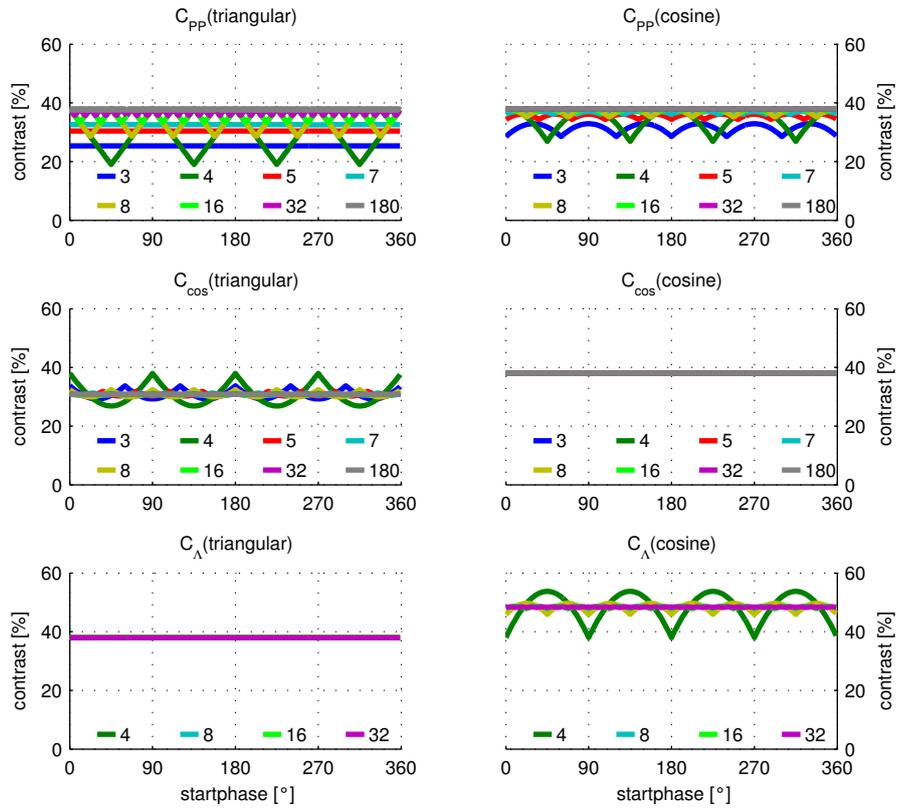
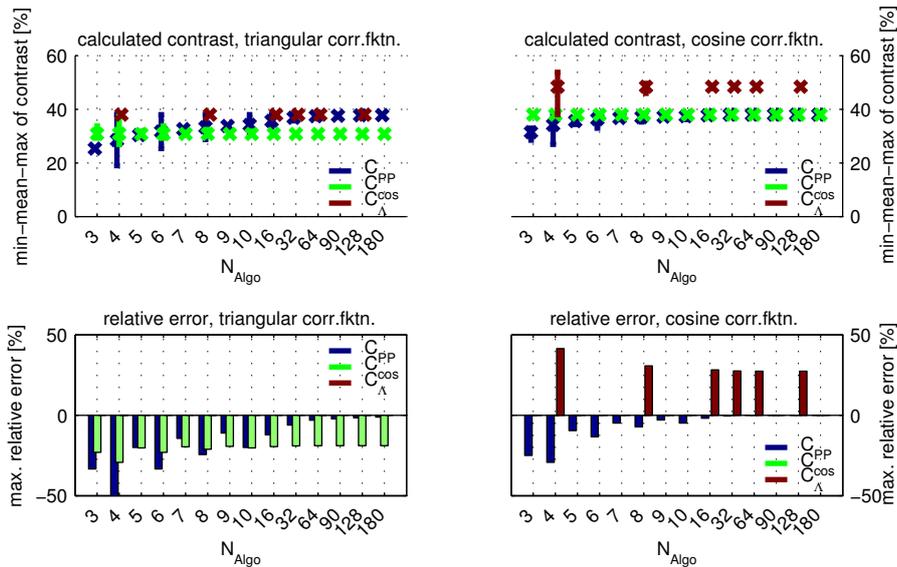


Abbildung 3.28: Simulierte PMD-Korrelationsfunktionen



(a) Simulierte Kontrastbestimmung über Stützstellenzahl und Phasenlage



(b) Demodulationskontrastabweichung über Stützstellenzahl

Abbildung 3.29: Systematische Fehler der Demodulationskontrastbestimmung

des linearen Korrelationsverlaufs bei dem Einsatz rechteckförmiger Modulationssignale führt die Kontrastberechnung bei einer ungeradzahigen Abtaststellenzahl sogar zu einem phasenunabhängigen, konstanten Wert.

Abbildung 3.29 (b) veranschaulicht den resultierenden absoluten Fehler über dem gesamten Eindeutigkeitsbereich sowie den maximal möglichen relativen Fehler in Abhängigkeit der Stützstellenzahl. Nähern sich die berechneten Kontrastwerte bei Extremstellenauswertung und Amplitudenberechnung der Grundwelle in Abhängigkeit der Abtastwerte von unten an den tatsächlichen Wert an, kann die Dreieckapproximation signalformabhängig zu einem zu hoch eingeschätzten Wert führen.

Ist die Signalform der zu untersuchenden Korrelationsfunktion bekannt, kann eine bestmöglich geeignete Approximationsvorschrift gewählt und die Stützstellenzahl entsprechend der geforderten Genauigkeit reduziert werden. Erlaubt das Messsystem einen hinreichend feinen Phasenshift $\Delta\varphi_{\text{ToF,sys}}$, und ist die resultierende Messdauer und die damit verbundenen Kosten nicht von begrenzender Bedeutung, führt die Extremstellenauswertung selbst bei unbekanntem Korrelationsverlauf zu einem korrekten Ergebnis.

3.10 Demodulationseffizienz (*demodulation efficiency*)

Da der Demodulationskontrast als Verhältnis aus der Amplitude der Korrelationsfunktion zu dem Summensignal gebildet wird, ist die Berechnungsvorschrift nicht resistent gegen unkorrelierte Signalanteile.

Ist dem Nutzsignal $i_{\text{photo,mod}}$ ein unkorreliertes Signal, z.B. konstantes Hintergrundlicht $i_{\text{photo,dc}}$, überlagert, wird dieses, ein 50/50 Tastverhältnis vorausgesetzt, innerhalb der Integrationszeit gleichmäßig auf beide Auslesezweige verteilt. Dieser Anteil ist dem durch das Nutzsignal verursachten und mit der Effizienz des Kontrastes unterschiedlich aufgeteiltem Anteil überlagert und kann am Ausgang folglich nicht mehr unterschieden werden.

Gleichungen 3.71 und 3.72 beschreiben die resultierenden Signalströme $i_{\text{total,A/B}}$ für einen ideal symmetrischen PMD bei gegebenen Kontrast C_D für die Phasenlagen $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$ und $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$.

$$i_{\text{total,A},0^\circ} = \left(1 + \frac{C_D}{100\%}\right) \cdot \frac{1}{2} \cdot i_{\text{photo,mod}} + \frac{1}{2} (i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}}) = i_{\text{total,B},180^\circ} \quad (3.71)$$

$$i_{\text{total,B},0^\circ} = \left(1 - \frac{C_D}{100\%}\right) \cdot \frac{1}{2} \cdot i_{\text{photo,mod}} + \frac{1}{2} (i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}}) = i_{\text{total,A},180^\circ} \quad (3.72)$$

Werden diese Ströme in die Kontrastdefinition eingesetzt, heben sich die unkorrelierten Signalanteile im Zähler definitionsbedingt auf, während sie sich im Nenner konstruktiv überlagern.

$$\begin{aligned}
C_{0^\circ} &= \frac{i_{\text{total},A,0^\circ} - i_{\text{total},B,0^\circ}}{i_{\text{total},A,0^\circ} + i_{\text{total},B,0^\circ}} = -\frac{i_{\text{total},A,180^\circ} - i_{\text{total},B,180^\circ}}{i_{\text{total},A,180^\circ} + i_{\text{total},B,180^\circ}} = C_{180^\circ} \\
\Rightarrow C &= C_D \cdot \frac{i_{\text{photo,mod}}}{i_{\text{photo,mod}} + (i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}})} \\
&= C_D \cdot \frac{1}{1 + \frac{i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}}}{i_{\text{photo,mod}}}} \tag{3.73}
\end{aligned}$$

Abbildung 3.30 (a) zeigt die Auswirkung des Verhältnisses aus unkorreliertem zu korreliertem Signal $i_{\text{uncorr}} : i_{\text{photo,mod}}$ auf das Resultat der Kontrastberechnung am Beispiel eines ohne unkorrelierten Signaleinfluss angenommenen Demodulationskontrastes von 38%. Man erkennt, dass der berechnete Kontrast C bereits um etwa 10% von dem tatsächlichen Wert C_D absinkt, wenn der unkorrelierte Anteil etwa 11% des Nutzsignals aufweist.

Der mit unkorreliertem Signalanteil ermittelte Demodulationskontrast beschreibt folglich nicht mehr die Mischeffizienz des PMD-Sensors. Sind die unkorrelierten Signalanteile gegenüber dem Nutzsignal nicht vernachlässigbar klein, dies kann bereits durch einen temperaturbedingt erhöhten Dunkelstrom verursacht werden, siehe Abschnitt 3.3, können sich der direkt gemessene Demodulationskontrast C und die zu Grunde liegende Demodulationseffizienz C_D bereits erheblich unterscheiden, siehe Abbildung 3.30.

Die Demodulationseffizienz C_D , auch als Mischeffizienz oder DC-bereinigter Demodulationskontrast bezeichnet, kann über eine entsprechende Korrektur mit dem zuvor messtechnisch ermittelten unkorrelierten Signalanteil $i_{\text{uncorr},A/B}$ berechnet werden:

$$\begin{aligned}
C_{D,0^\circ} &= \frac{(i_{\text{total},A,0^\circ} - i_{\text{uncorr},A,0^\circ}) - (i_{\text{total},B,0^\circ} - i_{\text{uncorr},B,0^\circ})}{(i_{\text{total},A,0^\circ} - i_{\text{uncorr},A,0^\circ}) + (i_{\text{total},B,0^\circ} - i_{\text{uncorr},B,0^\circ})} \\
&= \frac{i_{\text{total},A,0^\circ} - i_{\text{total},B,0^\circ}}{i_{\text{total},A,0^\circ} + i_{\text{total},B,0^\circ} - (i_{\text{uncorr},A,0^\circ} + i_{\text{uncorr},B,0^\circ})} \tag{3.74}
\end{aligned}$$

$C_{D,180^\circ}, C_{D,A}, C_{D,B}$: entsprechend

Mit

$$i_{\text{uncorr}} = i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}} + \dots = \text{unkorrelierte Signalanteile}$$

Für einen hinreichend symmetrischen PMD folgt mit Gleichung 3.73 auch direkt aus C :

$$C_D = C \cdot \left(1 + \frac{i_{\text{uncorr}}}{i_{\text{photo,mod}}} \right) \tag{3.75}$$

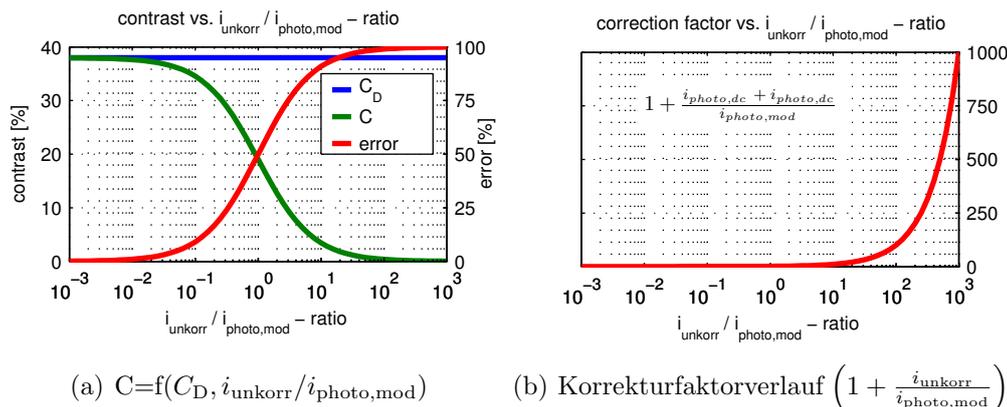


Abbildung 3.30: Simulierter Zusammenhang Demodulationskontrast und -effizienz

Da die Korrektur über den unkorrelierten Signalanteil erfolgt, muss dessen Messung, insbesondere bei der Bestimmung für sehr kleine Nutzsignale, äußerst präzise erfolgen. Der in Abbildung 3.30 (b) dargestellte Verlauf des Korrekturfaktors verdeutlicht die hohen Anforderungen an die Korrekturfaktorbestimmung über den Zusammenhang zu dem Verhältnis aus unkorreliertem zu korreliertem Signalanteil.

3.11 Einflussgrößen auf den Demodulationskontrast und die Demodulationseffizienz

Die Mischperformance der PMD-Sensoren unterliegt verschiedenen optischen und elektrischen Einflussgrößen, die sich in dem Demodulationskontrast widerspiegeln. Da sich die Faktoren gegenseitig zum Teil erheblich beeinflussen, können die Auswirkungen einzelner Parameter nur untersucht werden, wenn sämtliche übrigen Einflussgrößen während der Charakterisierung reproduzierbar konstant gehalten werden. Eine Auflistung der vollständigen Messparameter einer jeden aufgeführten Messreihe befindet sich in Anhang A.

3.11.1 Demodulationskontrast über Modulationsspannungen

Abbildung 3.31 zeigt den Einfluss der Gegentaktmodulationsspannungspegel auf den resultierenden Demodulationskontrast am Beispiel einer 3-Gate-Teststruktur, siehe auch Abschnitt 3.8.3. In drei verschiedenen Ansichten des gleichen Datensatzes mit jeweils zwei exemplarisch markierten Schnittlinien wird der erzielte Demodulationskontrast farblich kodiert über Offset- und PeakPeak-Spannung, unterem Modulationspegel und

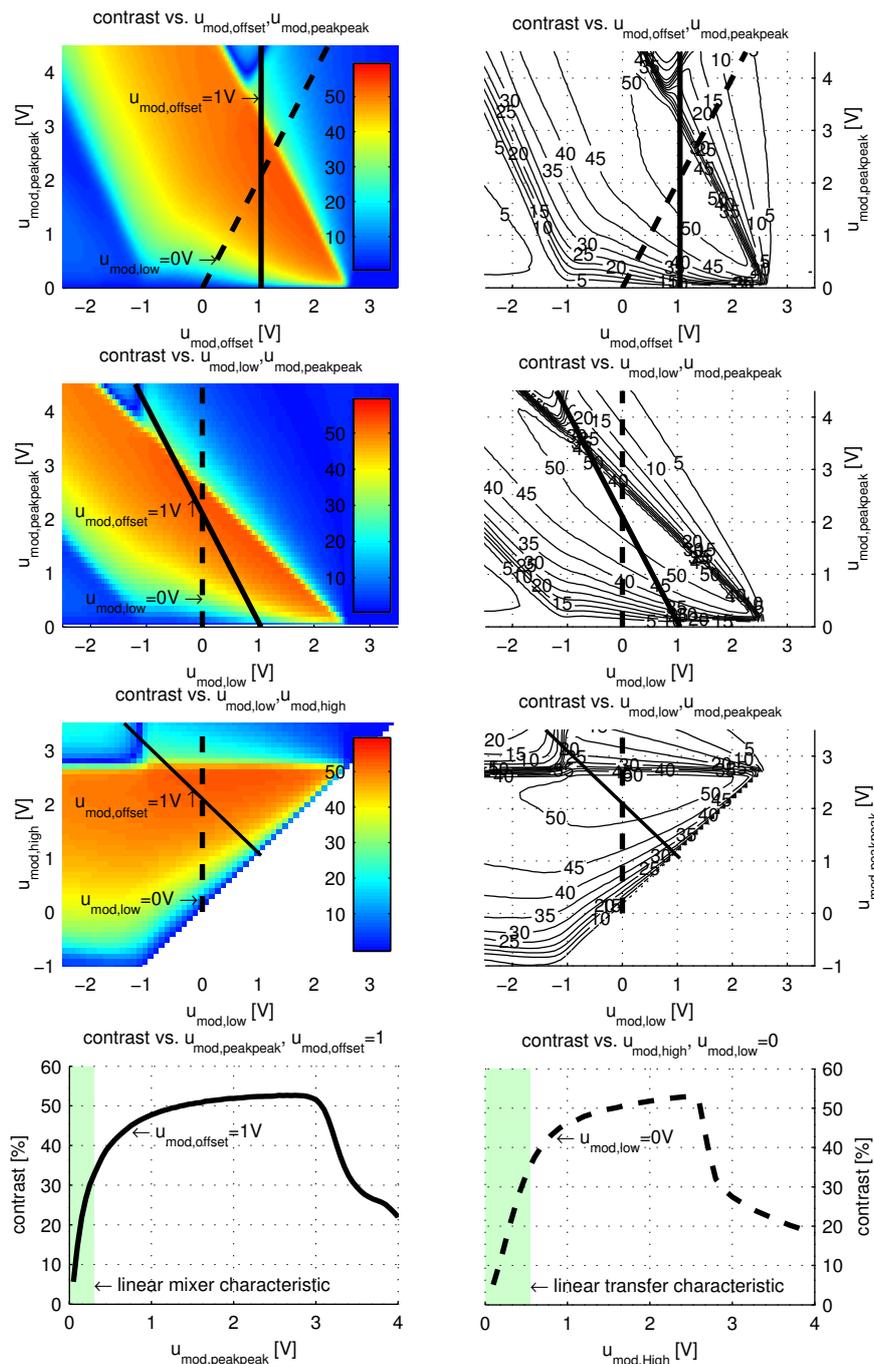


Abbildung 3.31: Kontrastbeeinflussung durch Modulationsspannungen

PeakPeak-Spannung sowie unterem und oberem Modulationspegel dargestellt. Zur besseren Lesbarkeit ist neben den sogenannten Kontrastgebirgen, die unter anderem die Bestimmung des optimalen Arbeitspunktes erlauben, eine Darstellung mit Kennlinien konstanten Kontrastes aufgeführt.

Der Verlauf des Kontrastgebirges wird durch verschiedene Grenzen limitiert, die sich z.B. durch Flachbandspannungen, der Diodespannung von vorhandenen ESD-Schutzstruk-

turen u.a. beschreiben lassen und somit Rückschlüsse auf die PMD- und Prozessqualität ermöglichen.

Entsprechend dem Verlauf der dynamischen Mischerkennlinie in Abschnitt 3.7 erkennt man einen annähernd linearen Zusammenhang zwischen erzieltm Demodulationskontrast und steigender Modulationsamplitude, bis der Kontrast scheinbar gesättigt ist und mit Überschreitung eines oberen Pegels $u_{\text{mod,high}} \approx u_{\text{sep}}$, siehe Abschnitt 3.11.1, zusammenbricht. Die beiden markierten Schnittgeraden verdeutlichen den linearen Aussteuerbereich, für einen konstanten mittleren und unteren Modulationsspannungspegel, $u_{\text{mod,offset}}$ bzw. $u_{\text{mod,low}}$. Je nach Systemrealisierung und abhängig von der Modulationssignalgenerierung mit einem konstanten Mittelwert und variabler Amplitude oder fester minimaler Spannung, kann die eine oder andere Schnittkennlinie zur Systemauslegung herangezogen werden. Entsprechend den Anforderungen des Systems können beliebige weitere Schnittlinien generiert werden, z.B. für die Modulation zwischen oberem Pegel $u_{\text{mod,high}}$ und unterem Pegel $u_{\text{mod,low}} = 0.5 V$, wenn eine untere Spannung von null Volt treiberbedingt nicht erzielt werden kann [Ric06]. Erfordert die Applikation die Korrelation eines sinusförmigen elektrischen Signals mit einem optischen Signal, ist der Betrieb im linearen Bereich anzustreben. Werden hingegen rechteckförmige Signale eingesetzt, können auch die höheren Kontrastwerte durch eine vergrößerte Gegentaktmodulationsamplitude ausgenutzt werden.

Da die Modulationsamplitude aufgrund der vorhandenen kapazitiven Last der Modulationsgates C_{mod} einen quadratischen Zusammenhang zu der zur Umladung benötigten Energie E_C besitzt, Gleichung 3.76 [Cla88], ist insbesondere bei hohen Frequenzen in Verbindung mit großen Gatekapazitäten, z.B. bei hochauflösenden Matrixanordnungen, siehe Tabelle 2.4, eine niedrige Modulationsamplitude schon durch das PMD-Layout anzustreben.

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C_{\text{mod}} \cdot u_{\text{mod,peakpeak}}^2 \quad (3.76)$$

Demodulationskontrast gegen Offset- und PeakPeak-Spannung

Abbildung 3.32 zeigt die Auswertung des Demodulationskontrastes einer Matrix mit 3072 PMD-Pixeln in Abhängigkeit des Modulationsspannungsoffsets $u_{\text{mod,offset}}$ und der PeakPeak-Spannung $u_{\text{mod,peakpeak}}$. Neben dem mittleren Kontrast sind die Standardabweichung des Kontrastes σ_C über der gesamten Matrix, der Gradientenverlauf $\text{grad}(C)$ in Betrag und Richtung sowie die resultierende relative Empfindlichkeit aufgeführt. Um einen robusten Einsatz des PMD-Sensors zu gewährleisten, muss die Bestimmung des Arbeitspunktes neben dem angestrebten maximalen Kontrast auch tolerant gegenüber

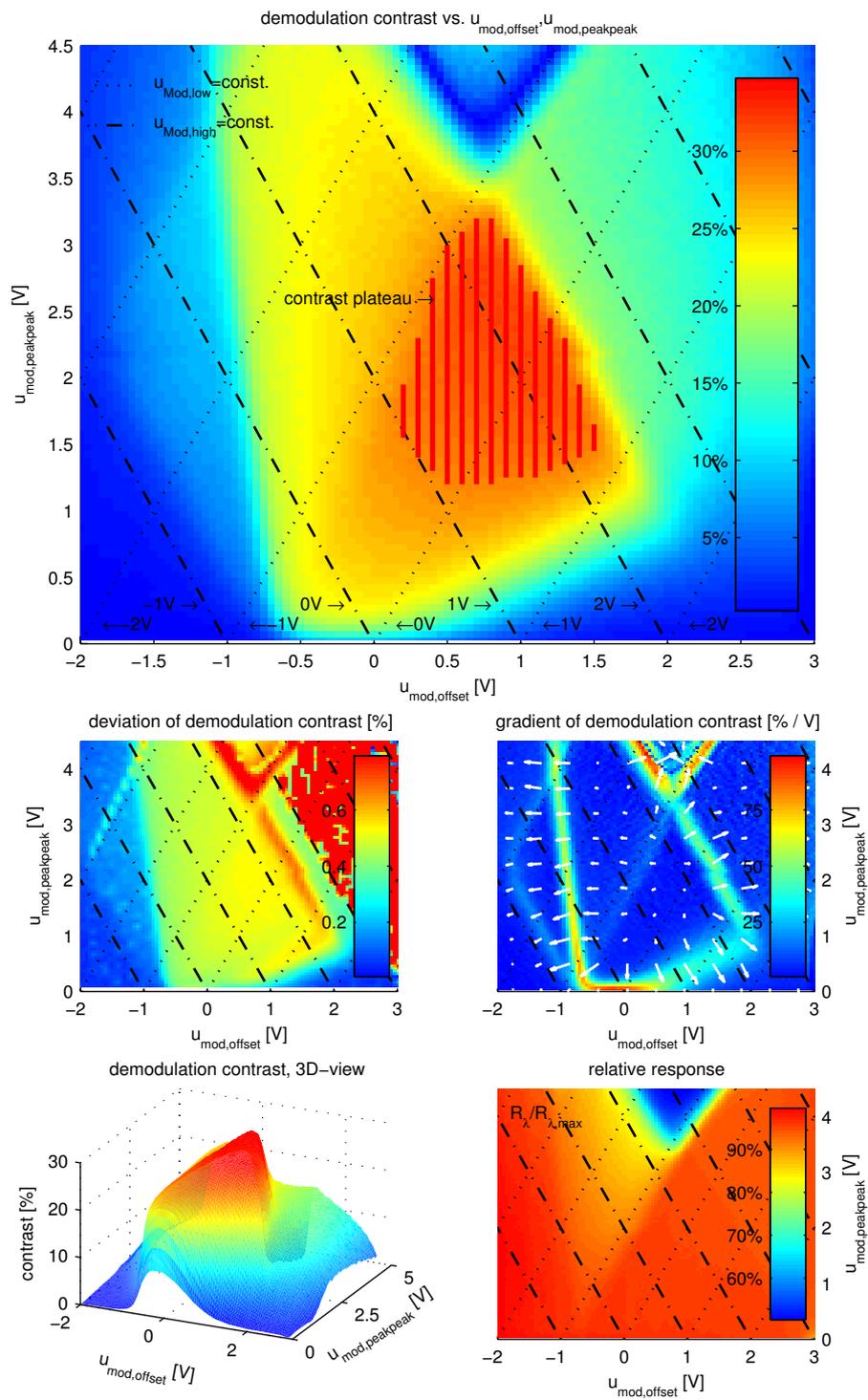


Abbildung 3.32: Kontrastbeeinflussung durch Offset- und PeakPeak-Spannung

Spannungsschwankungen und örtlichen Schwankungen sein.

Der schraffierte Bereich kennzeichnet das sogenannte Kontrastplateau, das durch einen hohen Kontrast und weitgehend spannungsunabhängigen Verlauf, d.h. niedrigen Gradienten, gekennzeichnet ist. Ziel der PMD-Architektur für rechteckförmigen Modulationsbetrieb ist, dieses Plateau durch Geometrieoptimierung und geeignete Wafermaterialien zu vergrößern und prozessübergreifend reproduzierbar konstant zu halten.

Überschreitet die Modulationsspannung die Pegel der Separationsgates $u_{\text{mod,high}} \approx u_{\text{sep}}$, bricht der berechnete Demodulationskontrast stark ein, Abschnitt 3.11.1. Die gleichzeitig hohe Standardabweichung σ_C verdeutlicht, dass die Überschreitung des Separationsgatepotentials durch die Modulation nicht für alle PMD-Pixel der untersuchten Matrix gleichzeitig erfolgt, sondern pixelindividuell, verursacht durch örtlich verschiedene Potentialbarrieren und leicht unterschiedliche Modulationsspannungspiegel, abweicht. Um zu verhindern, dass selbst geringfügige Schwankungen der Modulationsspannung, leichte Prozessschwankungen oder geringe Unterschiede von PMD zu PMD zu einem extrem abweichenden Demodulationskontrast in Mittelwert und örtlicher Verteilung über der Matrix führen, muss ein entsprechender Sicherheitsabstand zu den steil abfallenden Flanken eingehalten werden, die das Kontrastplateau begrenzen. Zwei weitere Grenzen werden durch die vorhandenen ESD-Dioden verursacht. Sie dienen dem Schutz der PMD-Matrix gegen Spannungsspitzen und befinden sich direkt an den Bondpads. Unterschreitet die Modulationsspannung die notwendige Diodenspannung, öffnen die Dioden, wodurch ein weiteres Absinken der Spannung verhindert wird. Bereits ab $u_{\text{mod,low}} \approx -0.7\text{ V}$ entspricht die tatsächlich an den Modulationsgates anliegende Spannung folglich nicht mehr der zugeführten Spannung. Unterschreitet zusätzlich $u_{\text{mod,high}}$ die Diodenspannung, liegen schließlich beide Modulationsgates auf gleichem Potential $u_{\text{mod,A}} = u_{\text{mod,B}} \approx -0.7\text{ V}$, wodurch ein Mischvorgang unmöglich wird. Neben dem Kontrastverlauf muss bei der Bestimmung des optimalen Arbeitspunktes auch der Verlauf der Empfindlichkeit berücksichtigt werden, siehe Abschnitt 3.12. Wird durch die angelegten Spannungsverhältnisse die Ausbildung der Verarmungszone unterbunden, wird das PMD-Device in Akkumulation betrieben [Sze81], die Responsivität $R_{V/\text{Photon}}$ sinkt.

Demodulationskontrast gegen obere Modulationsspannung $u_{\text{mod,high}}$

Abbildung 3.33 zeigt den Schnitt durch das in Abbildung 3.32 dargestellte Kontrastgebirge für eine minimale Modulationsspannung von $u_{\text{mod,low}} = 0\text{ V}$. Neben dem mittleren Kontrast ist in Form von Fehlerbalken die Standardabweichung σ_C auf Basis aller Matrixpixel aufgetragen. Man erkennt den annähernd linearen Verlauf des Kontrastes,

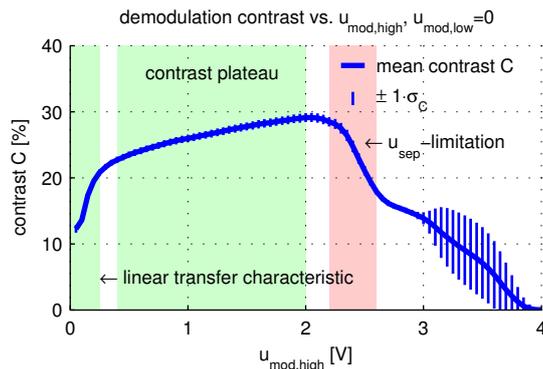


Abbildung 3.33: Demodulationskontrast über Modulationsspannung, $u_{\text{mod,high}}$

den Übergang in das Kontrastplateau und den Einbruch bei Überschreitung der Separationsgatespannung. Die grün markierten Bereiche kennzeichnen die empfohlenen Arbeitsbereiche als linearen Mischer für analoge Modulationssignale, z.B. sinusförmig, und nahezu spannungsunabhängigen Sampler.

Einfluss der Separationsgatespannung u_{sep}

Überschreitet die Modulationsspannung die Pegel der Separationsgates, entsteht durch das Separationsgatepotential eine Potentialbarriere, die dem Transport der Ladungsträger entgegenwirkt. Obwohl die Ladungsträger im lichtsensitiven Bereich durch das elektrische Feld aufgeteilt werden können, werden nicht alle Ladungsträger während einer Potentialgradientenstellung auf der zugehörigen Kapazität integriert, sondern unterhalb der Modulationsgates gesammelt und mit Umschalten des Potentialgradienten unkorreliert auf beide Seiten verteilt, schematisch verdeutlicht in Abbildung 3.34 (a). Wird die Ausrichtung des Potentialgradienten während des Resets fest in eine Richtung gehalten, bleiben die unter dem Modulationsgate gesammelten Ladungsträger trotz Resetdurchführung vorhanden. Sie gelangen, wie der gemessene Spannungsverlauf in Abbildung 3.34 (b) zeigt, erst durch den Umschaltvorgang mit Beginn der Modulation unmittelbar auf die entsprechende Auslesekapazität. Die Höhe des resultierenden Sprungs nimmt zu, je höher die obere Modulationsspannung $u_{\text{mod,high}}$ die Separationsgatespannung u_{sep} überschreitet, und den Potentialtopf bzw. die Barriere dadurch entsprechend vergrößert. Um den Sprung zu vermeiden, müssen während des Resets beide Modulationsgatespannungen $u_{\text{mod,A/B}}$ unterhalb der Separationsgatespannung liegen oder bei deaktivierter Beleuchtung durchgehend moduliert werden.

Abbildung 3.35 zeigt den Einfluss der Separationsgatespannung auf den Demodulationskontrast in Form einer Kurvenschar und eines Kontrastgebirges, C gegen $u_{\text{mod,high}}$ und

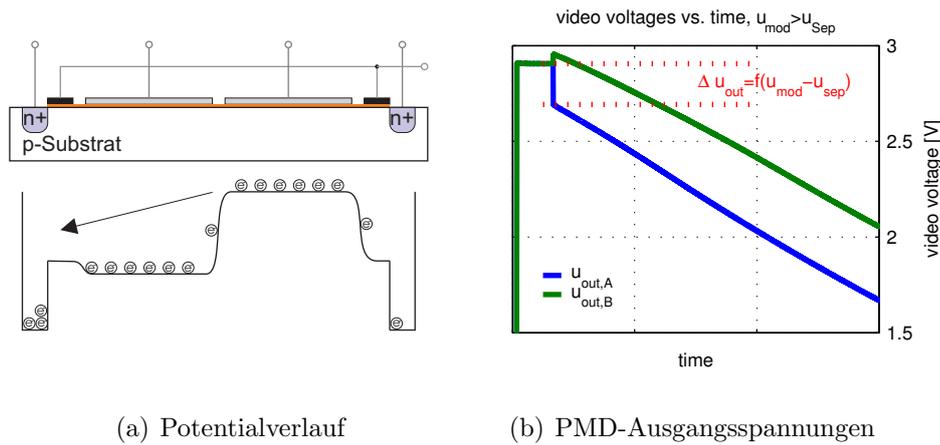


Abbildung 3.34: PMD-Ausgangsspannungen und Potentialverlauf: $u_{mod,high} > u_{sep}$

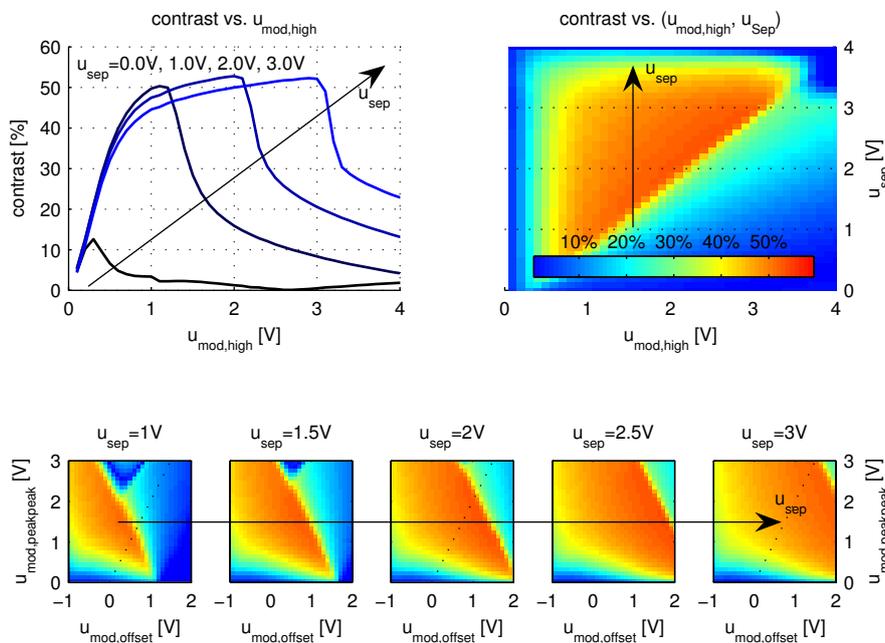


Abbildung 3.35: Kontrastbeeinflussung durch Separationsgatespannung u_{sep}

u_{sep} , bei konstanter minimaler Modulationsspannung, sowie fünf weiterer Kontrastgebirge über Offset- und PeakPeak-Spannung. Man erkennt eine Vergrößerung des Kontrastplateaus mit steigender Separationsgatespannung. Die Anhebung reduziert jedoch gleichzeitig den quasi linearen Integrationsbereich, siehe Abschnitt 3.1 und 4.2, da die wirksame Integrationskapazität entsprechend frühzeitig erweitert wird.

Modulation von 3-Gate PMD-Strukturen

Eine Realisierungsvariante des PMDs mit erhöhtem Demodulationskontrast bei gleichzeitig vergrößertem Füllfaktor FF_{PMD} wird durch das Hinzufügen eines dritten mittleren Modulationsgates zu einem 3-Gate-PMD ermöglicht [Xu99], [SX97].

Das dritte Modulationsgate optimiert den Verlauf des Potentialgradienten über eine variable mittlere Modulationsspannung $u_{\text{mod,C}}$, siehe Abschnitt 3.1, und ermöglicht dadurch einen effizienteren Mischprozess. Durch das zusätzliche transparente Modulationsgate wird darüber hinaus die Breite des optischen Fensters vergrößert. Der photosensitive Anteil an der Gesamtpixelfläche wächst, der Füllfaktor nimmt zu. Da bei gleicher Pixelfläche der Platzbedarf der Auslesedioden sinkt, wird die zur wirksamen Integrationskapazität beitragende Kapazität der Auslesedioden $C_{\text{readout diode}}$ kleiner. Der Dimensionierungsspielraum bei der layoutseitigen Auslegung der wirksamen Integrationskapazität C_{int} durch die externe Zusatzkapazität C_{extern} wird vergrößert und ermöglicht eine einfache Dynamikanpassung an die spätere Applikation. Weil zur Richtungsänderung des Potentialgradienten keine aktiv geschaltete mittlere Gatespannung benötigt wird, sondern weiterhin die Modulation der äußeren Gates um eine konstante mittlere Spannung $u_{\text{mod,C}}$ ausreicht, nimmt zusätzlich die zu modulierende Gatefläche ab. Die dadurch reduzierte kapazitive Last C_{mod} ermöglicht eine einfachere Modulationstreiberdimensionierung mit geringerem Leistungsbedarf oder höhere Modulationsfrequenzen.

Obwohl die Spannung des mittleren Gates zur Gradientenausbildung auf ein konstantes Potential gelegt werden kann, ist offensichtlich, dass der Pegel $u_{\text{mod,C}}$ an das Potential der äußeren Modulationsgates angepasst werden muss, damit idealerweise ein streng monoton verlaufendes Potentialgefälle erzielt werden kann, Gleichung 3.77 bis 3.82. Liegt der Pegel nicht zwischen, sondern außerhalb des Modulationsspannungsbereichs, Gleichung 3.83 bis 3.85, entsteht eine zusätzliche Potentialbarriere, die dem Mischprozess entgegenwirkt. Die Definition der mittleren Spannung $u_{\text{mod,C}}$ erfolgt relativ zu der oberen und unteren Grenze der Modulationsspannung $u_{\text{mod,high}}$, $u_{\text{mod,low}}$:

$$u_{\text{mod,C[V]}} = u_{\text{mod,low}} + \frac{u_{\text{mod,C[\%]}}}{100 \%} \cdot (u_{\text{mod,high}} - u_{\text{mod,low}}) \quad (3.77)$$

$$= u_{\text{mod,low}} + \frac{u_{\text{mod,C[\%]}}}{100 \%} \cdot u_{\text{mod,peakpeak}} \quad (3.78)$$

$$= u_{\text{mod,offset}} + \frac{u_{\text{mod,C[\%]}} - 50 \%}{100 \%} \cdot u_{\text{mod,peakpeak}} \quad (3.79)$$

$$u_{\text{mod,C}[\%]} = \frac{u_{\text{mod,C[V]}} - u_{\text{mod,low}}}{u_{\text{mod,high}} - u_{\text{mod,low}}} \cdot 100 \% \quad (3.80)$$

$$= \frac{u_{\text{mod,C[V]}} - u_{\text{mod,low}}}{u_{\text{mod,peakpeak}}} \cdot 100 \% \quad (3.81)$$

$$= \frac{u_{\text{mod,C[V]}} - u_{\text{mod,offset}}}{u_{\text{mod,peakpeak}}} \cdot 100 \% + 50 \% \quad (3.82)$$

$$0 \leq u_{\text{mod,C}[\%]} \leq 100 \% \quad \rightarrow \quad u_{\text{mod,low}} \leq u_{\text{mod,C[V]}} \leq u_{\text{mod,high}} \quad (3.83)$$

$$0 > u_{\text{mod,C}[\%]} \quad \rightarrow \quad u_{\text{mod,low}} > u_{\text{mod,C[V]}} \quad (3.84)$$

$$u_{\text{mod,C}[\%]} > 100 \% \quad \rightarrow \quad u_{\text{mod,C[V]}} > u_{\text{mod,high}} \quad (3.85)$$

Zur Ermittlung eines geeigneten Arbeitspunktes über das Kontrastgebirges muss das mittlere Gate während der Messdurchführung kontinuierlich dynamisch nachgeführt werden. Abbildung 3.36 zeigt den Einfluss der mittleren Gatespannung auf den erzielten Demodulationskontrast als Darstellung gegen die obere Modulationsspannung $u_{\text{mod,high}}$ und gegen Offset- $u_{\text{mod,offset}}$ und PeakPeak-Spannung $u_{\text{mod,peakpeak}}$.

Die optimale Gatespannung entspricht für die charakterisierte Struktur nicht dem Offset der Modulationsspannung $u_{\text{mod,C}} = 50 \%$, das heißt einer symmetrischen Modulation der äußeren Gates um die mittlere Gatespannung, sondern liegt näher an der maximalen Modulationsspannung $u_{\text{mod,high}}$. Da im Unterschied zu einer 2-Gate PMD-Struktur eine zusätzliche Lücke vorhanden ist, die zu einer weiteren Potentialbarriere im Verlauf des Potentialgradienten führen kann, sind zur Modulation einer 3-Gate Struktur oft höhere Gegentaktmodulationsamplituden erforderlich, als bei vergleichbaren 2-Gate Strukturen. Das Kontrastplateau verkleinert sich in seiner Fläche, es liegt aber auf einem höheren Niveau.

Demodulationskontrastbeeinflussung durch Flankensteilheit

Liegen die verwendeten Modulationsspannungspegel vollständig innerhalb des linearen Aussteuerbereichs des Mischers, resultiert eine vergrößerte Anstieg- und Abfallzeit $t_{\text{rise/fall}}$, wie die Simulation in Abbildung 3.37 verdeutlicht, unmittelbar in einer Reduzierung des berechneten Demodulationskontrastes. Die scheinbar resultierende Demodulationskontrastminderung basiert jedoch maßgeblich auf der reduzierten Signalenergie und dem geänderten Frequenzspektrum. Liegen die Modulationsspannungen hingegen im „gesättigten“ Kontrastplateau und wird ein hoher Demodulationskontrast schon durch niedrige Modulationsspannungen erzielt, führt eine verlangsamte Schaltzeit, aufgrund der nichtlinearen Übertragungsfunktion, zu einer deutlich geringeren Reduzierung.

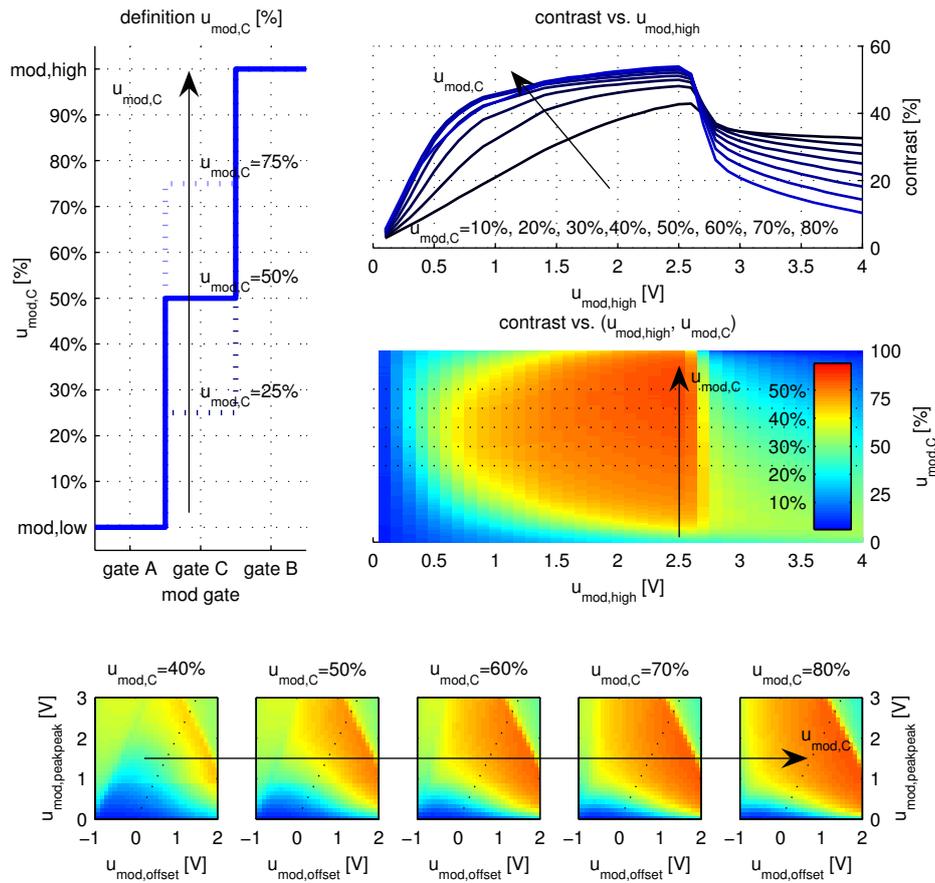
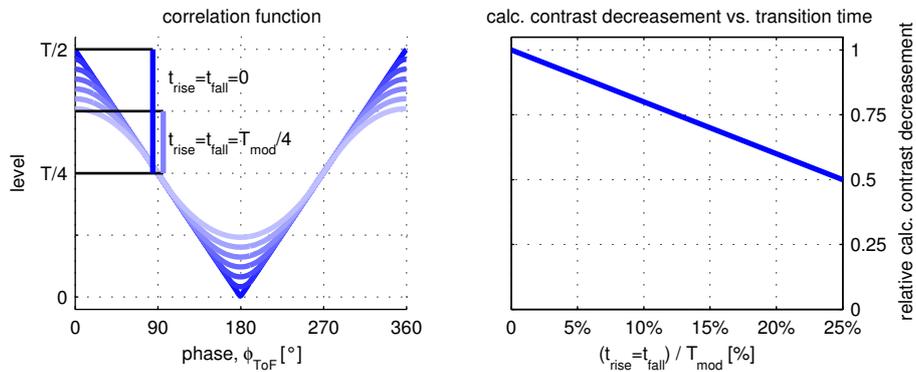
Abbildung 3.36: Kontrastbeeinflussung durch mittleres Modulationsgate $u_{\text{mod},C}$ 

Abbildung 3.37: Simulierter Demodulationskontrast über Aufschaltzeit

3.11.2 Demodulationskontrast über Modulationsfrequenz

Da die Entfernungsauflösung $\delta\varphi_{\text{ToF}}$ linear mit der Modulationsfrequenz f_{mod} zusammenhängt, $\delta\varphi_{\text{ToF}} \sim \frac{1}{f_{\text{mod}}}$, Abschnitt 2.2.1, wird eine hohe Bandbreite des PMD-Sensors angestrebt. Über die Verzahnung der Modulationsgates in Form einer Fingerstruktur, dargestellt in Abbildung 3.12, werden die zu durchlaufenden Weglängen der generier-

ten Elektronen, die sich mit einer endlichen Driftgeschwindigkeit fortbewegen, zu den Auslesedioden verkürzt. Die Bandbreite kann trotz vergrößerter Pixelfläche beibehalten werden, der Füllfaktor nimmt jedoch ab, da mit der Anzahl der PMD-Finger der relative Anteil der Auslesedioden zunimmt.

Abbildung 3.38 zeigt die Frequenzkennlinie eines PMD-Einzelpixels im Vergleich zu einer PMD-Matrixanordnung. Der signifikante Unterschied zwischen Einzelpixel und Matrix liegt in der Zeit begründet, die benötigt wird, um die Modulationskapazität der PMD-Struktur C_{mod} umzuladen. Wie Tabelle 2.4 verdeutlicht, kann die Modulationszuführung eines Einzelpixels, aufgrund der geringen kapazitiven Last, problemlos direkt durch einen Signalgenerator, trotz eines Zuleitungswiderstands von $R_{\text{mod}} = 50 \Omega$, erfolgen. Bei Matrizen hingegen resultiert selbst eine niederohmige Signalquelle $R_{\text{mod}} = 6 \Omega$ in einer deutlich begrenzten Modulationsfrequenz $f_{\text{mod,max}}$.

Da die Berechnung des Demodulationskontrastes eine Integrationszeit voraussetzt, gegenüber der die Periodendauer der Modulationsfrequenz entweder vernachlässigbar klein ist, $T_{\text{mod}} \ll T_{\text{int}}$, oder ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer beträgt, können in Abhängigkeit der optischen Leistung nicht beliebig niedrige Frequenzen f_{mod} über die resultierende Integrationsspannung u_{int} charakterisiert werden. So ist die minimal realisierbare Modulationsfrequenz erreicht, wenn der lineare Integrationsbereich innerhalb einer Modulationsperiode bereits aufgrund des Dunkelstroms verlassen wird. Die Kontrastbestimmung für geringere Frequenzen ist zwar weiterhin über die Steigung der PMD-Spannungsverläufe, Gleichung 3.86, siehe Abbildung 3.13, möglich, entspricht dann jedoch dem DC-Kontrast C_{DC} , da der Potentialgradient über die gesamte Integrationszeit fest in eine Richtung orientiert bleibt.

$$C_{0^\circ/180^\circ} = \frac{\delta_{\text{A},0^\circ/180^\circ} - \delta_{\text{B},0^\circ/180^\circ}}{\delta_{\text{A},0^\circ/180^\circ} + \delta_{\text{B},0^\circ/180^\circ}} \cdot 100 \% \quad (3.86)$$

Neben der begrenzten Modulationsfrequenz, aufgrund der vorhandenen Treibercharakteristik, beeinflusst auch die Form des elektrischen und optischen Modulationssignals das Kontrastergebnis. Weichen bereits die optische oder elektrische Signalform aufgrund der generatorseitigen Flankensteilheit, Einschwingvorgängen oder einer optischen Signalquelle, die das Signal nicht vollständig durchmodulieren kann, erheblich von dem idealen Verlauf ab, siehe Abbildung 3.39, ist eine Demodulationskontrastminderung zu erwarten.

Der charakterisierte Demodulationskontrastverlauf beschreibt daher stets den Frequenzgang des vollständigen Messsystems, bestehend aus elektrischem Modulationstreiber, optischer Signalquelle und PMD. Die messtechnische Bestimmung einer Grenzfrequenz, *cutoff frequency* $f_{\text{mod,3dB}}$, nach Gleichung 3.87, d.h. der Frequenz, bei der der Demodu-

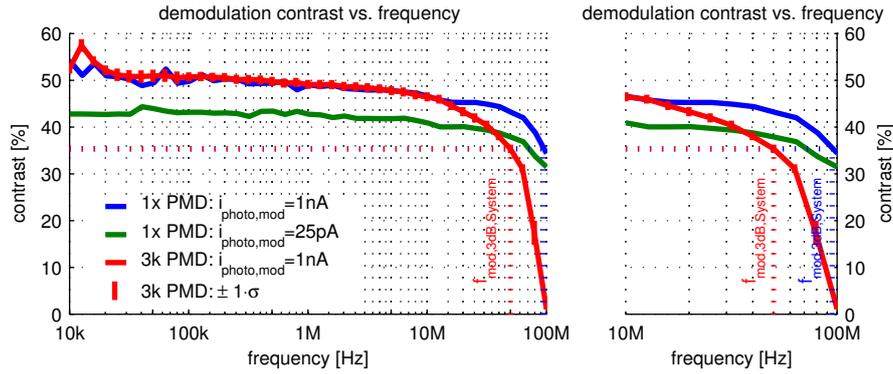


Abbildung 3.38: Demodulationskontrastbeeinflussung durch Modulationsfrequenz

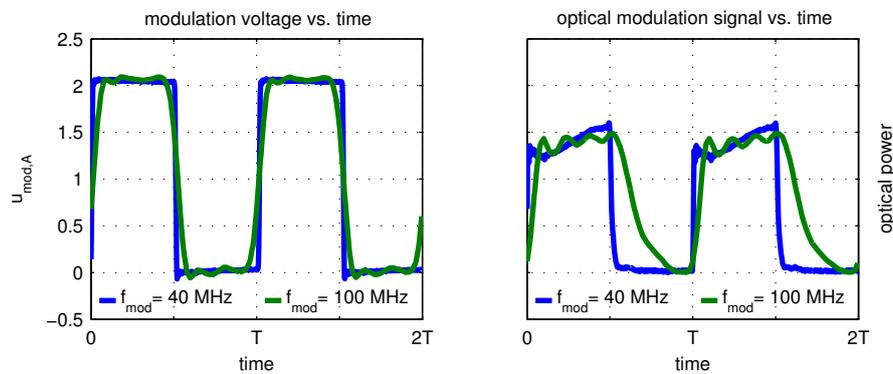


Abbildung 3.39: Modulationssignalverlauf in Abhängigkeit der Frequenz

lationskontrast um 3 dB abgesunken ist [Cla90], ist daher nur möglich, wenn die Schaltzeiten des gesamten Messsystems gegenüber dem PMD-Sensor vernachlässigbar klein sind.

$$\Rightarrow \frac{C(f_{\text{mod}})}{C(f_{\text{mod},lf})} \Big|_{f_{\text{mod},lf} \ll f_{\text{mod},3\text{dB}}} \Big|_{f_{\text{mod}} = f_{\text{mod},3\text{dB}}} \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.87)$$

3.11.3 Demodulationskontrast über optische Signalintensität

Den Einfluss der in der Realität auftretenden unterschiedlichen Reflektivitäten auf den Demodulationskontrast verdeutlicht die Messung in Abhängigkeit der optischen Leistung.

Die Bestimmung der Signalintensität erfolgt mit Referenzphotodioden über die Auskopplung eines proportionalen Signalanteils durch Strahlteiler, siehe Abschnitt 2.3, oder über den PMD-eigenen Integrationsspannungshub $u_{\text{int,A/B}}$ bzw. u_{Σ} . Mit Kenntnis der

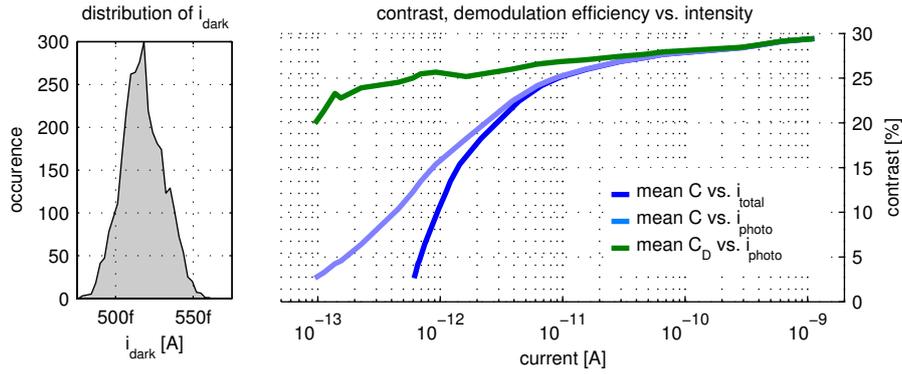


Abbildung 3.40: Kontrastbeeinflussung durch Signalintensität

Integrationskapazität C_{int} und -zeit T_{int} kann der, aus optischen Anteilen i_{photo} und dem Dunkelstrom i_{dark} , resultierende Gesamtstrom i_{total} wie folgt berechnet werden:

$$i_{\text{total}} = i_{\text{photo,mod}} + i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}} = \frac{C_{\text{int}} \cdot u_{\Sigma}(T_{\text{int}})}{T_{\text{int}} \cdot \nu_{\text{ro}}} \quad (3.88)$$

Da sich der Strom pixelindividuell berechnen lässt, kann die Homogenität der Ausleuchtung über den resultierenden Photostrom $i_{\text{photo,mod}}$ sämtlicher Matrixpixel kontrolliert werden. Ist der Dunkelstrom gegenüber dem Photostrom vernachlässigbar klein oder der Dunkelstromanteil durch eine vorangegangene Messung korrigierbar, ist der Strom proportional zur optischen Leistung.

Abbildung 3.40 verdeutlicht den Unterschied des Demodulationskontrastverlaufs in Abhängigkeit des Gesamtstroms i_{total} bzw. Photostroms $i_{\text{photo,mod}}$. Ist der Anteil des Dunkelstroms an dem Gesamtstrom vernachlässigbar klein, verlaufen die Kennlinien nahezu deckungsgleich, je größer der Einfluss des unkorrelierten Signals wird, desto stärker weichen die Verläufe voneinander ab.

Trotz der Kompensation des Dunkelstroms aus der Strom-Achse bleibt der Einfluss des unkorrelierten Dunkelstromsignalanteils auf die Kontrastberechnung bestehen, siehe Abschnitt 3.10. Die Korrektur des dunkelstrombedingten DC-Anteils über das Verhältnis aus Dunkelstrom i_{dark} zu Photostrom $i_{\text{photo,mod}}$ mit Gleichung 3.75 liefert die ebenfalls in Abbildung 3.40 aufgeführte Demodulationseffizienz C_{D} .

Alternativ ist die Darstellung des Demodulationskontrastverlaufs in Abhängigkeit der optischen Leistung oder Leistungsdichte möglich.

Aufgrund der hohen Dynamik der Messreihe, der charakterisierte Bereich erstreckt sich über mehr als 4 Dekaden, ist zur messtechnischen Ermittlung die adaptive Anpassung der Integrationszeit an die optische Leistung erforderlich. Eine über die gesamte Messreihe konstante Integrationszeit T_{int} würde dazu führen, dass bei der Messung von Integrationsspannungen kleiner Nutzsingale das Systemrauschen dominant wird und der

Signalhub bei großen Leistungen den quasi linearen Integrationsbereich verlässt. Strebt man hingegen durch adaptive Regelung der Zeit einen konstanten Spannungshub u_{Σ} an, kann der Aussteuerbereich des AD-Wandlers optimal genutzt werden, während das Verhältnis von Systemrauschen zu Signalhub über der gesamten Messreihe konstant bleibt.

Wie bei der Charakterisierung der Frequenzeigenschaften wird der Messbereich bei Auswertung der Spannungspegel nach der Integrationszeit durch die Periodendauer der Modulationsfrequenz beschränkt. Die maximal auswertbare optische Leistung $P_{\text{opt,max}}$ bzw. des resultierenden Photostroms $i_{\text{photo,max}}$ ist für eine Frequenz erreicht, wenn der lineare Integrationsbereich bereits nach der minimal möglichen Integrationsdauer von nur einer Modulationsperiode $T_{\text{int}} = T_{\text{mod}}$ verlassen wird.

3.11.4 Demodulationskontrast über Wellenlänge

Je nach Applikation und Einsatzort variieren die Anforderungen an die benötigte Lichtquelle. Während in der Automatisierungstechnik oft sichtbare Sender eingesetzt werden können, dies kann sogar gewünscht sein, damit das Zielobjekt ohne Hilfsmittel direkt anvisiert werden kann, erfordern andere Anwendungen zwingend nicht sichtbare Quellen. Im Automotive- oder Konsumerbereich muss z.B. eine Blendung von Personen unter allen Umständen vermieden werden. Je nach Umgebungsbedingungen, der Transmissionsfähigkeit des Mediums oder vorhandenem Störlicht, kann in Verbindung mit geeigneten optischen Filtern, z.B. unter Ausnutzung der Einbrüche im Sonnenspektrum, eine optimale Wellenlängenauswahl getroffen werden.

Abbildung 3.41 zeigt die Abhängigkeit des erzielten Demodulationskontrastes C von der eingesetzten Wellenlänge λ in Form einer Kurvenschar über der Modulationsspan-

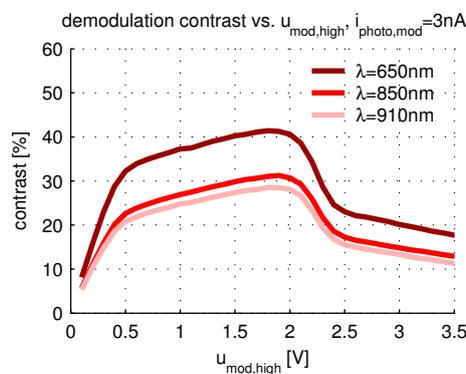


Abbildung 3.41: Kontrastbeeinflussung durch optische Wellenlänge λ

nung $u_{\text{mod,high}}$. Ein ähnlich kontinuierlicher Verlauf über der Wellenlänge wie bei der Aufnahme der spektralen Empfindlichkeit, siehe Abschnitt 3.2.1 Abbildung 3.5, ist mit der aktuellen Messumgebung nicht möglich, da sich zur Zeit keine hinreichend schnell modulierbaren Lasermodule finden, die in der Wellenlänge durchstimmbare sind.

Obwohl die eingesetzte optische Leistung P_{opt} so geregelt wird, dass unabhängig von der spektralen Empfindlichkeit $R_s(\lambda)$ für alle Wellenlängen ein vergleichbarer Photostrom $i_{\text{photo,mod}}$ resultiert, nimmt der erzielte Demodulationskontrast mit steigender Wellenlänge ab. Ursache ist die zunehmende Eindringtiefe der Photonen in Verbindung mit dem in der Tiefe abnehmenden Potentialgradienten [Hei01]. Ladungsträger, die tief im Substrat generiert werden, werden aufgrund des weniger stark ausgeprägten elektrischen Feldes weniger effizient gemischt. Der Anteil der unkorreliert zu beiden Auslesedioden driftenden Elektronen wächst, der Demodulationskontrast sinkt.

3.12 Demodulationsempfindlichkeit (*demodulation response*)

Kombiniert man die spektrale Empfindlichkeit R_s aus Abschnitt 3.2.1 mit dem relevanten Füllfaktor FF der PMD-Struktur zu der Pixelempfindlichkeit $R_{s,FF}$ in Abschnitt 3.2.3, und darüber hinaus mit der Demodulationseffizienz C_D aus Abschnitt 3.10, erhält man die Demodulationsempfindlichkeit D .

$$D = R_s \cdot FF_{\text{PMD/Pixel}} \cdot \frac{C_D}{100\%} = R_{s,FF} \cdot \frac{C_D}{100\%} \left[\frac{A}{W} \right] \quad (3.89)$$

Die Demodulationsempfindlichkeit beschreibt das Verhältnis aus resultierendem, aufgeteiltem Photostrom $i_{\text{photo},\Delta,0^\circ/180^\circ} = C_D \cdot i_{\text{photo,mod}}$ zur eingesetzten optischen Signalleistung $P_{\text{opt,mod}}$. Sie kombiniert die Kriterien, wie effektiv die Umwandlung des optischen Signals in ein elektrisches Signal erfolgt, mit der Mischeffizienz des Sensors.

Beeinflussung durch Gegentaktmodulationsspannungspegel Abbildung 3.42 zeigt die Demodulationsempfindlichkeit in Abhängigkeit der gewählten Modulationsspannungen $u_{\text{mod,offset}}$ und $u_{\text{mod,peakpeak}}$ und erleichtert die Festlegung eines geeigneten Arbeitspunktes, siehe auch Abschnitt 3.11.1.

Beeinflussung durch Wellenlänge Den Unterschied zwischen der Demodulationsempfindlichkeit und dem Demodulationskontrast veranschaulicht Abbildung 3.43 in

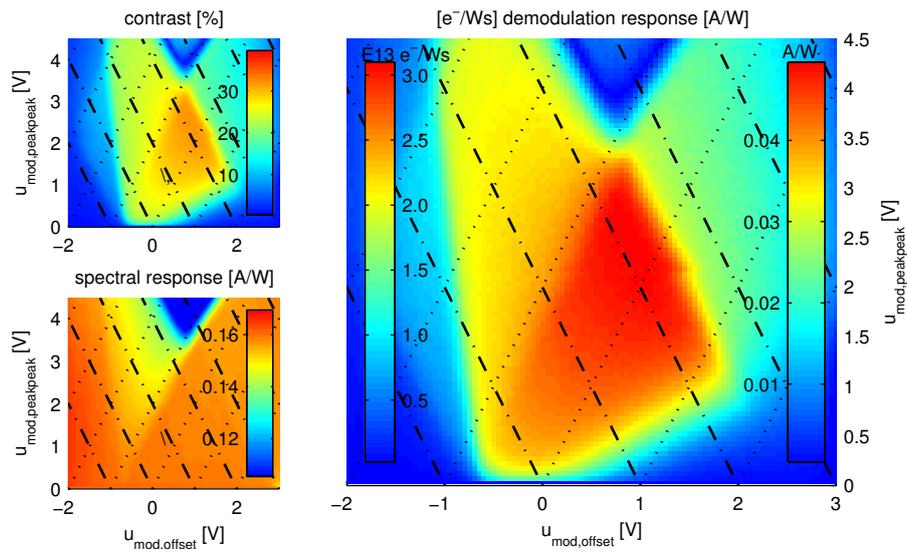
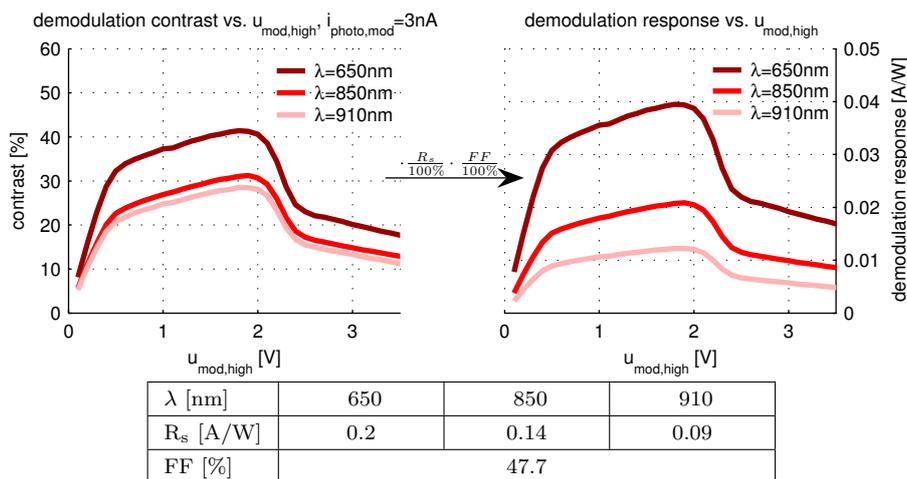
Abbildung 3.42: Demodulationsempfindlichkeit D über Modulationsspannungen

Abbildung 3.43: Demodulationsempfindlichkeit über Wellenlänge

Abhängigkeit der Wellenlänge. Obwohl die Demodulationskontrastkennlinien C noch dicht beieinander verlaufen, führt die Reduzierung der spektralen Empfindlichkeit zu signifikanten Änderungen der Demodulationsempfindlichkeit D .

Die Auswahl der Wellenlänge sollte daher stets sowohl unter Berücksichtigung der spektralen Empfindlichkeit als auch des erzielten Kontrastes erfolgen, siehe Abschnitt 3.2.1 und 3.11.4.

Die Demodulationsempfindlichkeit vereinfacht bzw. ermöglicht zudem den Vergleich unterschiedlicher PMD-Technologien: Werden unkorrelierte Signalanteile bereits während der Modulation inhärent unterdrückt, z.B. bei verschiedenen Selbstmodulationskonzep-

ten [Bux02], [Zha03], einer DSBI-Schaltung, *differential suppression of backlight illumination* [PMD05], [XS05], oder einer aktiven SBI, wird die Ausbildung eines DC-Sockels verhindert. Die Nichtintegration der zwar vorhandenen unkorrelierten Signalanteile, zu denen auch der Dunkelstrom beiträgt, vergrößert den Dynamikbereich, die Demodulationskontrast- und Demodulationseffizienzberechnung sind nicht mehr möglich, da sich die spektrale Empfindlichkeit und Mischeffizienz im modulierten Betrieb nicht unabhängig voneinander messen lassen.

3.13 Symmetrieeigenschaften

Die Symmetrieeigenschaften des Mischprozesses stellen neben dem Kontrast ein weiteres Bewertungskriterium des Korrelationsverlaufs dar.

3.13.1 Gleichlichtsymmetrie, -asymmetrie

Wird eine symmetrische Gegentaktmodulation mit einem Puls-/Pauseverhältnis von 50/50 vorausgesetzt, werden unkorreliert generierte Ladungsträger über der Integrationszeit ideal gleichmäßig auf beide Auslesewege verteilt, Gleichung 3.90, und somit durch anschließende Differenzbildung, Gleichung 3.91, vollständig eliminiert, *Correlated Balanced Sampling*, CBS.

Somit gilt bei ausschließlich unkorrelierter Beleuchtung:

$$\text{ideal: } u_{\text{int,A}} = u_{\text{int,B}} = \frac{1}{2} \cdot u_{\Sigma} \quad (3.90)$$

$$\Rightarrow \quad u_{\Delta} = u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}} \begin{cases} = 0 & \Rightarrow \text{Symmetrie} \\ \neq 0 & \Rightarrow \text{Asymmetrie} \end{cases} \quad (3.91)$$

Die maximal mögliche resultierende Differenzspannung $u_{\Delta,\text{max}}$ ist, das Fehlen einer aktiven Schaltung zur Unterdrückung unkorrelierter Signale vorausgesetzt, durch das jeweilige Summensignal u_{Σ} gegeben, so dass eine Normierung durchgeführt werden kann:

$$A_{S_{\text{opt,DC}}} = \frac{u_{\Delta}}{u_{\Sigma}} = \frac{u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}}}{u_{\text{int,A}} + u_{\text{int,B}}} \cdot 100\% \quad : \text{ für unkorrelierte Beleuchtung} \quad (3.92)$$

Eine Gleichlichtasymmetrie von $A_{S_{\text{opt,DC}}} = 0$ beschreibt eine perfekt gleichmäßige Aufteilung des unkorrelierten Signals auf beide Seiten, $A_{S_{\text{opt,DC}}} = \pm 100\%$ die maximal asymmetrische, vollständige Integration sämtlicher Ladungsträger auf einer einzigen Seite.

Eine Gleichlichtasymmetrie zeigt sich auch durch abweichende Demodulationskontrastwerte $C_{0/180^\circ}$, bzw. DC-Sockel für Kanal A und B und kann alternativ über die Offsetspannung/Mittelwerte $\overline{u_{CF,A/B}}$ der Korrelationsfunktionen $u_{CF,A/B} = u_{\text{int},A/B}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ \dots 360^\circ)$ oder aus den Kontrastwerte C_{0° bzw. C_{180° auch bei modulierter Beleuchtung ermittelt werden.

$$As_{\text{opt,DC}} = \frac{\overline{u_{CF,A}} - \overline{u_{CF,B}}}{\overline{u_{CF,A}} + \overline{u_{CF,B}}} \cdot 100 \% \quad (3.93)$$

3.13.2 $0^\circ/180^\circ$ -Gegentakt-Symmetrie, -Asymmetrie

Die inhärente Gegentaktabtastung (CBS) des PMD liefert zwei um 180° phasenverschobene Ausgangssignale $u_{\text{int},A}$ und $u_{\text{int},B}$. Während unkorrelierte Signalanteile bei geeigneter elektrischer Modulation über der Integrationszeit zu gleichen Anteilen auf beide Auslesewege aufgeteilt werden, führt ein korreliertes optisches Signal zu einer phasenabhängigen Ladungsträgeraufteilung. Ändert sich die relative Phasenlage des Modulationssignals um $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$, sollten sich die Pegel der beiden PMD-Ausgangssignale folglich ideal austauschen, Gleichung 3.94. Eine Abweichung kennzeichnet einen asymmetrischen Gegentaktmischprozess, bzw. asymmetrische Umwandlung der photogenerierten Ladungen in messbare Spannungen.

Unter Annahme eines ideal symmetrischen Gegentaktmischverhaltens gilt:

$$u_{\text{int},A}(\varphi_{\text{ToF}}) = u_{\text{int},B}(\varphi_{\text{ToF}} + 180^\circ) \quad (3.94)$$

Daraus folgt über

$$\Delta u(\varphi_{\text{ToF}}) = u_{\text{int},A}(\varphi_{\text{ToF}}) - u_{\text{int},B}(\varphi_{\text{ToF}} + 180^\circ) \begin{cases} = 0 & \Rightarrow \text{Symmetrie} \\ \neq 0 & \Rightarrow \text{Asymmetrie} \end{cases} \quad (3.95)$$

Mit Normierung auf den maximal möglichen Spannungshub der Korrelationsfunktion folgt als $0^\circ/180^\circ$ -Gegentaktasymmetrie:

$$As_{0^\circ/180^\circ}(\varphi_{\text{ToF}}) = \frac{u_{\text{int},A}(\varphi_{\text{ToF}}) - u_{\text{int},B}(\varphi_{\text{ToF}} + 180^\circ)}{\max(u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}}))_{\forall \varphi_{\text{ToF}} \in [0^\circ; 360^\circ]}} \cdot 100\% \quad (3.96)$$

Abbildung 3.44 (b) zeigt den Einfluss der Modulationsspannungspegel auf die maximal über einer Korrelationsperiode resultierende $0^\circ/180^\circ$ -Gegentaktasymmetrie. Um in der Applikation eine möglichst gute Sensorperformance zu gewährleisten, sollte bei der Festlegung eines geeigneten Arbeitspunktes neben dem Demodulationskontrast auch das Symmetrieverhalten berücksichtigt werden, siehe Abschnitt 3.14.3.

Ähnlich dem Kontrast kann auch die Symmetriecharakteristik von PMD zu PMD statistischen Schwankungen und, bedingt durch die Signalzuführung, systematischen Einflüssen unterworfen sein. Je nach Anforderungen kann die applikationsrelevante Symmetrie einer Matrix bereits durch das asymmetrischste Pixel begrenzt werden.

Abbildung 3.44 (d) zeigt die relative Häufigkeitsverteilung für die Phasenlagen $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$ und $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$ sowie eine phasenunabhängige Häufigkeitsverteilung des Betrags der Asymmetrie $|A_{S_{0^\circ/180^\circ}}|_{\text{max}}$. Die Darstellung der relativen Summenhäufigkeit ermöglicht die direkte Angabe, welcher prozentuale Anteil der Matrixpixel eine vorgegebene, maximal zulässige Symmetrieanforderung erfüllt.

Zusammenhang zwischen Gegentaktsymmetrie und Gleichlichtsymmetrie

Während ein unkorreliertes Signal ideal gleichmäßig auf beide Auslezweige gemischt wird, erfolgt die phasenabhängige Aufteilung der ausschließlich korreliert generierten Ladungsträger aufgrund des Demodulationskontrast $C < 100\%$ mit begrenzter Effizienz und ist der Gleichlichtasymmetrie überlagert.

Die Auswirkung eines asymmetrischen Gegentaktmischverhaltens, absichtlich verursacht durch ein ungeeignetes Tastverhältnis aus Abschnitt 3.8.3, zeigt Abbildung 3.44 (a). Eine asymmetrische Ansteuerung mit einem Puls-/Pauseverhältnis von 30/70 bzw 70/30 resultiert erwartungsgemäß in einer Gleichlichtasymmetrie von $\pm 50\%$. Dagegen liefert die Berechnung der $0^\circ/180^\circ$ -Gegentaktasymmetrie bei ausschließlich korrelierter Beleuchtung ein Resultat, das neben der Asymmetrie auch durch den Kontrast beeinflusst wird. Die dargestellte Korrektur über den aus der 50/50-Messung bekannten Demodulationskontrast C führt jedoch zu den erwarteten Werten.

Ursachen und Auswirkungen asymmetrischer Gegentaktmischeigenschaften

Gründe für ein asymmetrisches Verhalten können beispielsweise in einem ungeeigneten elektrischen Gegentaktmodulationssignal oder dem ungleich effizienten Ladungsträgertransport auf einen bevorzugten Integrationszweig liegen. Auch die inhomogene Ausleuchtung der sensitiven Fläche kann eine asymmetrische Aufteilung bewirken, siehe Abschnitt 3.5. Sämtliche Ursachen führen dazu, dass der Integrationsspannungshub einer Auslesekapazität stets größer ausfällt. Ein Kanal scheint sensitiver auf das optische Signal zu reagieren als der andere. Identische Auswirkungen auf die resultierenden Integrationsspannungen haben prozessbedingt, oder durch nicht optimales Matching verursachte, leicht unterschiedliche Verstärkungsfaktoren der beiden Auslekettens, bzw.

voneinander abweichende Integrationskapazitäten $C_{\text{int,A}} \neq C_{\text{int,B}}$.

Das Vorhandensein einer $0^\circ/180^\circ$ -Gegentaktasymmetrie, zu deren Entstehen eine Gleichlichtasymmetrie direkt beiträgt, hat zwei folgenschwere Auswirkungen:

Kann die resultierende Abweichung zwischen $u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{Tof}})$ und $u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{Tof}} + 180^\circ)$, aufgrund eines fehlenden analytisch beschreibbaren Zusammenhangs, nicht über einen geeigneten Algorithmus korrigiert werden, kann $u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{Tof}})$ nicht mit $u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{Tof}} + 180^\circ)$ gleichgesetzt werden, $u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{Tof}} + 180^\circ) \neq f(u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{Tof}}))$. Pro Messung fällt demnach lediglich ein verwertbarer Abtastpunkt der gesuchten Korrelationsfunktion an. Die Anzahl der zur Berechnung einer gültigen Entfernung benötigten Abtastpunkte verdoppelt sich, die resultierende Bildwiederholrate wird halbiert, siehe Abschnitt 3.14.1 und 3.14.3. Zudem führt die asymmetrische Ladungsträgerintegration zu einer reduzierten Signaldynamik, da der verfügbare Integrationsbereich einer Ausleseseite entsprechend vorzeitig verlassen wird. Insbesondere unkorrelierte Signale, vorwiegend verursacht durch konstantes Hintergrundlicht, aber auch ein hoher Dunkelstromanteil bei hohen Temperaturen, können zu einer vorzeitigen Sättigung einer Integrationsspannung führen. Eine derartige Dynamikbegrenzung kann auch durch den Einsatz einer aktiven SBI-Schaltungselektronik, Abschnitt 3.17.1, nicht vollständig kompensiert werden, da diese lediglich der Bildung eines, beiden Seiten gemeinsamen, DC-Sockels entgegenwirkt.

3.13.3 Symmetrie-, Asymmetrieverhalten der Korrelationsfunktion

Aufgrund der elektrischen Ansteuerung des PMDs mit einem in Periode und Verlaufsform dem optischen Signal sehr ähnlichem Modulationssignal, kann der Verlauf der Korrelationsfunktion mit einer Autokorrelationsfunktion, siehe Abschnitt 1.2, verglichen werden. Ideale, periodische Modulationssignale und einen perfekt symmetrischen Gegentaktmischprozess vorausgesetzt, weist die PMD-Korrelationsfunktion folglich ein um $\varphi_{\text{Tof}} = 0^\circ$ achsensymmetrisches Verhalten auf. Die Autokorrelationsfunktion $\varphi_{\text{ss}}(\tau)$ ist immer eine gerade Funktion in τ [Lük95].

Eine Symmetrieabweichung der mit $\Delta\varphi_{\text{Tof}} = 360^\circ$ periodischen Korrelationsfunktionen $u_{\text{CF,A/B}/\Delta}$ kann daher auf die Form der Modulationssignale und die Gegentaktmischcharakteristik zurückgeführt und wie folgt beschrieben werden:

$$\text{Mit } f(b+x) = f(b-x), \quad \forall x \quad \Rightarrow \text{ Achsensymmetrie von } f(x) \text{ um } b \quad (3.97)$$

$$f(x) = f(x+T), \quad \forall x \quad \Rightarrow f(x) \text{ periodisch mit } T \quad (3.98)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow \Delta u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}}) &= u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}}) - u_{\text{CF}}(-\varphi_{\text{ToF}}) \\ &= u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}}) - u_{\text{CF}}(360^\circ - \varphi_{\text{ToF}}) \begin{cases} = 0 \Rightarrow \text{Symmetrie} \\ \neq 0 \Rightarrow \text{Asymmetrie} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.99)$$

Die Normierung auf die PeakPeak-Spannung $\text{range}(u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}}))$ der jeweiligen Korrelationsfunktion liefert als Asymmetriekriterium A_{SCF} der Korrelationsfunktion:

$$A_{\text{SCF}}(\varphi_{\text{ToF}}) = \frac{\Delta u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}})}{\text{range}(u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}}))} \cdot 100\% = \frac{\Delta u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}})}{\bar{u}_{\text{CF}} \cdot \frac{C}{100\%}} \cdot 100\% \quad (3.100)$$

$$\text{mit } \bar{u}_{\text{CF}} = \begin{cases} \frac{1}{360} \int_{\varphi_{\text{ToF}}=0^\circ}^{360^\circ} u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}}) d\varphi_{\text{ToF}}, & u_{\text{CF}} = u_{\text{int,A}}, u_{\text{int,B}} \\ \frac{1}{360} \int_{\varphi_{\text{ToF}}=0^\circ}^{360^\circ} u_{\Sigma}(\varphi_{\text{ToF}}) d\varphi_{\text{ToF}}, & u_{\text{CF}} = u_{\Delta} \end{cases} \quad (3.101)$$

Kennzeichnet eine Asymmetrie von $A_{\text{SCF}} = 0$ ein perfekt symmetrisches Verhalten, beschreibt $A_{\text{SCF}} = \pm 100\%$, obwohl sich die Pegel der beiden Stützstellen $u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}})$ und $u_{\text{CF}}(360^\circ - \varphi_{\text{ToF}})$ nicht unterscheiden sollten, dass die vorhandene Spannungsdifferenz $\Delta u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}})$ dem maximalen Hub der Korrelationsfunktion entspricht. Das Vorzeichen der resultierenden Asymmetrie beschreibt die Richtung der Abweichung.

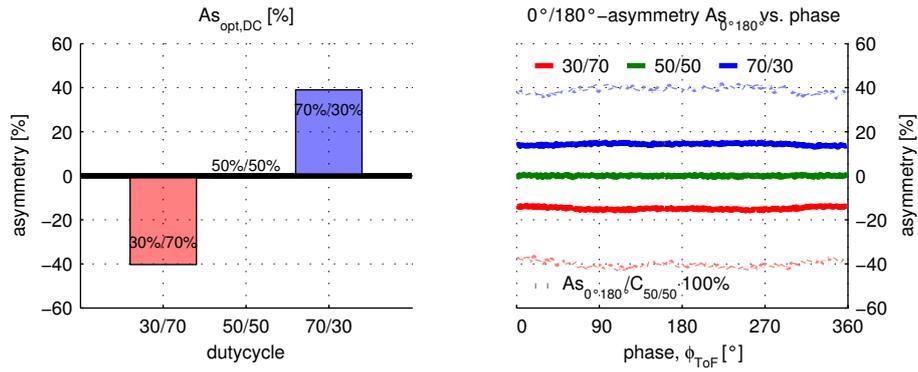
Abweichungen werden durch asymmetrische Modulationssignale, z.B. durch abweichende Anstieg- und Abfallzeit, siehe Abschnitt 3.8.4 Abbildung 3.24, verursacht. Da der Verlauf der Korrelationsfunktion in seiner Form von dem erwarteten Verlauf abweicht, führt die Approximation der Zielfunktion in der Phasen-, Amplituden- oder Kontrastberechnung zu einer entsprechenden systematischen Abweichung ϵ_s , die nicht korrigiert werden kann.

Abbildung 3.44 (c) zeigt den Einfluss des verzerrten, asymmetrischen optischen Modulationssignals aus Abschnitt 3.8.4 auf die Symmetrie der Korrelationsfunktion.

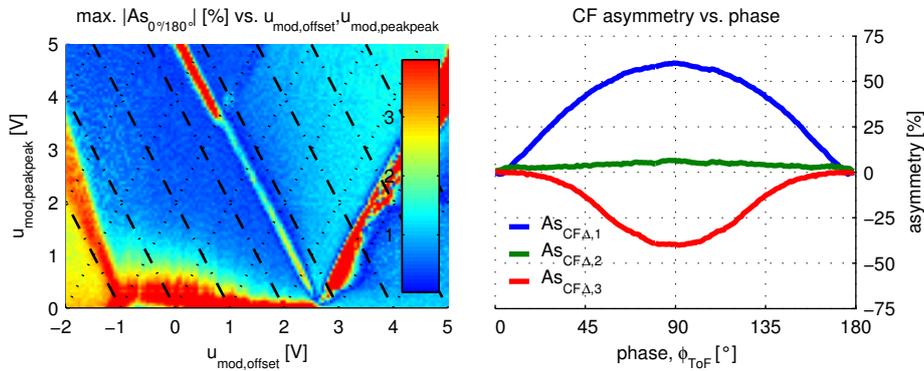
In der Praxis stellt eine gemessene Asymmetrie in der Regel keine PMD-Eigenschaft dar, sondern kann auf eine ungeeignete, asymmetrische Gegentaktansteuerung oder ein asymmetrisches optisches Modulationssignal zurückgeführt werden.

3.14 Stabilität der detektierten Phase

Der praxisrelevanteste Charakterisierungsparameter ist die Bewertung der Fähigkeit des PMD-Sensors eine (laufzeitbedingte) Phasenverschiebung zwischen einem optischem und elektrischem Referenzmodulationssignal reproduzierbar zu bestimmen.

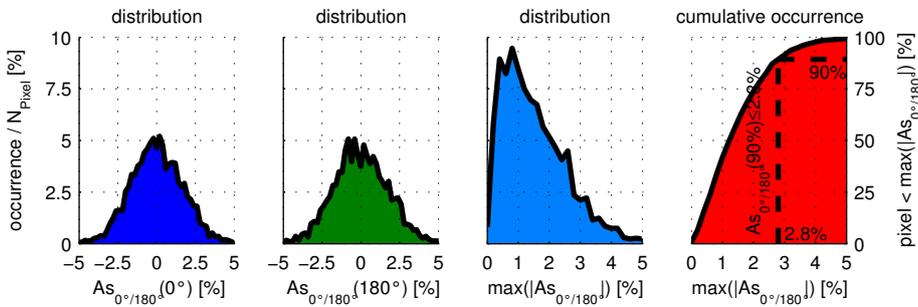


(a) DutyCycle Variation aus Abbildung 3.21



(b) Einfluss der Modulationsspannung

(c) Korrelationsfktn. aus Abb. 3.24



(d) 0°/180°-Gegentaktsymmetrieverteilung einer Matrix aus Abbildung 3.32

Abbildung 3.44: Symmetriemessungen

3.14.1 Phasenberechnung durch trigonometrische Interpolation

Analog zu der Berechnung der Korrelationsamplitude auf Basis der Grundwelle der Korrelationsfunktion zur Demodulationskontrastermittlung in Abschnitt 3.9.2 erfolgt die Bestimmung der Phase über die Darstellung der Korrelationsfunktion $u_{CF}(\varphi_{ToF})$ in

der allgemeinen Form einer Fourierreihe [Bux02], [Xu99].

$$\begin{aligned}
 g(x) &= \frac{1}{2} \cdot a_0 + \sum_{k=1}^M [a_k \cdot \cos(k \cdot x) + b_k \cdot \sin(k \cdot x)] \\
 &= \frac{1}{2} \cdot A_0 + \sum_{k=1}^M A_k \cdot \cos(k \cdot x - \phi_k) \\
 A_k &= \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \\
 \phi_k &= \arctan \frac{b_k}{a_k}
 \end{aligned} \tag{3.102}$$

Mit

k = Ordnungszahl der Welle

M = maximale berücksichtigte Ordnungszahl

Die Koeffizientenbestimmung erfolgt unter Berücksichtigung einer Least-Square-Optimierung über die trigonometrischen Interpolation [BS95] zu:

$$\begin{aligned}
 a_k &= \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} f(x_n) \cdot \cos(k \cdot x_n), \quad k = 0, 1, \dots, M \\
 b_k &= \frac{2}{N_{\text{Algo}}} \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} f(x_n) \cdot \sin(k \cdot x_n), \quad k = 0, 1, \dots, M \\
 x_n &= n \cdot \frac{360^\circ}{N_{\text{Algo}}}, \quad n = 0, 1, \dots, N_{\text{Algo}} - 1
 \end{aligned}$$

Aus Gleichung 3.102 ergibt sich daher für die Phase der Grundwelle allgemein:

$$\Phi_{k=1} = \arctan \left(\frac{b_1}{a_1} \right) = \arctan \left(\frac{\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} [f(x_n) \cdot \sin(x_n)]}{\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} [f(x_n) \cdot \cos(x_n)]} \right) \tag{3.103}$$

$$x_n = n \cdot \frac{360^\circ}{N_{\text{Algo}}}, \quad n = 0, 1, \dots, N_{\text{Algo}} - 1 \tag{3.104}$$

Und damit zur Phasenberechnung $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ der Grundwelle der laufzeitbedingt um φ_{ToF} verschobenen Korrelationsfunktion u_{CF} als sogenannter N-Phasenalgorithmus:

$$\varphi_{\text{ToF,calc}} = \arctan \left(\frac{\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} [u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}}) \cdot \sin(n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}})]}{\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} [u_{\text{CF}}(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}}) \cdot \cos(n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}})]} \right) \quad (3.105)$$

$$\Delta\varphi_{\text{ToF}} = \frac{360^\circ}{N_{\text{Algo}}} \quad (3.106)$$

Am Beispiel einer häufig eingesetzten Auswertung der Differenzspannung u_{Δ} auf Basis von vier Abtaststellen aus vier sequentiell durchgeführten Messungen bei denen das optische Modulationssignal $P_{\text{opt,mod}}$ senderseitig um $n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}}$ verzögert wird, folgt als sogenannter 4-Phasen-Algorithmus:

$$\varphi_{\text{ToF,calc}} = \arctan \frac{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + 90^\circ) - u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + 270^\circ)}{u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + 0^\circ) - u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + 180^\circ)} \quad (3.107)$$

Und unter Voraussetzung einer gegebenen $0^\circ/180^\circ$ -Symmetrie basierend auf nur zwei Messungen mit verdoppelter Bildwiederholrate ergibt sich

$$\begin{aligned} \text{mit } u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}}) &\approx u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} + 180^\circ), \quad \text{siehe Abschnitt 3.13.2} \\ \Rightarrow \varphi_{\text{ToF,calc}} &= \arctan \frac{u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} + 90^\circ) - u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}} + 90^\circ)}{u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} + 0^\circ) - u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}} + 0^\circ)} \end{aligned} \quad (3.108)$$

3.14.2 Systematische Fehler der Phasenberechnung

Weicht die zu Grunde liegende Korrelationsfunktion in ihrem Verlauf aufgrund vorhandener Oberwellen von der approximierten (ko-)sinusförmigen Zielfunktion ab, ergibt sich analog zu der Berechnung des Demodulationskontrastes, vergleiche Abschnitt 3.9.3, ein systematischer Phasenfehler $\epsilon_{\text{s},\varphi_{\text{ToF}}}$:

$$\epsilon_{\text{s},\varphi_{\text{ToF}}} = \varphi_{\text{ToF,calc}} - \varphi_{\text{ToF}} \quad (3.109)$$

Abbildung 3.45 zeigt den resultierenden, phasenabhängigen Fehler $\epsilon_{\text{s},\varphi_{\text{ToF}}}$ als Funktion der Anzahl der Abtaststellen N_{Algo} über den gesamten Eindeutigkeitsbereich für die zwei ideal simulierten Korrelationsverläufe, (ko-)sinus- bzw. rechteckförmig, aus Abschnitt 3.9.3.

Enthält die Eingangsfunktion keine Oberwellen, entspricht die berechnete Phase der Grundwelle $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ phasenunabhängig exakt der Verzögerung der Eingangsfunktion φ_{ToF} : $\epsilon_{\text{s},\varphi_{\text{ToF}}} = 0$. Allerdings ist die systemtechnische Realisierung eines (ko)sinusförmigen Modulationssignalverlaufs in der Praxis schwer und nur kostenintensiv realisierbar.

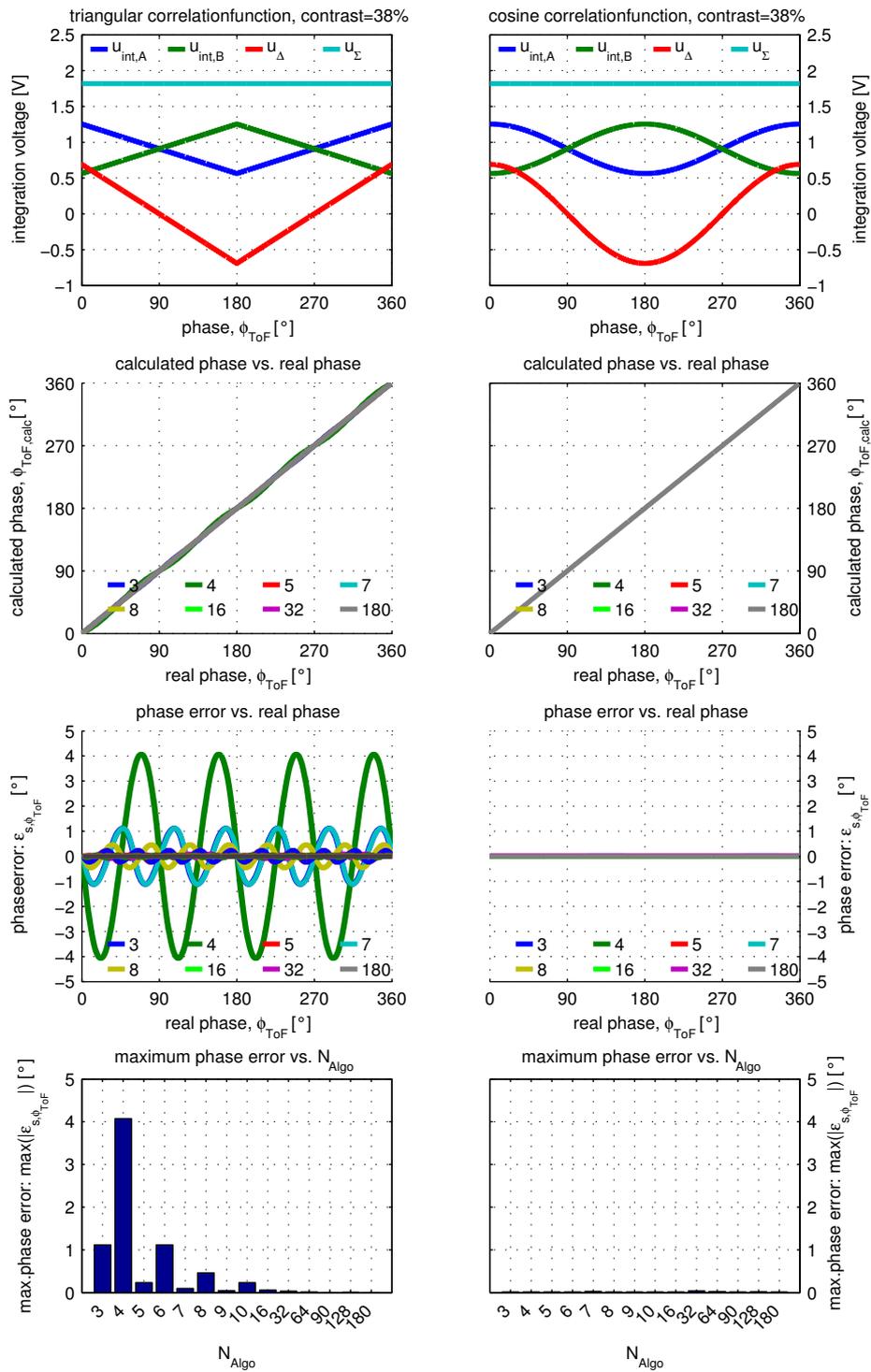


Abbildung 3.45: Simulierter systematischer Phasenfehler $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$

Vorhandene Oberwellen, z.B. einer ideal dreieckförmigen Korrelationsfunktion, resultieren in einem systematischen Phasenfehler, dessen Amplitude jedoch mit steigender Stützstellenzahl bzw. ungeradzahliger Abtaststellenzahl abnimmt [HA03], [Xu99] und darüber hinaus, aufgrund des streng monotonen Zusammenhangs zwischen berechneter und tatsächlicher Phase, sogar korrigiert werden kann.

3.14.3 Asymmetriebedingte Phasenfehler

0°/180°-Asymmetrie Ist der Gegentaktmischprozess hinreichend symmetrisch, kann zur Berechnung der Phase die 0°/180°-Symmetrieeigenschaft, Gleichung 3.94, ausgenutzt und die Zahl der sequentiell durchgeführten Messungen zur Berechnung einer Phase über Gleichung 3.108 halbiert werden, siehe Abschnitt 3.13.2 und 3.14.1. Abbildung 3.46 zeigt die Auswirkung einer simulierten 0°/180°-Asymmetrie auf die Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ am Beispiel eines 4-Phasen-Algorithmus ohne Berücksichtigung von Sättigungseffekten und Nichtlinearitäten für verschiedene Verhältnisse von unkorreliertem und korreliertem Signal.

Obwohl der rein kosinusförmig simulierte Korrelationsverlauf über keinerlei Oberwellen verfügt, weicht die berechnete Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ mit zunehmender Asymmetrie $As_{0^\circ/180^\circ}$ und steigendem unkorreliertem Signalanteil von dem tatsächlichen Wert φ_{ToF} ab, da sich der gemessene Wert $u_{\text{int,B}}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ)$ entsprechend deutlich von $u_{\text{int,A}}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)$ unterscheidet. Neben dem maximal möglichen absoluten Fehler der Phasenmessung ist insbesondere zu beobachten, dass eine Änderung der tatsächlichen Phase φ_{ToF} um $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 1^\circ$ phasenabhängig zu einer erheblich abweichenden Änderung der berechneten Phase $\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}} \gg 1^\circ$ führen kann. Kleine Entfernungsunterschiede in der realen Szene können zu deutlichen Distanzunterschieden im berechneten 3D-Bild führen.

Asymmetrie der Korrelationsfunktion Die Auswirkung einer verformten, asymmetrischen Korrelationsfunktion auf den systematischen Phasenfehlerverlauf $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$ zeigt Abbildung 3.47 am Beispiel der Korrelationsfunktion aus Abbildung 3.44 (a) durch Anwendung des 4-Phasen-Algorithmus auf die, auf einer Rechteckmodulation basierten, Differenzspannung u_Δ . Aufgrund der Deformation kommt es neben der Ausbildung eines Phasenoffsets, der im System durch eine einfache Kalibrierung eliminiert werden kann, zu einer Änderung des systematischen Fehlers $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$, da sich das Frequenzspektrum verändert hat. Solange der Korrelationsverlauf der berechneten Phase über der tatsächlichen Phase weiterhin streng monoton ansteigt, die Funktion ist eindeutig, und der Korrelationsverlauf in seiner Form unverändert konstant bleibt, kann der systematische Fehler mit Hilfe einer Look-Up-Tabelle oder analytisch korrigiert werden.

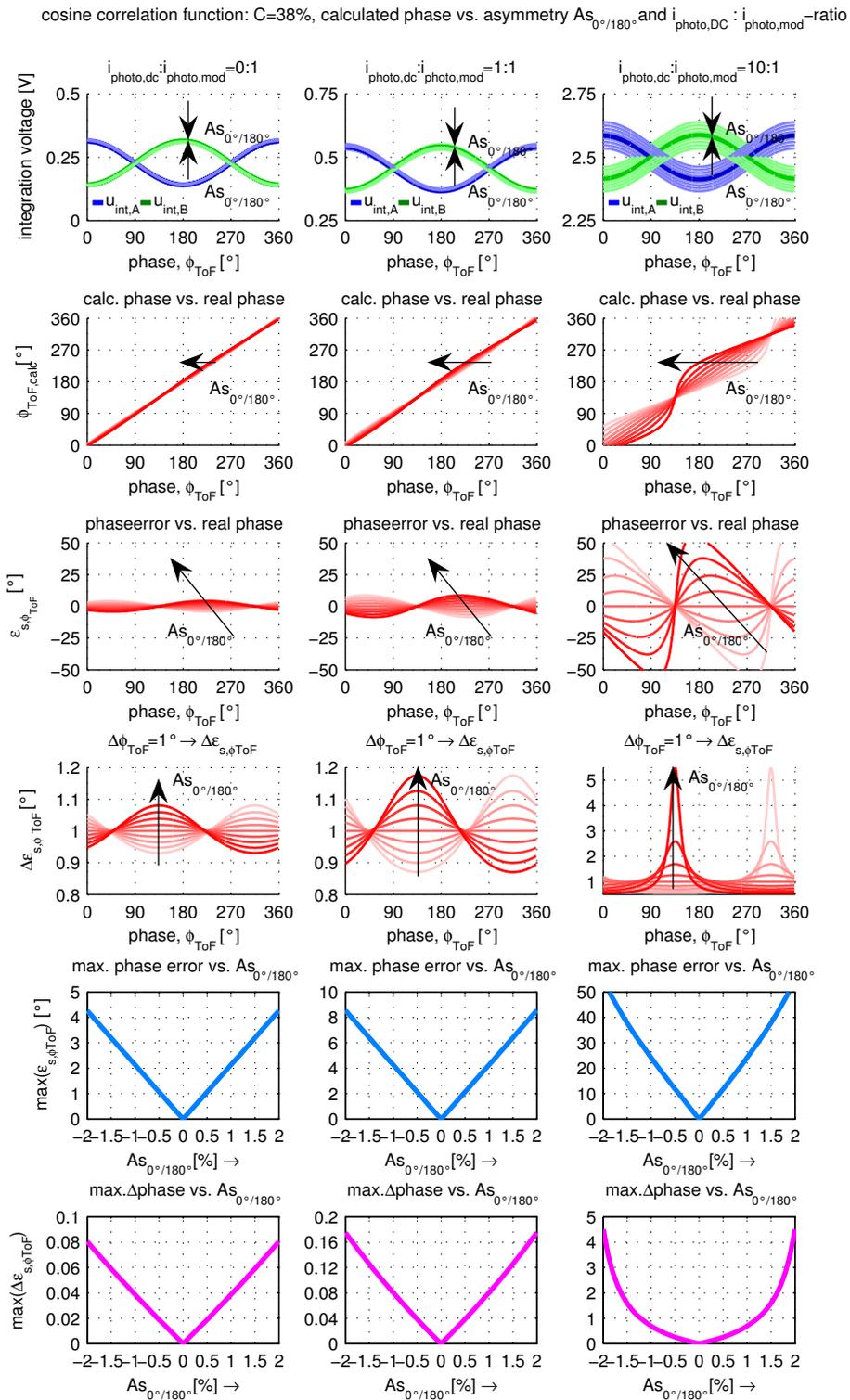


Abbildung 3.46: Simulierter Phasenfehler $\epsilon_{s,\phi_{ToF}}$ über $0^\circ/180^\circ$ -Asymmetrie $As_{0^\circ/180^\circ}$

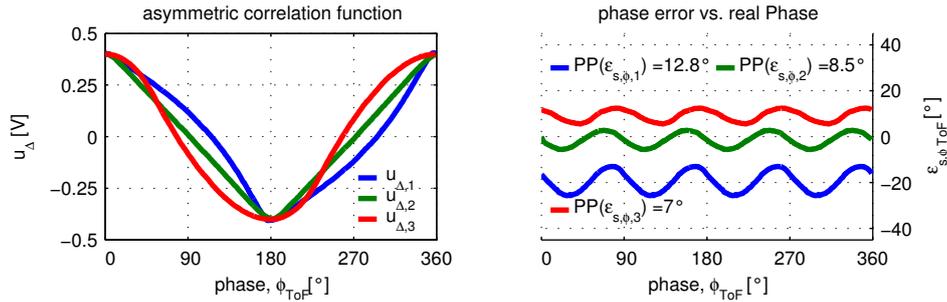


Abbildung 3.47: Phasenfehler über Asymmetrie der Korrelationsfunktion

3.14.4 Intensitätsabhängigkeit der gemessenen Phase

Der intensitätsabhängige Phasenverlauf beschreibt den Einfluss der optischen Signalleistung auf die gemessene Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}} \stackrel{?}{=} f(P_{\text{opt,mod}}, P_{\text{opt,dc}})$. Ist die Phasenänderung groß, führen Änderungen der Zielreflektivität zu entsprechend hohen Phasenabweichungen: Das Muster eines Schachbretts ist, neben dem Intensitätsbild, auch in dem Distanzbild erkennbar, obwohl es lediglich ein Muster auf einer ebenen Fläche darstellt.

Um die Charakterisierung über einen weiten Dynamikbereich zu ermöglichen, wird, wie zur Aufnahme des Demodulationskontrastes in Abschnitt 3.11.3, ein konstanter Integrationsspannungshub u_{Σ} durch die adaptive Anpassung der Integrationszeit T_{int} angestrebt. Quantisierungsfehler und Systemrauschen bleiben dadurch während der Messreihe konstant und können bei entsprechendem Signalhub vernachlässigt werden. Damit die Charakterisierung nicht durch systematische Phasenfehler, aufgrund vorhandener Oberwellen, beeinflusst wird, erfolgt die Berechnung der Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ auf Basis einer hinreichend großen Stützstellenzahl, z.B. für $N_{\text{Algo}} = 180$, siehe Abschnitt 3.14.2.

Der gemessene intensitätsabhängige Phasenverlauf ermöglicht die Entwicklung von geeigneten Korrekturalgorithmen und dient der Abschätzung des ohne Korrektur in der Applikation zu erwartenden intensitätsabhängigen Phasenfehlers.

Abbildung 3.48 zeigt den Verlauf der berechneten Phase in Abhängigkeit des Photostroms $i_{\text{photo,mod}}$, für drei verschiedene Pixelgeometrien. Man erkennt einen direkten Zusammenhang zwischen der resultierenden Phasenabweichung $\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$ pro Photostromdekade und dem Verlauf der Demodulationseffizienz. Auch wenn die Berechnung des dargestellten Phasenverlaufs auf 180 äquidistant verteilten Abtaststellen beruht, können, insbesondere bei kleinen Signalpegeln, große Messungenauigkeiten auftreten. Da die notwendigen Integrationszeiten entsprechend zunehmen, kann das Ergebnis bereits durch langsame Drifteffekte des Messequipments oder kurze Störungen beeinflusst werden, die sich auf nur wenige Abtastwerte signifikant auswirken.

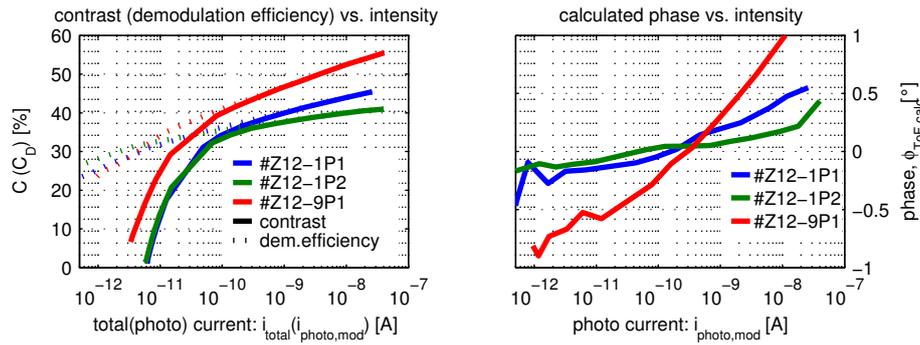


Abbildung 3.48: Phasenbeeinflussung durch Signalintensität

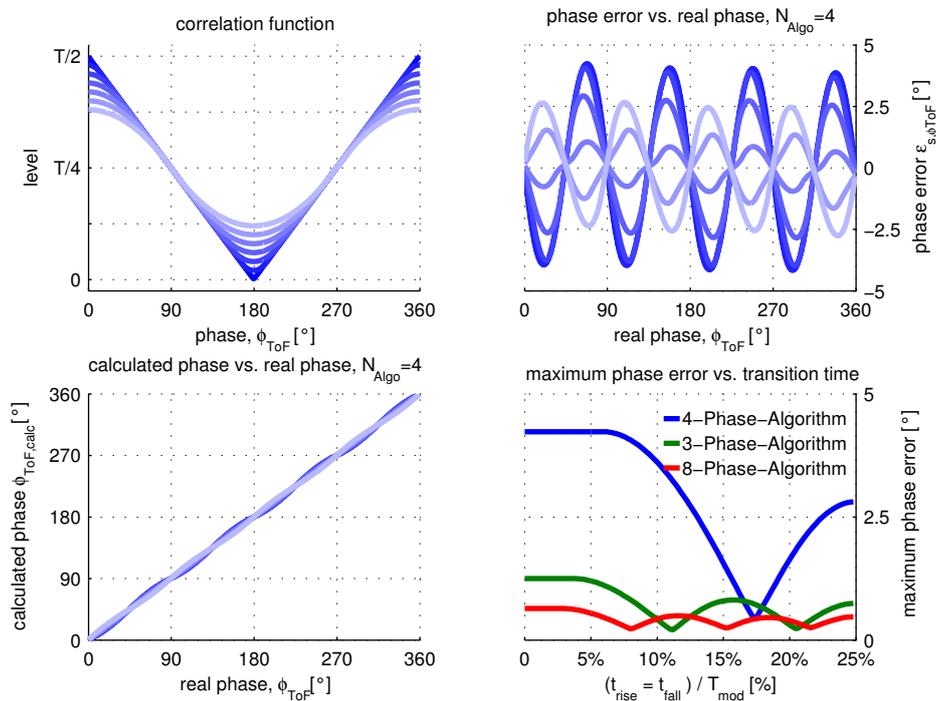


Abbildung 3.49: Systematischer Phasenfehler über Schaltzeit

3.14.5 Einflussgrößen auf die Phasenmessung

Systematischer Phasenfehler durch geänderte Anstieg-/Abfallzeiten Abbildung 3.49 zeigt die Auswirkung einer reduzierten Anstieg- und Abfallzeit $t_{\text{rise/fall}}$ eines Modulationssignals, elektrisch oder optisch, während das andere weiterhin ideal rechteckförmig verläuft, auf den systematischen Phasenfehler $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$. Die dargestellte Simulation basiert auf der Auswertung von $N_{\text{Algo}} = 3, 4$ und 8 Stützstellen, vergleiche Abschnitt 3.14.2. Anstieg- und Abfallzeit werden dazu von $t_{\text{rise}} = t_{\text{fall}} = 0$ bis $T_{\text{mod}}/4$ variiert, so dass das Modulationssignal von einem ideal rechteckförmigen Verlauf in einen ideal dreieckförmigen Verlauf übergeht, siehe Abbildung 3.23.

Man erkennt eine deutliche Abhängigkeit des systematischen Fehlers $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$ von den Schaltzeiten. Die Verlangsamung der Schaltzeiten führt zunächst zu einem reduzierten systematischen Fehler, der jedoch, abhängig von der Stützstellenzahl, wieder ansteigt, wenn sich die Modulationssignalform der Dreieckfunktion annähert. Ist eine analytische Korrektur oder eine LUT in einem PMD-Kamerasystem, z.B. aufgrund begrenzter Prozessorressourcen, nicht integrierbar, kann der systematische Fehler in Abhängigkeit des verwendeten Algorithmus durch eine geeignete Flankensteilheit des Modulationssignals erheblich reduziert werden, ohne dass mit hohem Hardwareaufwand eine (ko-)sinusförmige Modulation realisiert werden muss.

Phasenbeeinflussung durch Integrationsspannung (-zeit) Im Gegensatz zu der intensitätsabhängigen Phasenmessung in Abschnitt 3.14.4 bleibt bei der folgenden Charakterisierung der Phasenabhängigkeit von der Integrationsspannung bzw. -zeit die optische Leistung konstant, während die Integrationszeit T_{int} und somit die resultierende Integrationsspannung u_{Σ} variiert wird. Abbildung 3.50 zeigt, im Rahmen der Messgenauigkeit, die Unabhängigkeit der berechneten Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ von der Integrationszeit, während die Standardabweichung $\sigma_{\text{ToF,calc}}$ bei kurzen Integrationszeiten, aufgrund des geringeren Signal-Rauschabstands durch den kleineren Signalpegel und das konstant vorhandene Systemrauschens, erwartungsgemäß ansteigt, siehe Abschnitt 2.2.

Einfluss der Gegentaktmodulationspegel auf die PMD-Phasenmessung Abbildung 3.51 zeigt die Änderung der detektierten Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ in Abhängigkeit der elektrischen Gegentaktmodulationsspannung in Gegenüberstellung zu dem zugehörigen Demodulationskontrastverlauf. Aus den Phasenbildern wird ersichtlich, dass zur Aufnahme des Kontrastverlaufs in Abhängigkeit der Modulationsspannungen $u_{\text{mod,offset}}$, $u_{\text{mod,peakpeak}}$ und $u_{\text{mod,high}}$ der Korrelationsverlauf nicht nur an zwei Stellen, den vermeintlichen einmal ermittelten und zur Kontrastberechnung benötigten $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$ und $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$ Positionen, abgetastet werden darf, da sich die Phasenlage des Korrelationsverlaufs φ_{ToF} zum Teil erheblich mit der Modulationsspannung ändert. Erreichen die Modulationspegel beispielsweise die Spannung der Separationsgates, siehe Abschnitt 3.11.1, wird der Verlauf des Potentialgradienten und somit die resultierende Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ unmittelbar beeinflusst.

Durch die Festlegung des elektrischen Arbeitspunktes in einem Bereich mit nahezu konstanter Phase kann sichergestellt werden, dass treiber- oder zuführungsbedingte Schwankungen der Modulationsspannungspegel in einem 3D-Kamerasystem zu keinen signifikanten Änderungen der detektierten Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ führen, siehe Abschnitt 3.15.4.

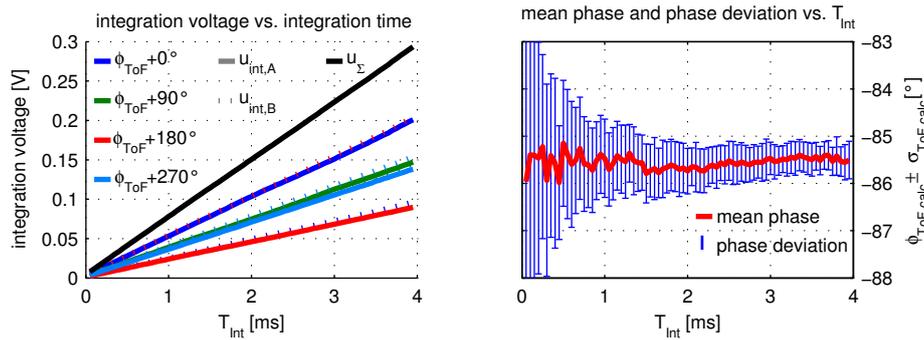


Abbildung 3.50: Phasenbeeinflussung durch Integrationsspannung/-zeit

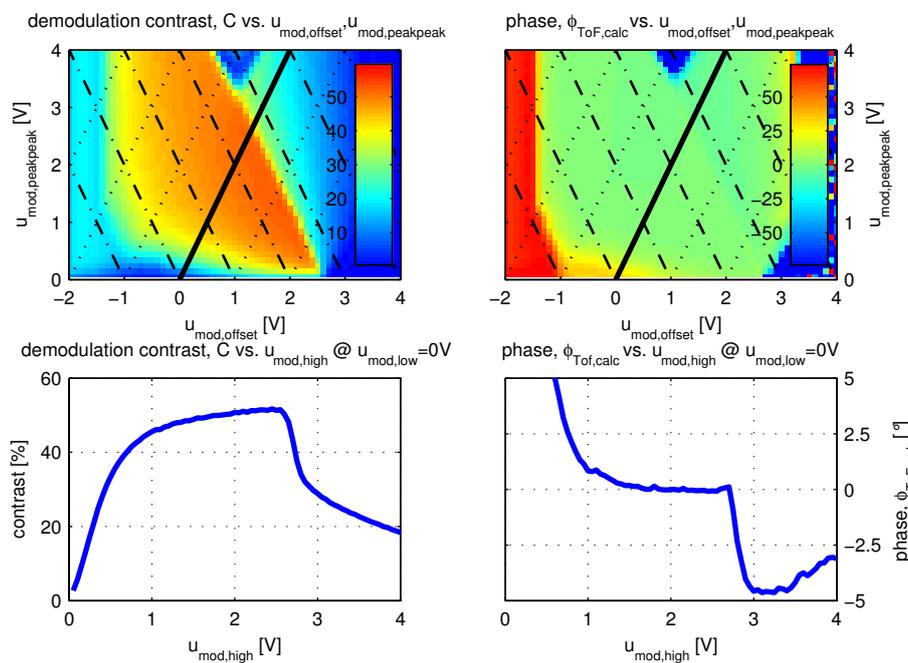


Abbildung 3.51: Phasenbeeinflussung durch Modulationsspannungspegel

3.15 Matrixtypische Charakterisierungen

3.15.1 Randpixel und Defektpixel

Je nach Applikation wird ein ähnliches Verhalten sämtlicher PMD-Pixel einer Matrix mehr oder weniger vorausgesetzt. Können leichte ortsabhängige Schwankungen des Demodulationskontrastes oder der Phase ggf. toleriert oder sogar kompensiert werden, müssen stark abweichende Pixel bis hin zu Totalausfällen (Defektpixel) sowie Zeilen- oder Spalten mit abnormem Verhalten erkannt und ggf. ausgeblendet werden.

Abbildung 3.52 zeigt exemplarisch die Verteilung des Demodulationskontrastes einer

PMD-Matrix mit 19 200 Pixeln mit und ohne Auswertung der Pixel am Matrixrand. Schon in der bildgebenden Darstellung über der Pixelposition treten insbesondere die Randzeilen mit einem abweichenden Demodulationskontrastverhalten in Erscheinung. Um möglichst homogene Sensoreigenschaften über der gesamten Matrix sicher zu stellen, sind aktuelle hochauflösende PMD-Sensoren mit Dummyzeilen und -spalten am Matrixrand realisiert, die zwar regulär angesteuert aber nicht ausgelesen werden. Die parallele Darstellung des mittleren Kontrastes, der Standardabweichung sowie der Extremwerte über jeweils eine Zeile und Spalte reduziert die sehr hohe Anzahl an Messwerten auf wenige, statistische Kontrastverläufe. Treten keine vollständigen Spalten- bzw. Zeilen ausfälle oder mehrere Spalten und Zeilen mit Multidefektpixeln an gleicher Position auf, siehe Abbildung 3.52 (a), kann aus dem Kennlinienverlauf die Position der Defektpixel unmittelbar abgelesen werden, Abbildung 3.52 (b).

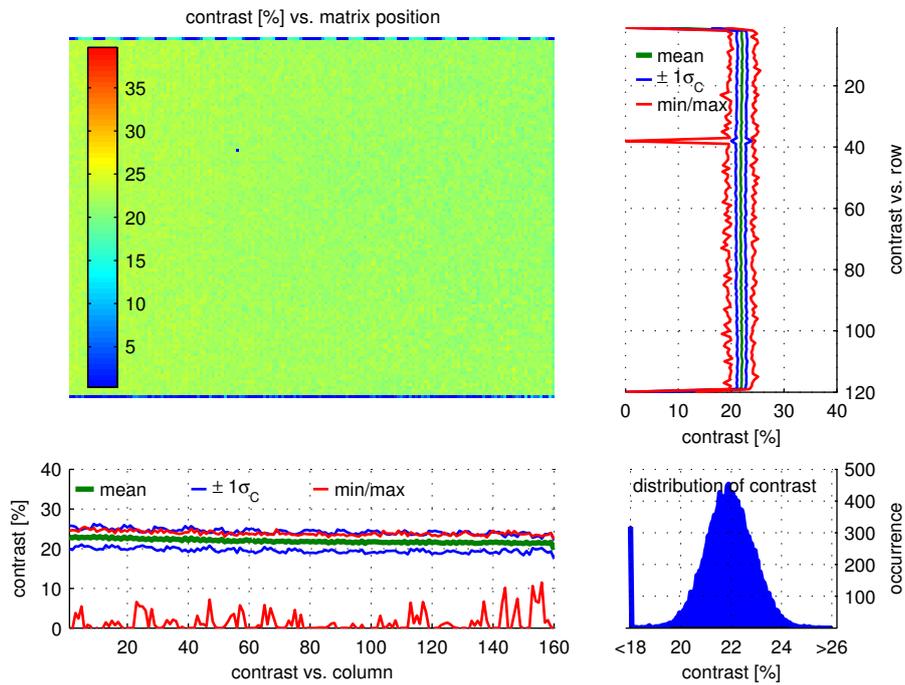
3.15.2 Fixed Pattern Noise, FPN

Ein für Bildsensoren typisches Merkmal ist das *Fixed Pattern Noise* FPN. Es handelt sich dabei um kein Rauschen im eigentlichen Sinn, da es für jeden Sensor für feste Umgebungsbedingungen konstant bleibt. Das *Fixed Pattern Noise* stellt eine feste Bildstörgröße dar, die den einzelnen Pixelwerten überlagert ist. Die Ursachen liegen in schwankenden Verstärkungsfaktoren und Spannungsoffsets der, für die Auslese benötigten, Zeilen- und Spaltenverstärker sowie der verwendeten Differenzverstärker und leicht abweichenden möglichen Schalteroffsets der Resettransistoren.

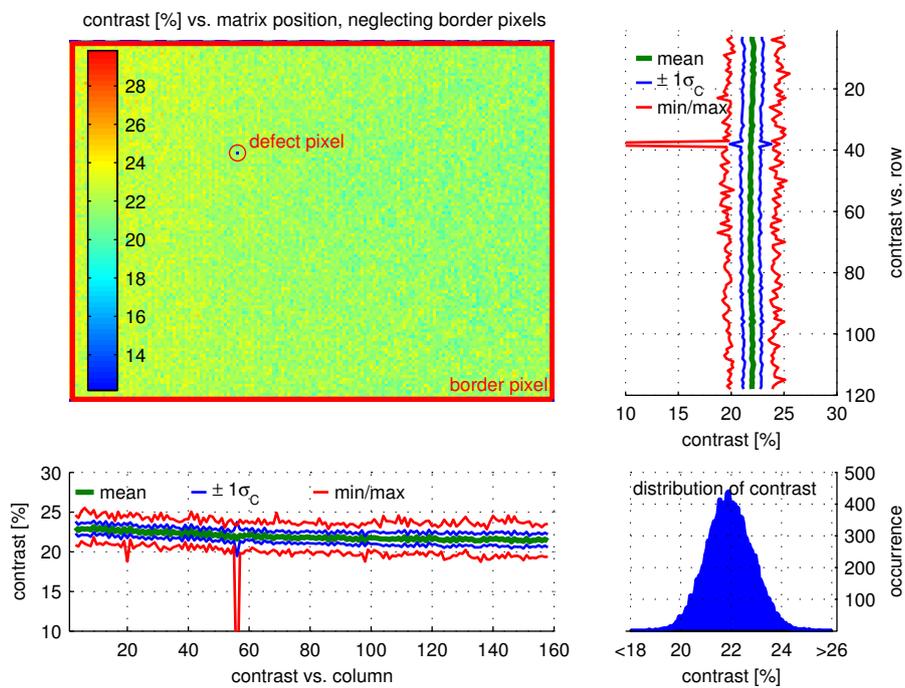
Es kann zwischen einem additiven FPN in Form von pixelindividuell verschiedenen, aber konstanten Spannungsoffsets und einem multiplikativen FPN, auch *Pixel/Photo Response Nonuniformity* (PRNU), unterschieden werden [Sch99a].

Die konstanten Spannungsoffsets können mit *Correlated Double Sampling* (CDS) ermittelt und von dem späteren Messwert korrigierend abgezogen werden. Die Charakterisierung des FPN erfolgt durch die Auslese der resultierenden Spannungshübe an den Auslesedioden mit regulärem Timing, so dass das aufgenommene Muster zusätzlich die konstanten Sprünge bei Modulationsbeginn und -ende beinhaltet und als festes Referenz- und Korrekturmuster für nachfolgende Messungen in einer LUT abgelegt und weiter verwendet werden kann. Damit der Spannungshub nicht durch die optische Leistung bzw. den Dunkelstrom i_{dark} beeinflusst wird, wird die Aufnahme bei deaktivierter Beleuchtung $P_{\text{opt}} = 0$ und minimaler Integrationszeit $T_{\text{int}} > 0$ durchgeführt.

Abbildung 3.53 zeigt die Auswertung des additiven *Fixed Pattern Noise* einer PMD-Matrix in Form der örtlichen Verteilung über der Matrix und einer Häufigkeitsverteilung für



(a) Defektpixel und Randpixel



(b) Defektpixel nach Randpixelausblendung

Abbildung 3.52: Defektpixel und Randpixel einer PMD-Matrix

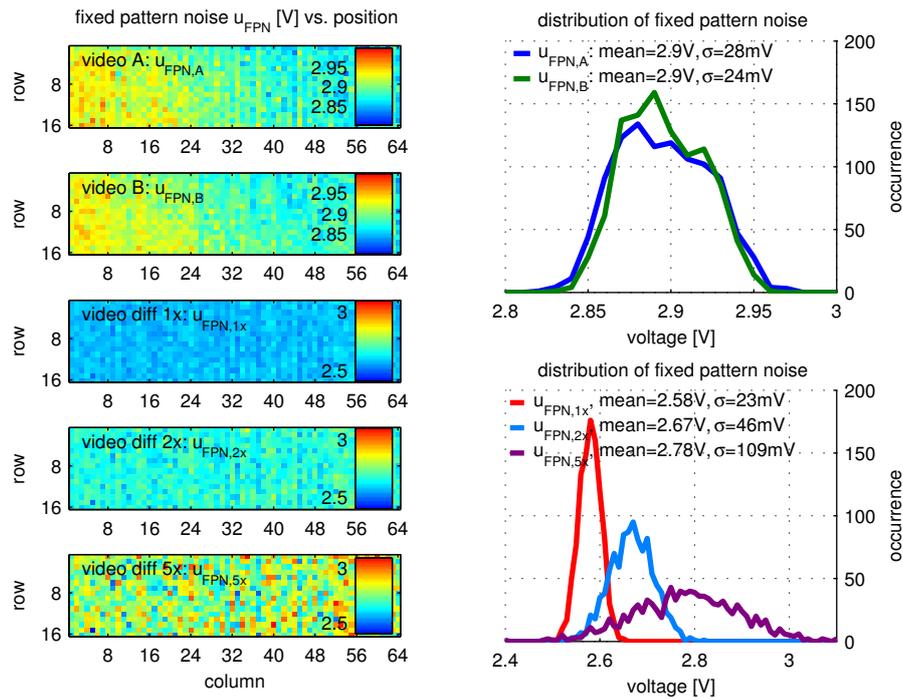


Abbildung 3.53: Fixed Pattern Noise

die PMD-Signale $u_{\text{out},A/B}$, sowie für die Ausgangsspannungen dreier Differenzgänge mit unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren u_{diff,N_x} . Betrachtet man den örtlichen Verlauf des FPN der PMD-Ausgangssignale A und B, ist eine spaltenorientierte Änderung zu beobachten, die auf die Struktur der Ausleseschaltung zurückzuführen ist und durch unterschiedliche Weglängen mit zunehmenden Leitungswiderständen und entsprechendem Spannungsabfall hervorgerufen wird. Da die Weglängen für beide Auslezweige A und B eines PMD-Pixels gleich sind, ist die örtliche Abhängigkeit nach anschließender On-Chip-Differenzbildung nicht mehr vorhanden. Ist die Ursache nicht die Weglänge, bleibt ein Spannungsoffset bestehen, der sogar der nachfolgenden Verstärkung ν_{N_x} unterzogen wird. Die Standardabweichung wächst mit hohen Verstärkungsfaktoren, der Mittelwert driftet mit zunehmender Verstärkung systematisch in eine Richtung.

Da sich das *Fixed Pattern Noise* nicht ändert, kann es einmal gemessen abgelegt, als Referenzspannungspegel u_{FPN} für die Berechnung des resultierenden Integrationsspannungshubs $u_{\text{int}} = u_{\text{FPN}} - u_{\text{out}}$ eingesetzt werden.

Des Weiteren stellt das *Fixed Pattern Noise* der beiden PMD-Ausgangssignale A und B den maximal möglichen Spannungspegel dar und kann als Dimensionierungshilfe zur Auslegung der AD-Wandler verwendet werden.

3.15.3 Fixed Pattern Phase Noise, FPPN

Ähnlich dem FPN beschreibt das sogenannte *Fixed Pattern Phase Noise* eine für jede Matrix unter gleichen Umgebungsbedingungen konstante Bildstörgröße, jedoch in Form eines konstanten Phasenoffsets, der sich der gemessenen Phase additiv überlagert.

Abbildung 3.54 (a) zeigt das resultierende Phasenbild unter homogener Direktbestrahlung, optische laufzeitbedingte Abweichungen, aufgrund unterschiedlicher Weglängen vom modulierten Sender zum jeweiligen Pixel, können daher vernachlässigt werden. Um die systematischen Phasenfehler $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$ vernachlässigbar klein zu halten, siehe Abschnitt 3.14.2, erfolgt die Berechnung der Phase φ_{ToF} auf Basis von $N_{\text{Algo}} = 360$ äquidistant verteilten Abtaststellen der Korrelationsfunktion u_{Δ} .

Ursachen für die Positionsabhängigkeit der detektierten Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ liegen in der Zuführung des elektrischen Gegentaktsmodulationssignals. Zwar erfolgt die Zuleitung des Gegentaktsignals sensor- und platinenseitig über eine in der Symmetrie der Zuführungsweglänge und -widerstand optimierten Baumstruktur, siehe Abschnitt 2.5.1, jedoch spaltenorientiert von oben nach unten. Durch die zunehmende Weglänge und dadurch steigende elektrische Signallaufzeit über die gesamte Sensorhöhe lässt sich jedoch nur ein Teil der kontinuierlichen Phasenänderung $\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$ in vertikaler Richtung erklären. Der fehlende Anteil kann durch das Ersatzschaltbild der HF-Signal-Zuführung begründet werden, die sich als eine Reihenschaltung aus idealen RC-Gliedern beschreiben lässt, und zu einer zusätzlichen Phasenänderung führt. Darüber hinaus fällt auf der Zuleitung ein Teil der Spannung ab, so dass die effektiven Modulationspegel mit der Weglänge abnehmen, siehe Abschnitt 3.51 und 3.15.4.

Auftretende sprungartige Phasenänderungen in horizontaler Richtung liegen in der Architektur der PMD-Matrix begründet, werden jedoch nicht auf der Matrix, sondern extern verursacht. Um die kapazitive Last der Modulationsgates C_{mod} gering zu halten und dadurch die Anforderungen an die Treiberschaltung zu verringern, werden die Modulationsgates sämtlicher Pixel nicht sensorseitig zusammengeführt, sondern abschnittsweise in Blöcken mit separater Zuführung zusammengefasst. Durch die Aufteilung im Fall der aufgeführten Charakterisierung in vier getrennte HF-Zuführungsgebiete, *Modulation Quadrants*, werden gleichzeitig hohe Stromdichten vermieden. Diese müssten im Sensorlayout in extrem breiten Leiterbahnen mit hohem Flächenbedarf geführt werden und würden dadurch zu steigenden Fertigungskosten führen und darüber hinaus die Messung kleiner Signale beeinflussen. Da die Komponenten der symmetrisch aufgebauten Treiberschaltung Toleranzen unterliegen, siehe Abschnitt 2.5.1, kann bereits ansteuerseitig ein Phasenoffset von Modulationssektor zu Sektor ausgebildet werden,

der die verschiedenen Zuführungsgebiete im Phasenbild $\varphi_{\text{ToF,calc}}$, Abbildung 3.54 (a), sichtbar werden lässt.

Die Aufnahme des dargestellten *Fixed Pattern Phase Noise* mit lediglich vier Abtaststellen $N_{\text{Algo}}=4$ in Abhängigkeit der Phasenlage φ_{ToF} verdeutlicht Abbildung 3.54 (b). Aufgrund der rechteckförmigen Modulationssignale und der damit verbundenen dreieckförmigen Korrelationsfunktion kommt es erwartungsgemäß zu einem systematischen Phasenunterschied $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$ zwischen tatsächlicher und berechneter Phase, siehe Abschnitt 3.14.2. Da sich aufgrund der Tiefpasscharakteristik der Signalzuführung in der Matrix neben der Phasenlage auch die Form des elektrischen Modulationssignals ändert, ändert sich folglich auch der Verlauf der Korrelationsfunktion über der Matrix. Der systematische Fehler ist pixelindividuell, und in Abhängigkeit der Startphase geringfügig unterschiedlich.

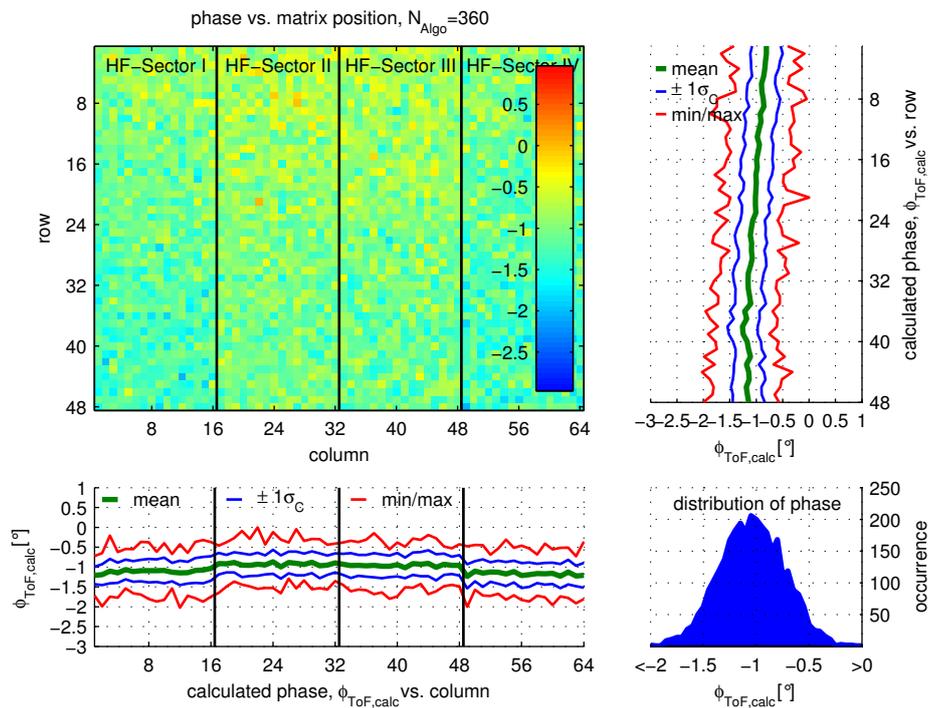
Da die Änderungen des *Fixed Pattern Phase Noise* in Abhängigkeit der Startphase jedoch gegenüber den konstanten Phasenunterschieden über der Matrix vernachlässigbar klein sind, kann eine ausreichende Kompensation des *Fixed Pattern Phase Noise* über eine, in einer LUT gespeicherten Referenzphasenmessung ähnlich dem *Fixed Pattern Noise* erfolgen.

3.15.4 Matrixtypische Ortsabhängigkeiten und Inhomogenitäten

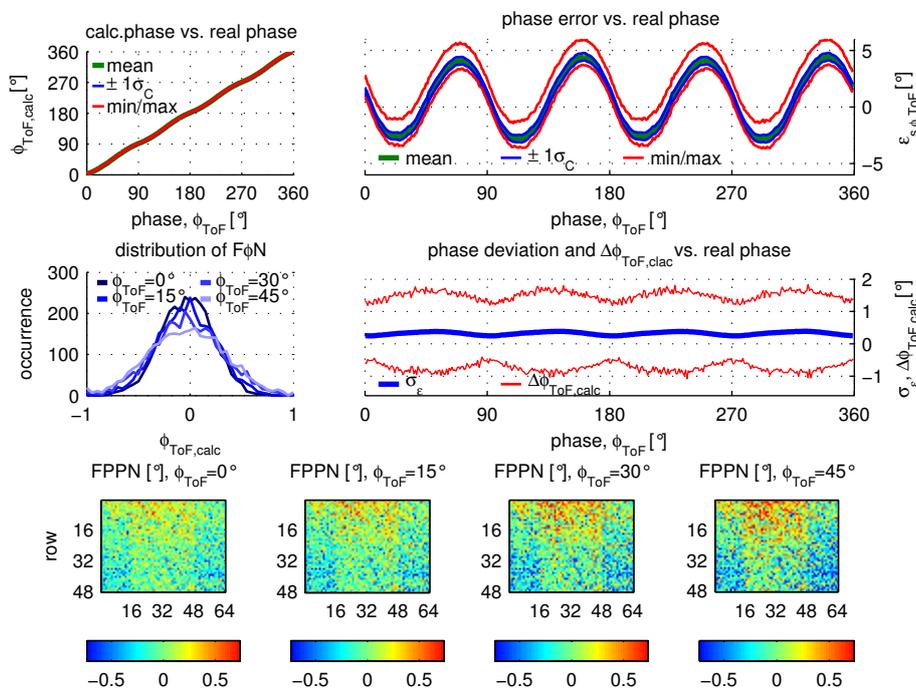
Um in einem 3D-Kamerasystem ein gleichmäßiges Verhalten sämtlicher Matrixpixel zu gewährleisten, ist für alle Charakterisierungen neben der statistischen Auswertung auch die örtliche Verteilung und Homogenität des pixelindividuell erzielten Messwertes über der Matrix zu bewerten.

Voraussetzung für die Bestimmung von Inhomogenitäten oder örtlichen Abhängigkeiten ist insbesondere die homogene Intensitätsverteilung der modulierten optischen Leistung $P_{\text{opt,mod}}$ als auch der unkorrelierten Beleuchtung $P_{\text{opt,dc}}$ über der gesamten Sensorfläche, siehe Abschnitt 2.4.1.

Homogenität der Pixelempfindlichkeit Abbildung 3.55 (a) zeigt die örtliche Verteilung der normierten Pixelempfindlichkeit einer PMD-Matrix mit 3072 Pixeln. Trotz der Bestrebungen, eine möglichst homogene Leistungsdichte zu erzielen, erkennt man eine Zunahme der gemessenen Empfindlichkeit vom Sensorrand zur Sensormitte, die sich genau in der Mitte des optischen Pfads befindet. Da sich der dargestellte Inten-



(a) Fixed Pattern Phase Noise, Phasenverlauf über Matrix, $N_{\text{Algo}}=360$



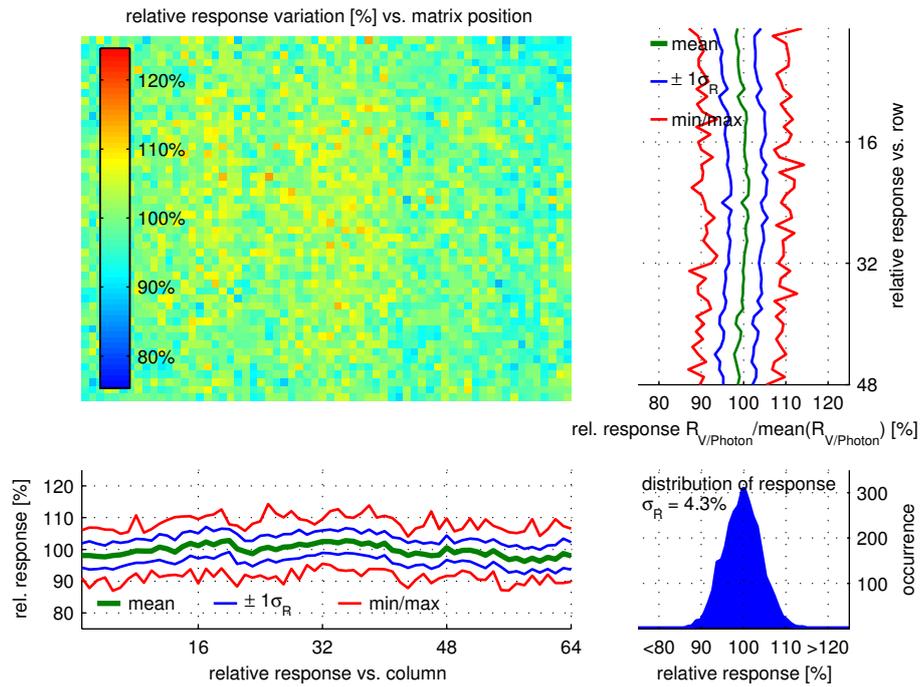
(b) Fixed Pattern Phase Noise $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ gegen Phase φ_{ToF} , $N_{\text{Algo}}=4$

Abbildung 3.54: Fixed Pattern Phase Noise

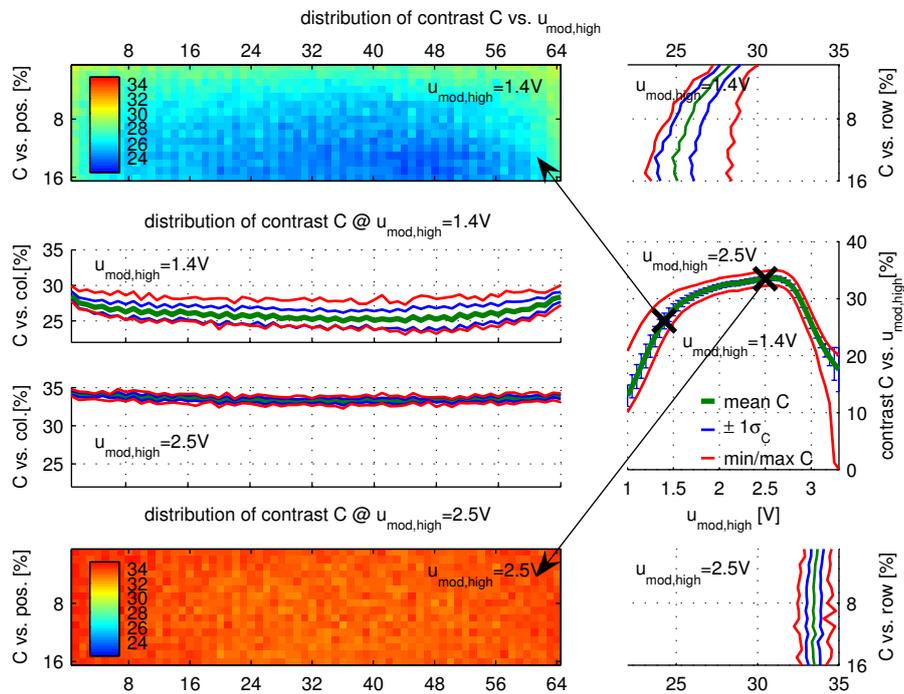
sitätsverlauf mit einer relativen Bewegung der Matrix orthogonal zur optischen Achse entsprechend verschiebt, liegt die Ursache der erkennbaren örtlichen Abhängigkeit in der Intensitätsverteilung der Beleuchtung, und nicht in einer ortsabhängigen Empfindlichkeit des Sensors begründet. Die gemessene Schwankung der optischen Leistung über einer Fläche von mehr als $A_{\text{PMD}} = 30 \text{ mm}^2$ von etwa $\Delta P_{\text{opt}} = 4\%$ ist jedoch bei der überwiegenden Anzahl an Charakterisierungen, zum Teil durch Normierung, vernachlässigbar und als ausreichend homogen anzusehen.

Homogenität des Demodulationskontrastes Abbildung 3.55 (b) zeigt die Ortsabhängigkeit des Demodulationskontrastes C sowie die statistische Auswertung in Zeilen- und Spaltenrichtung am Beispiel einer PMD-Matrix für zwei unterschiedliche Modulationsspannungen $u_{\text{mod,high}}$. Man erkennt eine deutliche Abnahme des erzielten Demodulationskontrastes mit zunehmender Zeilenposition, wenn die Modulationspegel so gewählt werden, dass der Demodulationskontrastverlauf über der Modulationsspannung $u_{\text{mod,high}}$ einen hohen Gradienten und eine große Standardabweichung aufweist. Durch die vertikale Modulationszuführung mit parasitärer Tiefpasseigenschaft werden einerseits hochfrequente Anteile unterdrückt, die Amplitude der Korrelationsfunktion und somit der Kontrast sinkt, zusätzlich fällt auf dem Zuleitungswiderstand ein Teil der Spannung ab, so dass der wirksame Modulationspegel mit der Zeilenposition abnimmt. Ein hoher Gradient des Kontrastverlaufs in Abhängigkeit von der Modulationsspannung resultiert daher in einer deutlichen zeilenorientierten Kontraständerung über der Matrixposition. Liegt der gewählte Arbeitspunkt innerhalb des Kontrastplateaus, vergleiche Abschnitt 3.11.1, führen geringfügige Abweichungen der Spannung dagegen nur zu minimalen Kontraständerungen. Bei der Messdurchführung ist zu beachten, dass sich die Phasenlage der Korrelationsfunktion und somit die ermittelte Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ aufgrund des *Fixed Pattern Phase Noise* aus Abschnitt 3.15.3, und daher die zur Kontrastbestimmung benötigten Positionen $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ$ und $\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ$ pixelindividuell ändern können.

Die Darstellung der Homogenität der Pixelempfindlichkeit und des Demodulationskontrastes erfolgt exemplarisch. Die Homogenität der Matrix ist ebenso für alle weiteren, in dieser Arbeit aufgeführten, PMD-Parameter messtechnisch ermittelbar.



(a) Homogenität der Pixelempfindlichkeit



(b) Homogenität des Demodulationskontrastes

Abbildung 3.55: Homogenität der PMD-Matrix

3.16 Signaldynamik der PMD-Ausgänge

Ein für Sensoren typisches Charakterisierungsmerkmal ist die Signaldynamik der Ausgangsspannungen. Sie beschreibt den Spannungsbereich, in den verwertbare Informationen abgebildet werden, und dient der Anpassung und Dimensionierung der nachfolgenden Ausleseelektronik, z.B. Analog-Digitalwandlung.

Die Dynamik beschreibt das Verhältnis aus maximal möglichem Signalhub zu minimal detektierbarem Signalpegel [HOC99a]:

$$\text{Dynamik: } S = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{u_{\text{int,max}}}{\Delta u_{\text{int,min}}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (3.110)$$

Unter Berücksichtigung des Systemrauschens als minimal auflösbares Signalhub ergibt sich am Beispiel eines PMD-Testpixels ohne on-Chip-Differenzverstärkung, unter ausschließlicher Betrachtung der Ausgangssignale A und B:

$$\text{Dynamik (A,B): } S = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{3.3 [\text{V}]}{500 \mu[\text{V}]} \right) = 76 \text{ dB} \quad (3.111)$$

Durch den zusätzlichen Einsatz einer on-Chip-Differenzbildung mit variabler Verstärkung $\nu_{\text{Nx}} = 1, 2, 5$ können sowohl kleinere Signale aus dem Rauschpegel des Messequipments gehoben werden, während sich zusätzlich der maximal mögliche Ausgangsspannungspegel vergrößert. Unter Berücksichtigung der jeweiligen Verstärkungsfaktoren $\nu_{\text{Nx}} = 1, 2, 5$ zur Bestimmung der jeweiligen PMD internen Spannungen u_{out}^* gilt:

$$\text{Dynamik (A,B,Nx): } S = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4 [\text{V}]}{240 \mu[\text{V}]} \right) = 84 \text{ dB} \quad (3.112)$$

3.17 Optische Signaldynamik

Die Dynamik der verarbeitbaren, optischen Signalleistungen stellt einen Charakterisierungsparameter dar, der eine direkte Bewertung ermöglicht, ob ein PMD-Sensor die Anforderungen einer möglichen Applikation erfüllt.

Die Angabe der optischen Signaldynamik erfolgt für eine festgelegte Integrationszeit T_{int} , da sowohl sehr kleine als auch sehr große optische Leistungen durch eine adaptive Anpassung der Integrationszeit in den optimalen Aussteuerbereich der Integrationsspannungen verschoben werden können und eine Phasenberechnung ermöglichen. Da die unterschiedlichen Pixel hochauflösender PMD-Anordnungen jedoch zeitgleich erheblich verschiedenen Intensitäten ausgesetzt sein können und eine pixelindividuelle Integrationszeitregelung für Matrizen nur mit hohem Aufwand begrenzt möglich ist, entspricht

die für die Messdurchführung gewählte feste Integrationszeit in der Regel genau dem späteren Betriebsmodus.

Zielsetzung der Charakterisierung ist, die Grenzen der optischen Signaldynamik S_{opt} , innerhalb derer die PMD-Funktionalität gewährleistet werden kann, experimentell zu ermitteln.

3.17.1 Dynamikerweiterung durch Hintergrundausblendung

Ein Verfahren zur Dynamikerweiterung ist der Einsatz einer aktiven SBI-Schaltung, *suppression of background illumination* [Bux02], [MKF⁺05], [PMD05].

Solange der zulässige Arbeitsbereich der PMD-Ausgangsspannungen aus Abschnitt 3.1, z.B. durch ein additiv überlagertes unkorreliertes Signal, nicht verlassen wird, wird der resultierende DC-Offset der Integrationsspannungen $u_{\text{int,A/B}}$ durch Differenzbildung zu u_{Δ} weitgehend eliminiert bzw. stellt bei der Auswertung lediglich einen für die Phasenberechnung irrelevanten Spannungsoffset dar. Ist der unkorrelierte Signalanteil jedoch so hoch, dass der Arbeitsbereich verlassen wird und die Integrationskapazitäten C_{int} gesättigt werden, geht eine vorhandene Phaseninformation verloren. Über eine aktive SBI-Schaltung werden unkorrelierte Signalanteile, die keine Entfernungsinformation beinhalten, bereits während der Integrationsphase eliminiert und der Dynamikbereich vergrößert:

Unterschreitet eine der PMD-Ausgangsspannungen $u_{\text{out,A/B}}$ einen definierten Pegel, werden zwei gespiegelte Stromquellen aktiviert, deren Ströme den PMD-seitig resultierenden Strömen $i_{\text{total,A/B}}$ entgegengesetzt überlagert werden und einem weiteren Absinken der Ausgangsspannung entgegenwirken. Die kontinuierliche Regelung des Kompensationsstroms i_{SBI} erfolgt über die Überwachung der minimalen Ausgangsspannung $\min(u_{\text{out,A}}, u_{\text{out,B}})$ derart, dass diese auf konstantem Potential gehalten wird. Fließt aufgrund der aktuellen Phasenlage zwischen optischem und elektrischem Modulationssignal in einen Auslesezweig ein höherer Photostrom als in den anderen Zweig, wird der niedrigere Strom durch den gemeinsamen Kompensationsstrom überkompensiert, so dass die resultierende Ausgangsspannung wieder ansteigt, Gleichung 3.113 bis 3.116. Die Ausbildung der Differenzspannung u_{Δ} , die proportional mit dem Differenzstrom i_{Δ} verbunden

ist, bleibt davon unbeeinflusst.

$$\text{SBI inaktiv:} \quad i_{\text{SBI}} = 0 \quad (3.113)$$

$$\Rightarrow i_{\Delta, \text{SBI off}} = i_{\text{total,A}} - i_{\text{total,B}} \quad (3.114)$$

$$\text{SBI aktiv:} \quad i_{\text{SBI}} = -\max(i_{\text{total,A}}, i_{\text{total,B}}) \quad (3.115)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow i_{\Delta, \text{SBI on}} &= (i_{\text{total,A}} + i_{\text{SBI}}) - (i_{\text{total,B}} + i_{\text{SBI}}) \\ &= i_{\Delta, \text{SBI off}} \end{aligned} \quad (3.116)$$

Die SBI-Schaltung begrenzt somit das Entstehen eines DC-Sockels, den unkorrelierte Signalanteile auf den Integrationskapazitäten verursachen würden, so dass der verfügbare Integrationsspannungsbereich allein für die Bildung einer zur Phasenberechnung notwendigen Spannungsdifferenz u_{Δ} genutzt werden kann. Da der Photostrom nach Einsatz der SBI aufgrund des unbekanntenen Kompensationsstroms i_{SBI} nicht mehr rekonstruiert werden kann, ist die Bestimmung der Signalintensität in Form des herkömmlichen Grauwerts bzw. des Demodulationskontrastes aus den Integrationsspannungen $u_{\text{int,A/B}}$ nicht mehr möglich.

Die Sättigung der Integrationskapazitäten kann alternativ auch durch eine adaptive Anpassung der Integrationszeit verhindert werden, allerdings würde der gebildete Differenzspannungshub bei hohen unkorrelierten Signalanteilen entsprechend klein ausfallen. Erfolgt die Aufteilung des unkorrelierten Signals ideal symmetrisch auf beide Integrationskapazitäten, $A_{\text{opt,DC}} = 0$, und ist der Kompensationsstrom auf beide Zweige identisch groß, $i_{\text{SBI,A}} = i_{\text{SBI,B}}$, wird die Dynamik lediglich durch den korrelierten Anteil des Nutzsignals limitiert, wenn die gebildete Spannungsdifferenz $u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}/180^{\circ})$ den verfügbaren Aussteuerbereich vollständig ausfüllt. Das Pixel ist durch das Nutzsignal gesättigt, die Spitzen der Korrelationsfunktion $\varphi_{\text{ToF}} = 0^{\circ}$ bzw. $\varphi_{\text{ToF}} = 180^{\circ}$ werden limitiert, so dass beispielsweise eine ideal dreieckförmige Korrelationsfunktion in einen symmetrischen, trapezförmigen Verlauf übergeht.

Da sowohl die Symmetrie des Gegentaktmischprozesses, als auch die der beiden Kompensationsstromquellen über einen entsprechend weiten Dynamikbereich real nur begrenzt vorhanden ist und von Pixel zu Pixel variieren kann, kann ein unkorreliertes Signal in der Praxis nicht ideal eliminiert werden. Der beiden Seiten gemeinsame DC-Sockel wird erheblich, aber nicht vollständig, kompensiert.

Abbildung 3.56 zeigt den gemessenen Verlauf der PMD-Ausgangsspannungen an einer geeigneten PMD-Teststruktur für eine konstante Nutzsignalleistung $i_{\text{photo,mod}}$ und Phasenlage φ_{ToF} für drei verschiedene Störsignalleistungen $i_{\text{photo,dc}}$. Die unkorrelierten Signale sind exemplarisch so dimensioniert, dass (1.) die SBI nicht aktiviert wird, (2.)

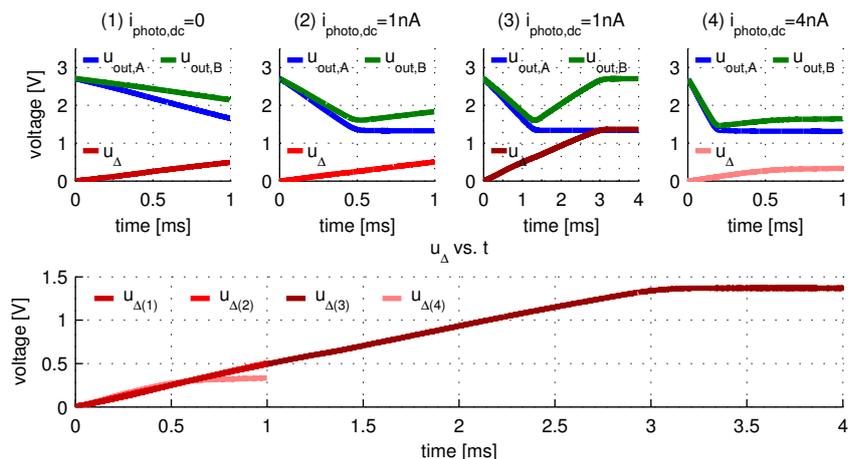


Abbildung 3.56: PMD-Ausgangsspannungen von PMD-Sensoren mit SBI-Funktionalität

die SBI einsetzt, (3.) die Integrationsspannungen durch Erhöhung der Integrationszeit gesättigt sind und (4.) einen nichtlinearen, komprimierten Verlauf beschreiben. Die direkte Gegenüberstellung der Differenzspannung u_{Δ} verdeutlicht, dass sich das Einsetzen der SBI, solange keine Sättigungseffekte auftreten, nicht auf den zur Phasenberechnung relevanten Verlauf der Spannungsdifferenz u_{Δ} auswirkt. Erst wenn der verfügbare Spannungsbereich verlassen wird (3) oder das zu kompensierende Störsignal zu hoch wird (4), weicht der gemessene Verlauf von einer Geraden ab. Solange der Photostrom phasenabhängig unterschiedlich gemischt werden können, das heißt, es bleibt eine Korrelationsamplitude vorhanden, ist eine Entfernungsberechnung dennoch möglich, aufgrund der geänderten Form der Korrelationsfunktion jedoch mit einem abweichendem systematischem Fehlerverhalten, siehe Abschnitt 3.14.3.

3.17.2 Bewertung der Gleichlichtsymmetrie

Eine Möglichkeit, die optischen Dynamikgrenzen experimentell auszuloten, liegt in der Bewertung des Gegentaktmischprozesses, inwieweit unkorrelierte Signalanteile $i_{\text{photo,dc}}$ symmetrisch auf beide Auslezweige aufgeteilt und ggf. durch den Einsatz einer aktiven SBI-Schaltung kompensiert werden können. Während die Dynamik ohne SBI-Funktionalität maßgeblich durch die begrenzten Integrationskapazitäten limitiert wird, resultiert ein asymmetrischer Mischprozess bzw. eine asymmetrische Stromkompensation selbst bei ausschließlich unkorrelierter Beleuchtung trotz DC-Ausblendung in einer asymmetrieabhängigen Differenzspannung u_{Δ} . Füllt diese Differenzspannung den Aussteuerbereich vollständig aus, kann selbst ein noch so kleiner vorhandener korrelierter Signalanteil nicht mehr erfasst werden: Das Device ist gesättigt, die obere Grenze der Dynamik erreicht.

Die Messdurchführung erfolgt mit fester Integrationszeit und Gegentaktmodulation aber ausschließlichem Einsatz einer unkorrelierten Beleuchtung $P_{\text{opt,dc}}$. Eine Bewertung ist über das Verhältnis aus intensitätsabhängig resultierender Differenzspannung $u_{\Delta} = f(P_{\text{opt}})$ zu dem Aussteuerbereich, d.h. der maximal ausbildbaren Spannungsdifferenz $\text{range}(u_{\Delta})$, möglich. Eine Asymmetrie von $As_{\text{opt,dc}} = \pm 100\%$ kennzeichnet die Signalintensität, die den Dynamikbereich limitiert, siehe Abschnitt 3.13.1.

$$As_{\text{opt,dc}} = \frac{u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}}}{\text{range}(u_{\Delta})} \cdot 100\% = \frac{u_{\Delta}}{\text{range}(u_{\Delta})} \cdot 100\% \quad (3.117)$$

Abbildung 3.57 zeigt die nach konstanter Integrationszeit resultierenden Spannungen $u_{\text{int,A/B}}$ sowie die zugehörige Spannungsdifferenz u_{Δ} in Abhängigkeit der optischen Leistung eines mittleren Pixels einer Matrix und zweier Pixel mit maximal abweichendem Gleichlichtsymmetrieverhalten $As_{\text{opt,dc}}$. Man erkennt eine kontinuierliche Spannungszunahme bis zum Einsatz der SBI-Schaltung. Während die Integrationsspannungen des dargestellten Pixels mit durchschnittlichem, symmetrischen Verhalten weiterhin nahezu parallel verlaufen, weichen die Spannungen der Pixel mit schlechter Symmetrieeigenschaft schnell von dem idealen Verlauf ab. Der Betrag der Differenzspannung wächst, bis der verfügbare Dynamikbereich $\text{range}(u_{\Delta})$ vollständig ausgenutzt wird und das Pixel gesättigt ist. Je nach Vorzeichen der pixelindividuell unterschiedlichen Asymmetrie wird ein Auslesezeitpunkt auf konstantem Potential gehalten, während die andere Integrationsspannung wieder absinkt.

Die ebenfalls dargestellte Häufigkeitsverteilung der resultierenden Differenzspannung u_{Δ} für ein Intensitätsbeispiel verdeutlicht, wie unterschiedlich sich die verschiedenen Pixel einer Matrix verhalten können. Der Mittelwert der gaußverteilten Darstellung liegt nahezu ideal bei Null. Eine Abweichung würde einen systematischen Fehler, z.B. durch ein Gegentaktmodulationstastverhältnis $\neq 50/50$, kennzeichnen. Die Höhe der vorhandenen Standardabweichung erlaubt Schlussfolgerungen, wie ähnlich sich sämtliche Pixel verhalten. Das schlechteste, asymmetrischste vorhandene Pixel wird durch die maximal auftretende Spannungsdifferenz $u_{\Delta,\text{max}}$ gekennzeichnet.

Da die Asymmetrie pixelindividuell unterschiedlich und statistischen Schwankungen unterworfen ist, erfolgt die Dynamikbewertung der Matrix auf Basis einer hinreichend großen Pixelzahl und nicht lediglich auf der Betrachtung eines einzelnen Pixels. Toleriert die Applikation keine Pixelausfälle mit zunehmendem Hintergrundlicht, wird der Dynamikbereich durch das jeweils asymmetrischste Pixel limitiert. Können hingegen vereinzelt Pixel mit schlechterer Performance toleriert werden, kennzeichnet der dargestellte Symmetrieverlauf $|As_{\text{opt,dc,p\%}}|$ das Symmetrieverhalten des schlechtesten verbleibenden

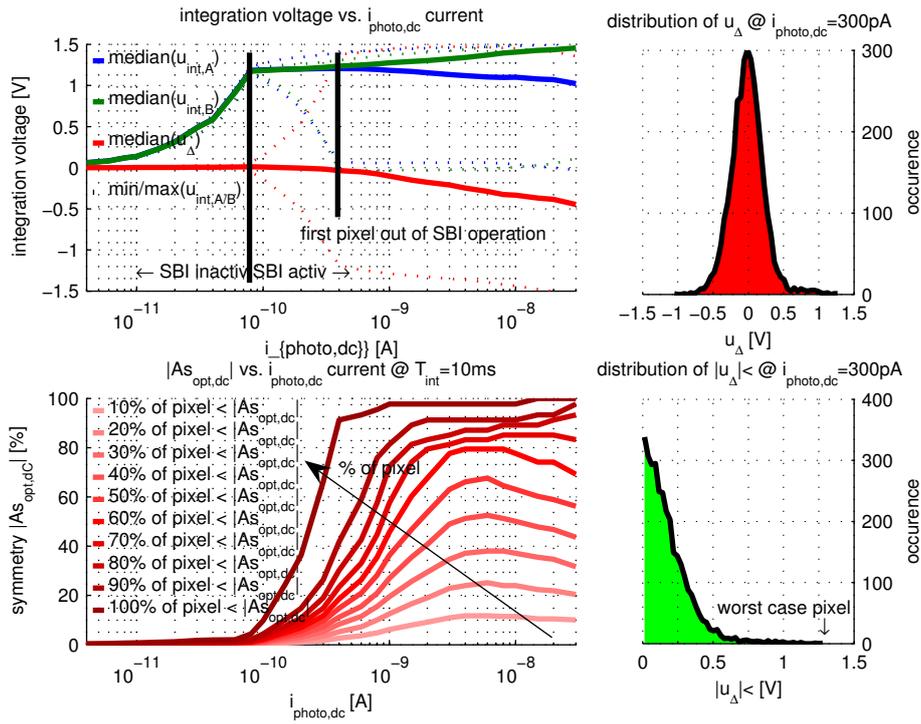


Abbildung 3.57: Optische Signaldynamik: Gleichlicht-Symmetrie

Pixels nach Gleichung 3.118.

$$|As_{opt,dc,p\%}| : |As_{opt,dc}| \leq |As_{opt,dc,p\%}| \quad \text{für } p\% \text{ der Matrix-Pixel} \quad (3.118)$$

3.17.3 Hintergrundlichtresistenz der Korrelationsamplitude

Während die Dynamikbestimmung über die Gleichlichtsymmetrie $As_{opt,dc}$ die Grenze der Störsignalfestigkeit beschreibt, das heißt wie viel unkorreliertes Signal kann unterdrückt werden bevor Sättigungseffekte auftreten, liefert die folgende Beobachtung der Korrelationsamplitude unter Störlichteinfluss zusätzlich Hinweise auf nichtlineare Integrationskennlinien und Sättigungseffekte.

Werden unkorrelierte Signalanteile während der Integration ideal unterdrückt, bleibt der Verlauf der Korrelationsfunktion $u_{CF,\Delta} = u_{\Delta}(\varphi_{ToF} = 0^{\circ} \cdots 180^{\circ})$ und der zugehörigen Korrelationsamplitude hintergrundlichtunabhängig erhalten. Auch leichte Asymmetrien führen nicht zu einer Beeinflussung der Amplitude, solange beide PMD-Ausgangsspannungen ungesättigt im linearen Integrationsbereich verlaufen. Erst wenn eine Spannung gesättigt ist oder die Integrationskennlinien einen nichtlinearen Verlauf beschreiben, ändert sich die resultierende Korrelationsamplitude. Bleibt weiterhin ein messbarer Hub vorhanden, ist eine Phasenbestimmung $\varphi_{ToF,calc}$ dennoch möglich, jedoch aufgrund des geänderten Korrelationsverlaufs mit einem abweichenden systematischen Fehler $\epsilon_{s,\varphi_{ToF}}$,

siehe Abschnitt 3.14.3.

Abbildung 3.58 (a) zeigt die gemittelten PMD-Ausgangsspannungen $u_{\text{out,A/B}}$ in Abhängigkeit des Lichtverhältnisses für eine feste Integrationszeit T_{int} und Phasenbeziehung von $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ/180^\circ$. Der dargestellte Spannungsverlauf beginnt im Ursprung nahezu mit Resetpotential und sinkt linear mit dem Gesamtphotostrom i_{photo} , bis eine Ausgangsspannung die SBI aktiviert, und dadurch auf konstantem Potential gehalten wird. Aufgrund des korrelierten Signalanteils und der gewählten Phasenlage bildet sich zwischen den Kanälen eine Differenzspannung u_{Δ} , die der Amplitude der Korrelationsfunktion entspricht.

Abbildung 3.58 (b) zeigt die mittlere, resultierende PeakPeak-Spannung der Korrelationsfunktion aller Pixel, $u_{\Delta\text{PP}} = u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ) - u_{\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} = 180^\circ)$, sowie die zugehörige Standardabweichung für feste korrelierte Signalströme $i_{\text{photo,mod}}$ in Abhängigkeit des unkorrelierten Signals $i_{\text{photo,dc}}$. Die Kurvenschar ist durch einen weitgehend konstanten Verlauf gekennzeichnet, der erst bei hohen unkorrelierten Signalen eine Änderung aufweist. Entgegen dem Trend nimmt die Standardabweichung der Korrelationspeakpeakspannungen bei extrem hohen korrelierten Signalpegeln ab, da die PMD-Ausgangsspannungen die minimal und maximal mögliche Ausgangsspannung und somit die maximal mögliche Korrelationsamplitude erzielt haben.

Da für die Beurteilung der Hintergrundlichtfestigkeit nicht der absolute Pegel, sondern die relative Amplitudenänderung $\Delta_{\text{norm}}u_{\Delta\text{PP}}$ entscheidend ist, wird eine Normierung auf den Amplitudenwert ohne Hintergrundlichteinfluss $i_{\text{photo,dc}} = 0$ durchgeführt, Gleichung 3.119 bis 3.122.

$$u_{\Delta\text{PP}} = f(i_{\text{photo,mod}}, i_{\text{photo,dc}}) \quad (3.119)$$

$$\Delta_{\text{norm}}u_{\Delta\text{PP}} = \frac{u_{\Delta\text{PP}}(i_{\text{photo,mod}}, i_{\text{photo,dc}})}{u_{\Delta\text{PP}}(i_{\text{photo,mod}}, i_{\text{photo,dc}} = 0)} \cdot 100\% \quad (3.120)$$

$$\sigma_{u_{\Delta\text{PP}}} = f(i_{\text{photo,mod}}, i_{\text{photo,dc}}) \quad (3.121)$$

$$\Delta_{\text{norm}}\sigma_{u_{\Delta\text{PP}}} = \frac{\sigma_{u_{\Delta\text{PP}}}(i_{\text{photo,mod}}, i_{\text{photo,dc}})}{\sigma_{u_{\Delta\text{PP}}}(i_{\text{photo,mod}}, i_{\text{photo,dc}} = 0)} \cdot 100\% \quad (3.122)$$

Das Ergebnis der Normierung zeigt Abbildung 3.58 (c) und (d). Der $\Delta_{\text{norm}}u_{\Delta\text{PP}}$ -Verlauf in Abbildung (c) zeigt die prozentuale, relative Amplitudenänderung gegenüber der Messung ohne unkorreliertem Signalanteil. Grüne→gelbe→rote Bereiche kennzeichnen eine Zunahme der Korrelationsamplitude, die sich lediglich durch eine vergrößerte Demodulationsempfindlichkeit D , das heißt mit der Leistung zunehmende Photoempfindlichkeit R_s oder mit der Gesamtstromstärke vergrößerte Demodulationseffizienz C_D begründen lässt. Blaue Bereiche kennzeichnen dagegen eine reduzierte Korrelationsam-

plitude. Die in Abbildung 3.58 (d) dargestellte und mit steigendem Hintergrundlicht zunehmende Standardabweichung verdeutlicht, bis zu welcher Intensität ein allen Matrixpixeln ähnliches Verhalten zu Grunde liegt. Nimmt die normierte Standardabweichung $\Delta_{\text{norm}}\sigma_{u_{\Delta\text{PP}}}$ zu, unterscheiden sich die Amplituden der Korrelationsfunktionen aller Pixel entsprechend stärker voneinander.

Darstellungen 3.58 (a) bis (d) basieren auf der mittleren Spannung der Korrelationsfunktionen u_{Δ} aller Matrixpixel, und beschreiben, auch mit Angabe der zugehörigen Standardabweichung, nicht die Dynamik der Matrix, da trotz einer niedrigen Standardabweichung einzelne Pixelausreißer erheblich von dem mittleren Verhalten abweichen können.

Abbildung 3.58 (e) zeigt dagegen exemplarisch die für 90 % aller Matrixpixel maximal auftretende prozentuale Spannungsänderung. 10 % der Pixel weisen ein schlechteres Verhalten auf. Alternativ ist die umgekehrte Darstellung des Pixelanteils der Gesamtzahl der Matrixpixel möglich, deren relative Spannungsänderung einen vorgegebenen, maximal zulässigen Grenzwert nicht überschreitet. Abbildung 3.58 (f) stellt den prozentualen Anteil der Pixel dar, deren relative Änderung der Korrelationsspannung weniger als 50 % gegenüber der Messung mit ausschließlichem korrelierter Beleuchtung beträgt: $|\Delta_{\text{norm}}u_{\Delta\text{PP}} - 100\%| < 50\%$.

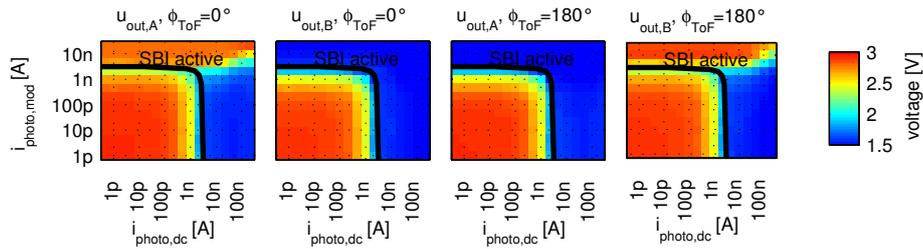
3.17.4 Hintergrundlichtresistenz der Phasenmessung

Das vielleicht wichtigste, da praxisrelevanteste, aber auch gleichzeitig aufwändigste Dynamikkriterium ist die Bewertung der Fähigkeit eines PMD-Sensors, eine Phaseninformation zu ermitteln, wenn dem optischen modulierten Signal $P_{\text{opt,mod}}$ ein unkorrelierter Signalanteil $P_{\text{opt,dc}}$ überlagert ist [ASU05].

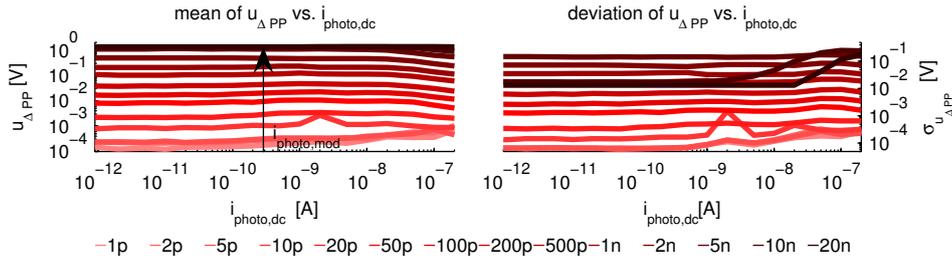
Die Bewertungen über die Gleichlichtsymmetrie und Korrelationsamplitude beschreiben ausschließlich die Beeinflussung der PMD-Ausgangsspannungen u_{out} in Abhängigkeit der unkorrelierten Signalintensität. Zwar sind durch den jeweiligen Verlauf Schlussfolgerungen möglich, wie symmetrisch und linear, bzw. bis zu welchen maximalen Signalpegeln, die Unterdrückung unkorrelierter Signalanteile möglich ist, jedoch können nur begrenzt Rückschlüsse auf die Fähigkeit des PMDs, unter den jeweiligen Bedingungen eine Phasenmessung durchzuführen, gezogen werden:

Welche Auswirkung hat eine asymmetrische Stromkompensation, bzw. durch eine Nichtlinearität, Kompression oder Sättigung geänderte Korrelationsamplitude auf die detektierte Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ oder die Reproduzierbarkeit der Phasenmessung $\sigma_{\varphi_{\text{ToF,calc}}}$?

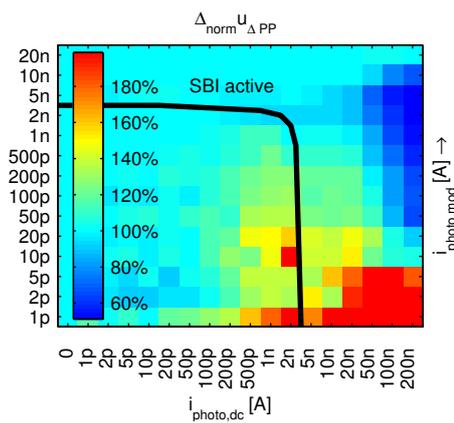
Um die Performance eines PMD-Sensors als Phasendetektor für ein entfernungs-



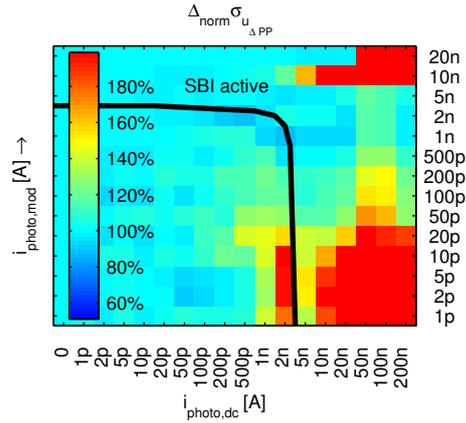
(a) PMD Ausgangsspannungen u_{out} ($\varphi_{ToF} = 0^\circ/180^\circ$) über Signalintensität



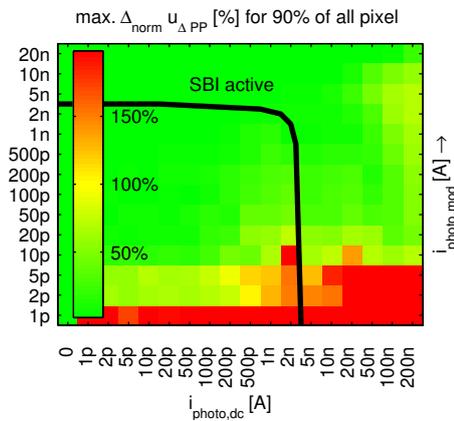
(b) Korrelationsamplitude $u_{\Delta PP}$ über DC-Signalintensität $i_{photo,dc}$



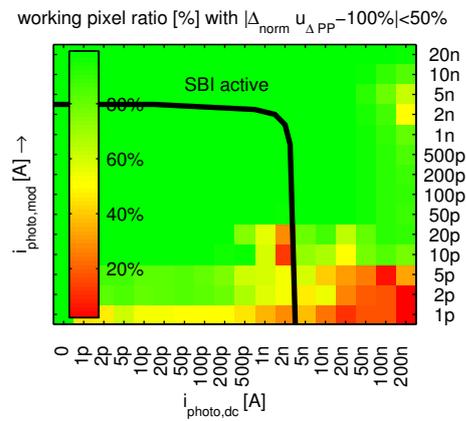
(c) Relative Amplitudenänderung



(d) Änderung der Standardabweichung



(e) Max. $\Delta u_{\Delta PP}$ für 90% der Pixel



(f) Pixelanteil, $|\Delta u_{\Delta PP} - 100\%| < 50\%$

Abbildung 3.58: Optische Signaldynamik: HGL-Resistenz der Korrelationsamplitude

des ToF-System zu charakterisieren, wird in der Messdurchführung für jede Signalintensitätskombination $i_{\text{photo,mod}}:i_{\text{photo,dc}}$ eine hinreichende große Anzahl N_{Meas} an Phasenmessungen $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ mit konstanter Integrationszeit durchgeführt.

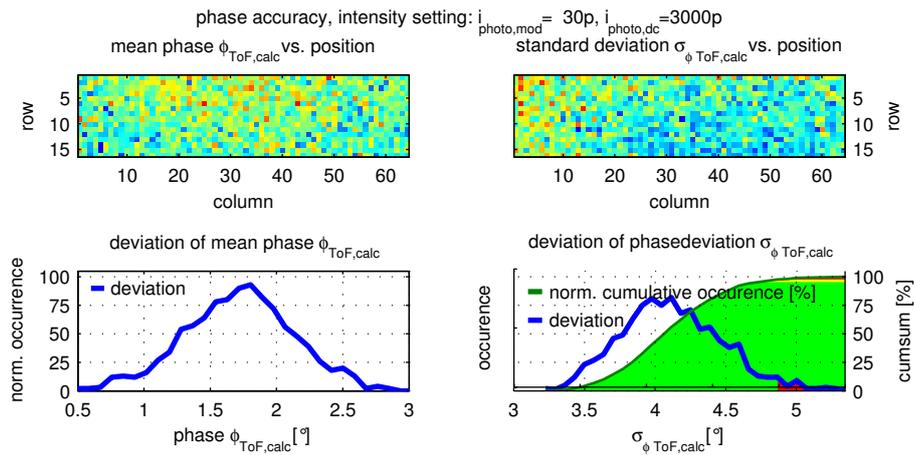
Abbildung 3.59 (a) zeigt die resultierende mittlere Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ und Standardabweichung $\sigma_{\varphi_{\text{ToF,calc}}}$ einer charakterisierten Matrix positionsabhängig und in Form der Häufigkeitsverteilung und relativer Summenhäufigkeit für ein festes, exemplarisch gewähltes Intensitätsverhältnis. Erlaubt die spätere Applikation eine Standardabweichung der Phase von beispielsweise maximal $\sigma_{\varphi_{\text{ToF,calc}}} = 4.9^\circ$, kann diese Genauigkeitsanforderung für das gewählte Signalverhältnis und der vorgegebenen Integrationszeit T_{int} nicht mehr von allen Matrixpixeln erfüllt werden, in der Verteilung der Standardabweichung rot markiert. Die relative Summenhäufigkeit stellt den direkten Zusammenhang von maximal auftretender Standardabweichung und dem Anteil der Pixel dar, die diese Bedingung erfüllen.

Zur besseren Lesbarkeit ist die Farbskala der Darstellung welcher Pixelanteil die Vorgabe erfüllt, auf den Bereich zwischen einer 2σ - und 3σ -Umgebung begrenzt: Erfüllen mehr als 99.7% der Pixel die geforderte Genauigkeit, wird die Koordinate grün markiert, fallen mehr als 5% durch, rot.

Abbildung 3.59 (b) zeigt den Anteil der Pixel, deren Standardabweichung der Phasenmessung die zulässige Grenze von 4.9° nicht überschreiten, in Abhängigkeit des Intensitätsverhältnisses. Die diagonalen Linien kennzeichnen ein konstantes Intensitätsverhältnis, $i_{\text{photo,mod}}:i_{\text{photo,dc}}$, von korreliertem zu unkorreliertem Signal. Lediglich bei sehr niedrigen korrelierten Signalanteilen und hohen Störsignalen kann das gewählte Kriterium nicht erfüllt werden. Wie Abschnitt 3.17.5 zeigt, kann die geforderte Bedingung jedoch häufig bereits aufgrund der systemtheoretischen Limitationen der Phasengenauigkeit, begrenzt durch Schrot-, System- und Quantisierungsrauschen sowie der festen Integrationszeit, nicht erfüllt werden.

Aufgrund der langen Messdauer zur Aufnahme eines solchen Phasenverlaufs, bedingt durch die notwendige Anzahl an Messungen N_{Meas} pro Lichtverhältnis und der hohen Zahl an Lichtverhältnissen mit zugehöriger Regelzeit, siehe Abschnitt 2.4.3, können bereits langsame Drifteffekte des eingesetzten Messequipments, die ggf. zu einer geringfügigen Phasenänderung $\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$ führen, nicht vernachlässigt werden. Zur nachfolgenden Driftkorrektur werden daher in fest definierten Zeitintervallen Referenzmessungen mit konstanten Beleuchtungsbedingungen durchgeführt.

Die Berechnung der mittleren Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ aus den Pixeln, die die zulässige Standardabweichung $\sigma_{\varphi_{\text{ToF,max}}}$ nicht überschreiten, siehe Abbildung 3.60 (a), ermöglicht die Darstellung des intensitätsabhängigen Phasenverlaufs in Abbildung 3.60 (b). Der na-



(a) Statistische und örtliche Verteilung der Phase und Standardabweichung

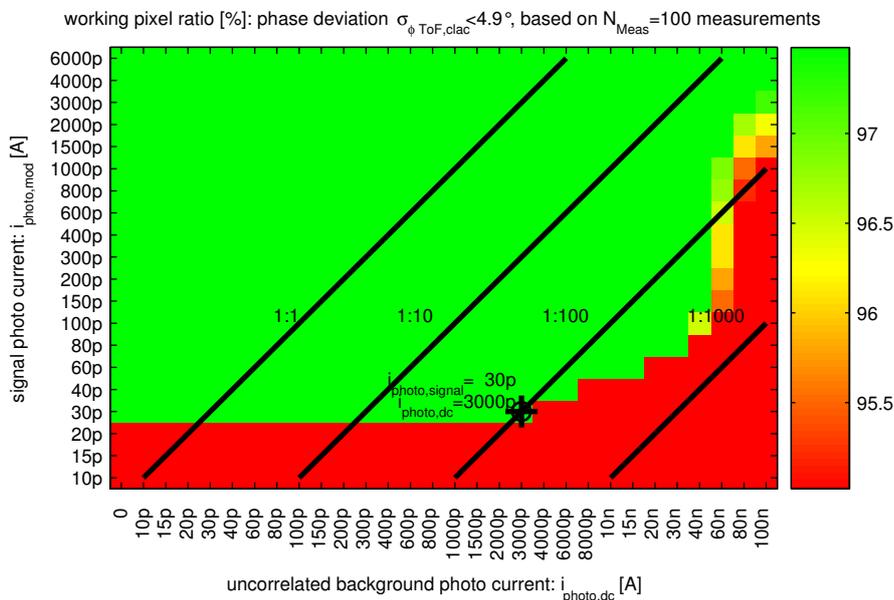
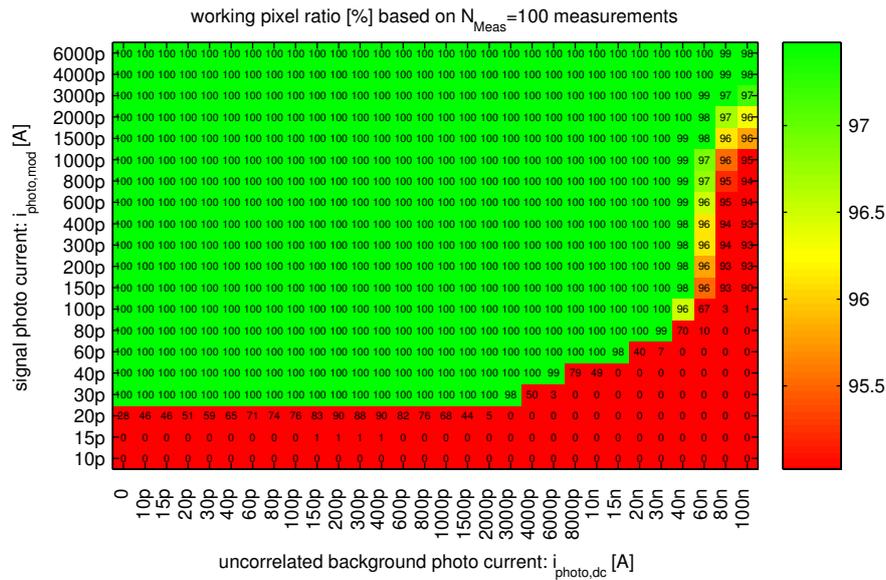
(b) Anteil der Pixel mit $\sigma_{\phi_{\text{ToF,calc}}} \leq \sigma_{\phi_{\text{ToF,max}}}$ über Intensitätsverhältnis

Abbildung 3.59: Optische Signaldynamik: Phasenstabilität über Signalverhältnis

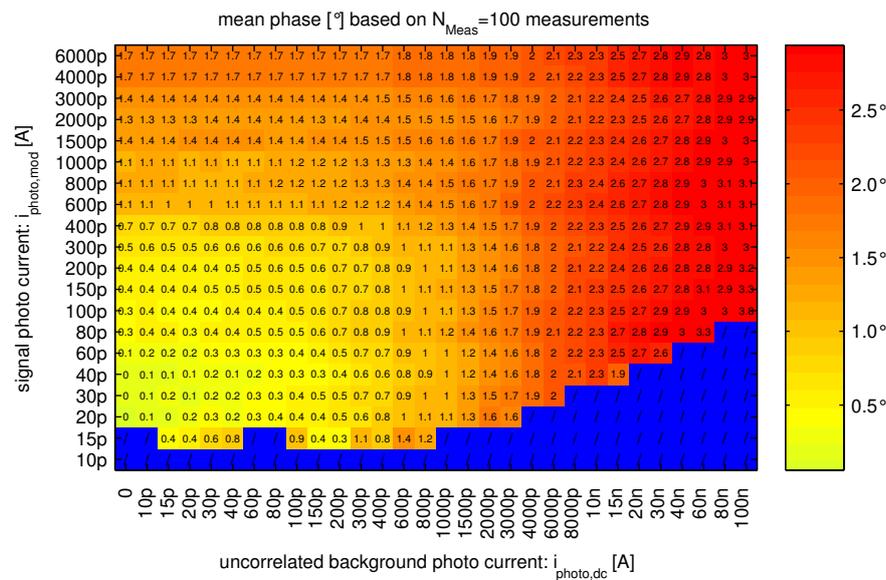
hezu konstanter Farbverlauf der detektierten Phase in Abhängigkeit der Distanz zum Koordinatenursprung deutet eine alleinige Abhängigkeit der durch das PMD ermittelten Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ von dem nach Gleichung 3.123 insgesamt wirksamen Photostrom i_{total} an, unabhängig von dem aktuellen Verhältnis aus korreliertem zu unkorreliertem Signal.

$$i_{\text{total}} = i_{\text{photo,mod}} + i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}} \quad (3.123)$$

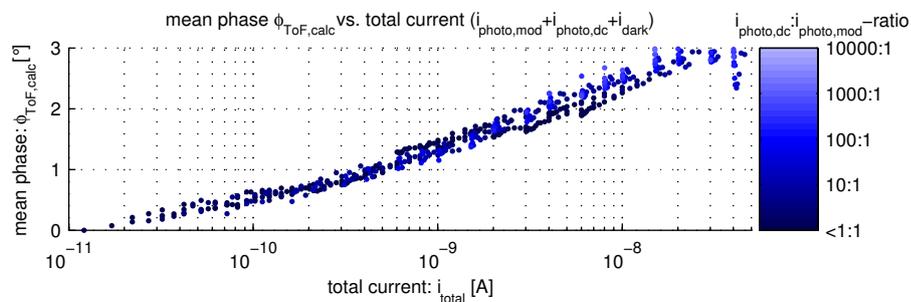
Diesen Zusammenhang verdeutlicht Darstellung 3.60 (c), vergleiche Abschnitt 3.14.4. Die mittlere Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ jedes charakterisierten Intensitätsverhältnisses wird dazu



(a) Prozentualer Anteil der Pixel mit $\sigma_{\varphi_{ToF,calc}} \leq \sigma_{\varphi_{ToF,max}}$



(b) Mittlere Phase der Pixel mit $\sigma_{\varphi_{ToF,calc}} \leq \sigma_{\varphi_{ToF,max}}$



(c) Mittlere Phase der Pixel mit $\sigma_{\varphi_{ToF,calc}} \leq \sigma_{\varphi_{ToF,max}}$ gegen Gesamtstrom

Abbildung 3.60: Optische Signaldynamik: Mittlerer Phasenverlauf

über dem zugehörigen Gesamtstrom i_{total} aufgetragen. So können in der Darstellung zwei extrem unterschiedlich zusammengesetzte Signalintensitäten mit identischer Gesamtintensität dicht nebeneinander liegen, z.B. $i_{\text{total},1}$ und $i_{\text{total},2}$.

$$\begin{aligned} i_{\text{total},1} &= 100 \text{ pA}_{\text{korreliert}} + 6000 \text{ pA}_{\text{unkorreliert}} + 2 \text{ pA}_{\text{dark}} = 6102 \text{ pA} \quad \Rightarrow \quad \varphi_{\text{ToF,calc},1} \\ i_{\text{total},2} &= 6000 \text{ pA}_{\text{korreliert}} + 100 \text{ pA}_{\text{unkorreliert}} + 2 \text{ pA}_{\text{dark}} = 6102 \text{ pA} \quad \Rightarrow \quad \varphi_{\text{ToF,calc},2} \end{aligned}$$

Das zugehörige Intensitätsverhältnis wird durch den verwendeten Farbton wiedergegeben. Da die Mittelwertbildung der Phase auf einer, in Anbetracht der teilweise vorhandenen sehr hohen Standardabweichungen, geringen Anzahl an Messungen beruht, ist die Streuung der dargestellten Punktwolke in Richtung $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ zu erwarten.

3.17.5 Theoretische Limitationen der Phasenstabilität

Die Charakterisierung der optischen Signaldynamik über die Begrenzung der zulässigen Standardabweichung der Phasenmessung ermöglicht die Bestimmung der minimal und maximal auswertbaren Signalintensitäten. Jedoch ist die Wahl der als Grenzkriterium gesetzten maximal zulässigen Standardabweichung der Phasenmessung $\sigma_{\varphi_{\text{ToF,max}}}$ willkürlich bzw. applikationsabhängig und hat einen erheblichen Einfluss auf die Zahl der Pixel, die die geforderte Anforderung erfüllen.

Zudem ist die Genauigkeit der Phasenmessung niedriger korrelierter Signalamplituden durch das konstante Systemrauschen der Messumgebung limitiert, solange dieses, aufgrund der kurzen Integrationszeit, gegenüber den Integrationssignalpegeln nicht vernachlässigbar klein ist. Zusätzlich ist die Genauigkeit bereits unabhängig von dem PMD allein durch das vorhandene und mit steigendem Signalpegel zunehmende Schrotrauschens begrenzt, siehe Abschnitt 2.2.

Es gilt nach [Bux02], [MKF⁺05]:

$$\delta\varphi_{\text{ToF}} = \frac{1}{\sqrt{N_{\text{Algo}}}} \cdot \frac{1}{\text{S/N}} \cdot \sqrt{1 + \frac{2}{C_D^2}} \cdot \frac{360^\circ}{2\pi} \quad (3.124)$$

Wobei das Signal-Rauschverhältnis S/N über die Anzahl der Elektronen N_{e^-} unter Vernachlässigung sämtlicher Rauschquellen neben System- und Schrotrauschen wie folgt

ermittelt werden kann.

$$N_{e^-, \text{photo, mod}} = i_{\text{photo, mod}} \cdot T_{\text{int}} \cdot \frac{1}{e^-} \quad (3.125)$$

$$N_{e^-, \text{total}} = (i_{\text{photo, mod}} + i_{\text{photo, dc}} + i_{\text{dark}}) \cdot T_{\text{int}} \cdot \frac{1}{e^-} \quad (3.126)$$

$$S = N_{e^-, \text{photo, mod}} \quad (3.127)$$

$$\sigma_{\text{shotnoise}} = \sqrt{N_{e^-, \text{total}}} \quad (3.128)$$

$$\sigma_{\text{system}} = \sigma_{\text{system, V}} \cdot \frac{1}{\nu_{\text{ro}}} \cdot C_{\text{int}} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1}{e^-} \quad (3.129)$$

$$N = \sqrt{\sigma_{\text{shotnoise}}^2 + \sigma_{\text{system}}^2} \quad (3.130)$$

Mit

N_{e^-} = Anzahl Elektronen

C_{int} = Integrationskapazität [F]

T_{int} = Integrationszeit [s]

N_{Algo} = Anzahl der Abtaststellen

C_D = Demodulationseffizienz [%]

e^- = Elementarladung [C]

i_{dark} = Dunkelstrom [A]

ν_{ro} = Verstärkungsfaktor der Auslese

$\sigma_{\text{system, V}}$ = Systemrauschen [V]

$\sigma_{\text{shotnoise}}$ = Photonenrauschen

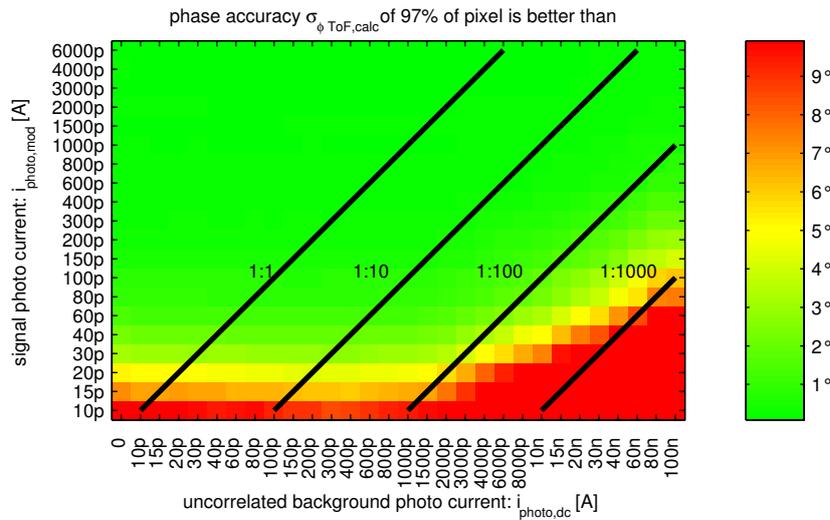
σ_{system} = Systemrauschen

$i_{\text{photo, mod}}$ = Photostrom, durch modulierte optisches Signal [A]

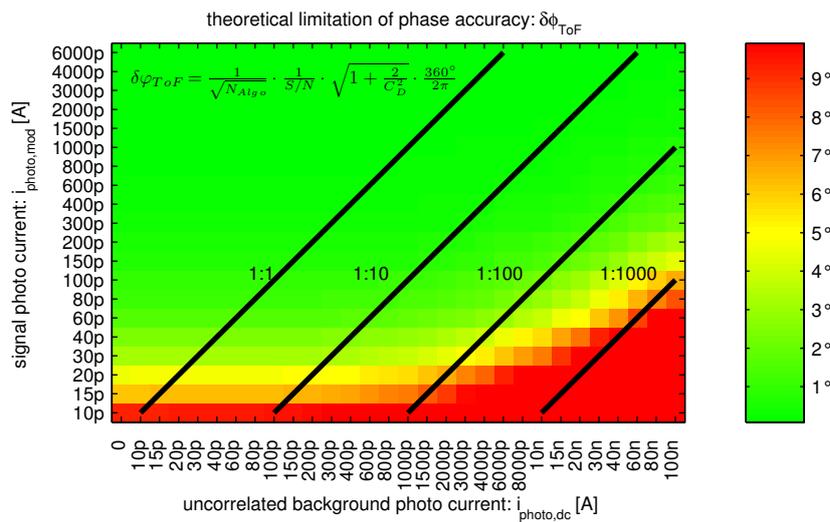
$i_{\text{photo, dc}}$ = Photostrom, durch konstantes, unkorreliertes optisches Signal [A]

Abbildung 3.61 (b) zeigt die theoretischen Grenzen der erzielten Phasengenauigkeit $\delta\varphi_{\text{ToF}}$ in direkter Gegenüberstellung zu der gemessenen Phasenunsicherheit $\sigma_{\varphi, \text{ToF, calc}}$ in Abbildung 3.61 (a) aus Abschnitt 3.17.4. Die Limitation der Phasengenauigkeit für kleine korrelierte Signale $i_{\text{photo, mod}}$ und große unkorrelierte Signale $i_{\text{photo, dc}}$ ist somit theoretisch zu erwarten und nicht auf die PMD-Performance zurückzuführen.

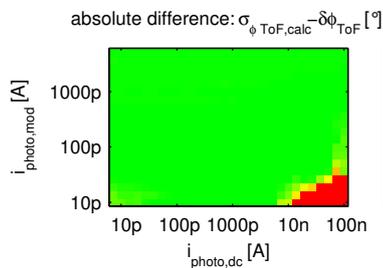
Wie nah die experimentell ermittelte Unsicherheit der Phase an den theoretischen Grenzen liegt, zeigt die Darstellung der absoluten Abweichung in Abbildung 3.61 (c). Lediglich bei sehr kleinen korrelierten Signalen in Kombination mit großem Störlichtanteil ist ein signifikanter Unterschied zwischen Theorie und Messung erkennbar. Die deutliche relative Verschlechterung der Messung gegenüber der Theorie in Abbildung 3.61 (d) mit zunehmendem korreliertem Signalanteil, wird durch die in der Praxis nichtlinearen,



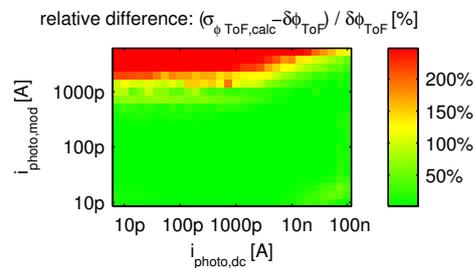
(a) Optische Signaldynamik: Gemessene Phasenstabilität $\sigma_{\varphi, \text{ToF, calc}}$



(b) Optische Signaldynamik: Theoretische Phasenstabilität $\delta\varphi_{\text{ToF}}$



(c) Absolute Abweichung



(d) Relative Abweichung

Abbildung 3.61: Optische Signaldynamik: Gegenüberstellung Theorie und Messung

komprimierten Integrationskennlinien bis hin zu Sättigungseffekten verursacht. Obwohl der korrelierte Photostrom zunimmt, kann er nicht mehr in eine proportionale Spannung umgesetzt werden. Da trotz der Nichtlinearität nach wie vor eine Korrelationsamplitude vorhanden ist, ist eine Bestimmung der Phase weiterhin möglich, jedoch mit von der Theorie abweichender Genauigkeit.

3.17.6 Dynamikberechnung

Die optische Signaldynamik wird durch die schwächste und stärkste, auswertbare Signalintensität wie folgt bestimmt:

$$\text{aus } P_{\text{opt}} \sim i_{\text{photo}} \sim u_{\text{int}} \quad (3.131)$$

$$\text{folgt } S_{\text{opt}} = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{u_{\text{int,max}}}{u_{\text{int,min}}} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{i_{\text{photo,max}}}{i_{\text{photo,min}}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (3.132)$$

Auf Basis der in Abbildung 3.60 dargestellten Phasenstabilität ergibt sich für eine geforderte maximal zulässige Phasenungenauigkeit von $\sigma_{\varphi_{\text{ToF,calc}}} \leq 4.9^\circ$ für mehr als 95 % der Pixel auf Basis einer Integrationszeit von $T_{\text{int}} = 1 \text{ ms}$ eine Dynamik hinsichtlich ausschließlich korreliertem Signal $i_{\text{photo,mod}}$ von:

$$\text{Dynamik: } S_{\text{opt,mod}} > 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{6000 \text{ pA}}{30 \text{ pA}} \right) = 46 \text{ dB} \quad (3.133)$$

mit zusätzlicher Berücksichtigung des maximal verarbeitbaren unkorrelierten Hintergrundlichts $i_{\text{photo,dc}}$:

$$\text{Dynamik: } S_{\text{opt}} > 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{106 \text{ nA}}{30 \text{ pA}} \right) = 71 \text{ dB} \quad (3.134)$$

Da aufgrund der begrenzten verfügbaren Signalleistung der Charakterisierungsumgebung die oberen Dynamiklimitationen insbesondere für die korrelierte Signalintensität nicht messtechnisch ermittelt werden konnten, ist die tatsächliche Sensordynamik real entsprechend höher zu erwarten.

Wählt man als Kriterium für ein verarbeitbares Signalverhältnis keine maximal zulässige Phasenabweichung, z.B. $\sigma_{\varphi_{\text{ToF,calc}}} \leq 4.9^\circ$, sondern eine maximal tolerierbare relative Abweichung gegenüber der theoretischen Genauigkeit von beispielsweise 20 % erhält man für das dargestellte Beispiel eine Dynamik von:

$$\begin{aligned} & \text{mit } \left| \frac{\sigma_{\varphi_{\text{ToF,calc}}} - \delta\varphi_{\text{ToF}}}{\delta\varphi_{\text{ToF}}} \right| \cdot 100 \% \stackrel{!}{\leq} 20 \% \\ \Rightarrow \text{Dynamik: } & S_{\text{opt}} > 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{101 \text{ nA}}{10 \text{ pA}} \right) = 80 \text{ dB} \quad (3.135) \end{aligned}$$

Kapitel 4

Dynamikerweiterung durch nichtlineare Kennlinien

Eine Möglichkeit zur Erweiterung der Sensordynamik, mit oder ohne Kombination mit einer zusätzlichen aktiven Schaltung zur Unterdrückung unkorrelierter Signalanteile, ist der Einsatz nichtlinearer Integrationskennlinien. Im Gegensatz zu linearen Kennlinien, mit einer proportionalen Umwandlung der photogenerierten Ladungsträger in eine Integrationsspannung bis der lineare Integrationsbereich durch Sättigungseffekte verlassen wird, ändert sich die Steigung des Sensitivitätsverlaufs, siehe Abschnitt 3.2.4, in Abhängigkeit der Ladungsträgerzahl bei nichtlinearen Kennlinien. Obwohl kleine Signale unverändert in eine ausreichend große Spannung umgewandelt, oder entsprechend verstärkt bereits schon bei kleinem Hub aus dem Systemrauschen gehoben werden können, wird der gültige Arbeitsbereich auch bei großen Signalpegeln nicht verlassen. Dies kann z.B. durch den Einsatz einer spannungsabhängigen Integrationskapazität $C_{\text{int}} = C_{\text{int}}(u_{\text{int}})$ erreicht werden.

Die Änderung der Ausgangsspannung auf Leistungsvariationen oder Änderungen der Phase φ_{ToF} nimmt dadurch mit zunehmendem Gesamtsignalpegel ab. Folglich reduziert sich auch die Korrelationsamplitude. Die Auswirkungen auf die resultierende Phasengenauigkeit sind bei hohen korrelierten Signalpegeln jedoch vernachlässigbar klein.

Auch ohne die aktive Unterdrückung unkorrelierter Signalanteile durch eine aktive Hintergrundlichtausblendung ist eine deutliche Dynamiksteigerung gegenüber unkorrelierten Signalen zu erwarten. Allerdings führen kleine Änderungen des Photostroms bei einem entsprechend hohen DC-Sockel zu entsprechend komprimierten Änderungen der Ausgangsspannung, wodurch sich hohe Anforderungen an ein niedriges Systemrauschen sowie die Messauflösung des eingesetzten A/D-Wandlers ergeben.

Liegt die Korrelationsfunktion und somit die für die Phasenberechnung benötigten Stützstellen im nichtlinearen Spannungsbereich, wird die gemessene Korrelationsfunktion entsprechend verzerrt. Da der resultierende Verlauf von der erwarteten Zielfunktion abweicht und sich zusätzlich sogar mit dem Gesamtsignalpegel ändert, kommt es zu einem spannungsabhängigen, systematischen Phasenfehler $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}} = \epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}(u_{\text{int},A/B})$. Ist die Abhängigkeit der resultierenden Spannung von dem Photostrom bekannt und analytisch beschreibbar, kann, einen streng monotonen Verlauf vorausgesetzt, eine Rekonstruktion des Korrelationsverlaufs über die zugehörige Umkehrfunktion durchgeführt werden. Die zu Grunde liegende Korrelationsfunktion ist limitiert durch die Genauigkeit der A/D-Wandlung wiederhergestellt, wodurch die Phasenberechnung ohne bzw. mit bekanntem systematischem Fehler $\epsilon_{s,\varphi_{\text{ToF}}}$ ermöglicht wird.

Die Notwendigkeit der Entzerrung der resultierenden Spannungswerte sowie den Einfluss des Auflösungsvermögens des A/D-Wandlers zeigt die Simulation in Abschnitt 4.1 in Abhängigkeit der Lichtverhältnisse für verschiedene nichtlineare Kennlinien. Als Bewertungskriterium wird der maximale Phasenfehler innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs $\max(\epsilon_{\varphi_{\text{ToF}}}(\varphi_{\text{ToF}}))$ und die maximale Änderung $\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$ der simulierten Phasenmessung auf eine Entfernungsänderung von $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 0.1^\circ$ dargestellt, die insbesondere bei kleinem Signalhub und geringem A/D-Auflösungsvermögen zu großen Fehlern führen kann.

4.1 Simulation nichtlinearer Kennlinien

Die Untersuchung verschiedener nichtlinearer Integrationskennlinien basiert auf einem Simulationsmodell, dessen Struktur in Abbildung 4.1 schematisch dargestellt ist.

4.1.1 Simulationsmodell

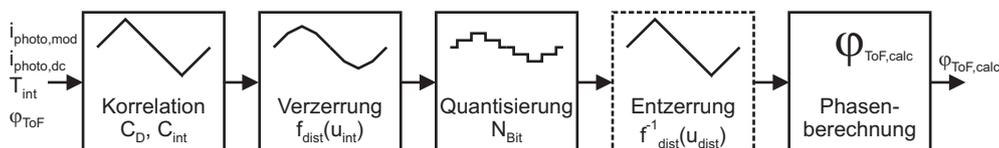


Abbildung 4.1: Simulationsmodell: Nichtlineare Integrationskennlinien

Korrelation: Auf Basis einer vorgegebenen Signalleistung in Form der Photoströme, der Integrationszeit und der Phasenverschiebung erfolgt die Berechnung der resultierenden

den Korrelationsfunktion nach Gleichung 4.1 und 4.2 ideal kosinusförmig, unter Vorgabe der Demodulationseffizienz und Integrationskapazität, jedoch unter Vernachlässigung von Sättigungs- und Asymmetrieeffekten.

Als Korrelationsfunktion wird für die Simulation ein ideal kosinusförmiger Verlauf gewählt, damit auftretende Phasenabweichungen durch die spätere Phasenbestimmung der Grundwelle $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ ausschließlich auf Nichtlinearitäten und Quantisierungseffekte zurückzuführen sind und keine systematischen Fehler $\epsilon_{s\varphi_{\text{ToF}}}$ beinhalten. Es gilt:

$$u_{\text{int,A}} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 + \frac{C_D}{100\%} \cdot \cos(\varphi_{\text{ToF}}) \right] \cdot \frac{i_{\text{photo,mod}} \cdot T_{\text{int}}}{C_{\text{int}}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{i_{\text{photo,dc}} \cdot T_{\text{int}}}{C_{\text{int}}} \quad (4.1)$$

$$u_{\text{int,B}} = \frac{1}{2} \cdot \left[1 - \frac{C_D}{100\%} \cdot \cos(\varphi_{\text{ToF}}) \right] \cdot \frac{i_{\text{photo,mod}} \cdot T_{\text{int}}}{C_{\text{int}}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{i_{\text{photo,dc}} \cdot T_{\text{int}}}{C_{\text{int}}} \quad (4.2)$$

mit

$u_{\text{int,A/B}}$ = Integrationsspannung [V]

$i_{\text{photo,mod}}$ = Photostrom durch korrelierte Beleuchtung [A]

$i_{\text{photo,dc}}$ = Photostrom durch unkorrelierte Beleuchtung [A]

C_D = Demodulationseffizienz [%]

T_{int} = Integrationszeit [s]

C_{int} = Integrationskapazität [F]

φ_{ToF} = Phasenverzögerung [°]

Verzerrung: Die in der Praxis nichtlineare Integrationskennlinie wird in der Simulation durch eine Übertragungsfunktion $f_{\text{dist}}(x)$ nachgebildet, die die ideal simulierten und unbegrenzten Integrationsspannungswerte u_{int} auf einen gewählten Spannungsbereich u_{dist} , unter Berücksichtigung von Sättigungseffekten $u_{\text{dist}} \leq u_{\text{dist,max}}$ abbildet:

$$u_{\text{dist,A/B}} = \begin{cases} f_{\text{dist}}(u_{\text{int,A/B}}) & : \text{für } f_{\text{dist}}(u_{\text{int,A/B}}) < u_{\text{dist,max}} \\ u_{\text{dist,max}} & : \text{für } f_{\text{dist}}(u_{\text{int,A/B}}) \geq u_{\text{dist,max}} \end{cases} \quad (4.3)$$

Quantisierung: Es folgt die Quantisierung der verzerrten Spannungswerte $u_{\text{dist,A/B}}$ in $2^{N_{\text{bit}}}$ äquidistante Quantisierungsintervalle der Breite u_{LSB} zu $u_{\text{quant,A/B}}$.

Entzerrung, optional: Ist die verwendete Verzerrungsfunktion $f_{\text{dist}}(x)$ streng monoton und demnach eineindeutig, kann der verzerrte, quantisierte Wert eindeutig über $f_{\text{dist}}^{-1}(x) = u_{\text{desk}}(x)$ in den theoretisch zu Grunde liegenden Integrationsspannungswert $u_{\text{desk,A/B}}$ zurück transformiert und der ursprüngliche Verlauf der Korrelationsfunktion

somit rekonstruiert werden.

Da sich durch die nichtlineare Abbildung über f_{dist} zwar die Form der Korrelationsfunktion, aber nicht die Phasenlage der Grundwelle ändert, kann die Phasenberechnung auch ohne Entzerrung der Abtastwerte erfolgen, jedoch mit entsprechend geänderten systematischen Berechnungsfehler. In einem realen Messsystem wäre die analytische Entzerrung bzw. Rekonstruktion über eine LUT mit einem erheblichen Ressourcenbedarf verbunden, da jeder einzelne Abtastwert separat korrigiert werden muss.

Um die Notwendigkeit der Entzerrung $f_{\text{desk}}(x)$ zu verifizieren, ist diese in der Simulation optional vorgesehen.

$$u_{\text{desk},A/B} = f_{\text{desk}}(u_{\text{quant},A/B}) = f_{\text{dist}}^{-1}(\text{quant},A/B) \quad (4.4)$$

Phasenberechnung: Die Phasenbestimmung $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ basiert auf Berechnung der Phase der Grundwelle, siehe Abschnitt 3.14.1, der verzerrten und entzerrten Abtastwerte $u_{\text{desk}\Delta}$ über Gleichung 3.105 allgemein zu:

$$\varphi_{\text{ToF,calc}} = \arctan \left(\frac{\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} [u_{\text{desk}\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}}) \cdot \sin(n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}})]}{\sum_{n=0}^{N_{\text{Algo}}-1} [u_{\text{desk}\Delta}(\varphi_{\text{ToF}} + n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}}) \cdot \cos(n \cdot \Delta\varphi_{\text{ToF}})]} \right) \quad (4.5)$$

$$\Delta\varphi_{\text{ToF}} = \frac{360^\circ}{N_{\text{Algo}}}$$

$$u_{\text{desk}\Delta} = u_{\text{desk},A} - u_{\text{desk},B} \quad (4.6)$$

4.1.2 Simulation nichtlinearer Integrationskennlinien

Die Simulation erfolgt mit drei nichtlinearen Integrationskennlinien sowie einer rein linearen Übertragungsfunktion als Referenzfunktion, da diese einem idealisierten herkömmlichen Integrationsverhalten entspricht. Zu Vereinfachung wird ausschließlich eine lineare Quantisierung simuliert.

Lineare Integrationskennlinien Das simulierte Kennlinienverhalten entspricht einem idealisierten PMD-Integrationsverhalten, mit konstanter Integrationskapazität über den gesamten Integrationsbereich $C_{\text{int}} \neq C_{\text{int}}(u_{\text{int}})$, unter Vernachlässigung des erweiterten Integrationsbereichs und der Ausgleichvorgänge zwischen den Integrationszweigen bei Erreichen der Modulationsspannung, siehe Abschnitt 3.1.

$$u_{\text{dist}} = k \cdot u_{\text{int}} \quad k = \text{Linearer Übertragungsfaktor} \quad (4.7)$$

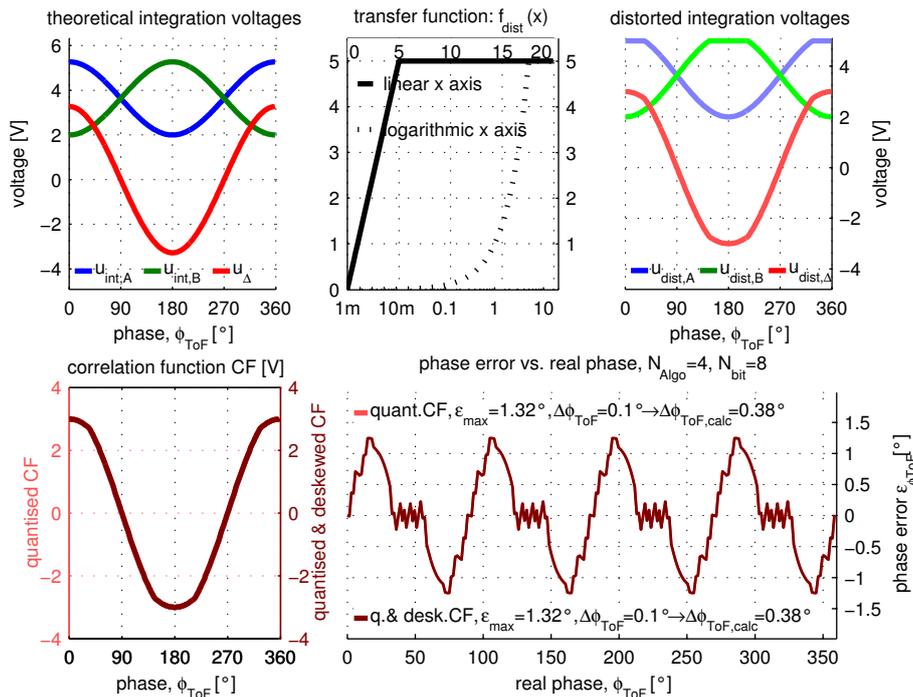


Abbildung 4.2: Lineare Integrationskennlinie

Abbildung 4.2 zeigt die verschiedenen Zwischenergebnisse der Simulation für ein exemplarisch gewähltes Lichtverhältnis und Auflösungsvermögen des A/D-Wandlers (siehe Simulationsbedingungen in Anhang A). Basierend auf dem theoretisch ohne Sättigungseffekte resultierenden Spannungsverlauf der Integrationsspannungen $u_{\text{int},A/B}$ und der Differenzspannung u_{Δ} wird die Transformation über die linear und logarithmisch dargestellte Übertragungsfunktion $f_{\text{dist}}(x)$ auf den resultierenden, begrenzten Spannungsverlauf durchgeführt. Die Bestimmung der Phase $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ und des Phasenfehlers $\epsilon_{\varphi_{\text{ToF}}}$ erfolgt nach Quantisierung in Abhängigkeit der Phase φ_{ToF} . Neben dem maximalen Phasenfehler innerhalb des gesamten Eindeutigkeitsbereichs ist die größte mögliche Änderung der berechneten Phase $\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$ auf eine Änderung der tatsächlichen Phase um $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 0.1^\circ$ aufgeführt, da diese in einer bildgebenden Applikation zu augenscheinlich starken Abweichungen in der detektierten Entfernung führt, obwohl die realen Entfernungen kaum unterschiedlich sind.

Abschnittsweise lineare Integrationskennlinien Ein abschnittsweise lineares Integrationsverhalten kann durch die Vergrößerung der wirksamen Integrationskapazität bei Überschreitung einer vorgegebenen Spannung erzielt werden. Mögliche Realisierungsformen sind der Einsatz einer gestreuten Auslesediode [PMD06], [XS05] oder die Aktivierung einer zusätzlichen Integrationskapazität, wenn ein entsprechender Span-

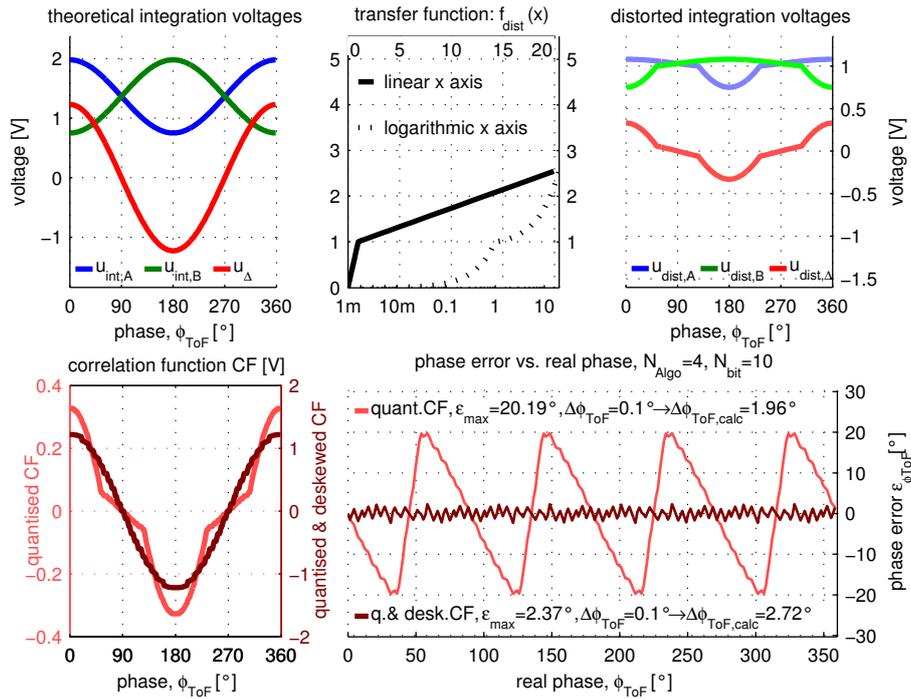


Abbildung 4.3: Abschnittsweise lineare Integrationskennlinie

nungspegel überschritten wird. Um einen un stetigen Spannungsverlauf zu verhindern, muss das Potential der Zusatzkapazität im Moment der Aktivierung der aktuellen Integrationsspannung entsprechen. Kleine optische Leistungen führen somit unverändert zu einem ausreichend hohen Spannungshub, während große Intensitäten in komprimierten Spannungen resultieren, da sich die wirksame Integrationskapazität um die Zusatzkapazität vergrößert hat. Gleichung 4.8 beschreibt die Transferkennlinie für zwei lineare Teilbereiche mit unterschiedlicher Steigung.

$$u_{\text{dist}} = \begin{cases} u_{\text{int}} \cdot k_1 & : \text{für } u_{\text{int}} \cdot k_1 \leq u_{\text{chg}} \\ (u_{\text{int}} - u_{\text{chg}}) \cdot k_2 + u_{\text{chg}} & : \text{für } u_{\text{int}} \cdot k_1 > u_{\text{chg}} \end{cases} \quad (4.8)$$

k_1 : Linearer Übertragungsfaktor Abschnitt 1

k_2 : Linearer Übertragungsfaktor Abschnitt 2

u_{chg} : Übergangsspannung linearer Abschnitt 1→2, Steigungswechsel $k_1 \rightarrow k_2$ [V]

Liegt der Verlauf der Integrationsspannungen vollständig innerhalb eines Abschnitts, bleibt der kosinusförmige Korrelationsverlauf erhalten. Abbildung 4.3 zeigt hingegen die deutliche Auswirkung des Steigungswechsels auf den Verlauf der Korrelationsfunktion, wenn sich der Integrationsspannungsverlauf über beide Bereiche erstreckt, vergleiche Abschnitt 3.8.1. Solange die Spannung ungesättigt im linearen Bereich verläuft, kann

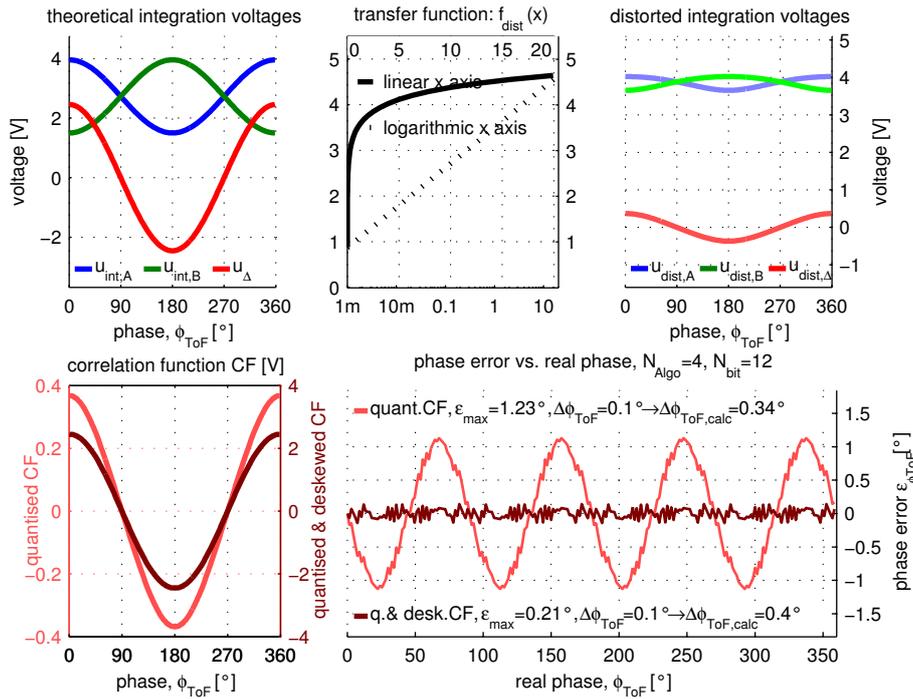


Abbildung 4.4: Logarithmische Integrationskennlinie

nach erfolgter Quantisierung die ursprüngliche Form über die bekannte Umkehrfunktion rekonstruiert werden. Das Simulationsbeispiel zeigt die Auswirkung der Entzerrung auf den Verlauf des Phasenfehlers. Während für die gewählten Parameter der maximal mögliche Fehler innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs reduziert wird, vergrößert sich die Unsicherheit gegenüber kleinen Entfernungsschwankungen, da die Breite der Quantisierungsintervalle der entzerrten Funktion spannungsabhängig variieren. Je nach Intensität und Phasenlage können kleine eingangsseitige Phasenänderungen zu entsprechend großen Änderungen eines oder mehrerer Abtastwerte führen.

Logarithmische Integrationskennlinien Ein rein logarithmisches Integrationsverhalten lässt sich einfach in Form einer zeitkontinuierlichen Schaltung realisieren, in dem der resultierende Photostrom jedes PMD-Auslesewegs auf den zugehörigen Lasttransistor (Resettransistor) geführt wird, der jedoch in schwacher Inversion betrieben werden muss [NM01]. Die mathematische Beschreibung erfolgt vereinfacht über einen logarithmischen Verstärker [BB88].

$$u_{\text{dist}} = k \cdot \frac{1}{\ln(10)} \cdot \ln\left(\frac{u_{\text{int}}}{u_{\text{ref}}}\right) \quad (4.9)$$

Nach Normierung der Spannung auf den kleinsten, noch zu detektierenden Spannungswert u_{ref} und anschließender Logarithmierung, lässt sich das Spannungsintervall, auf

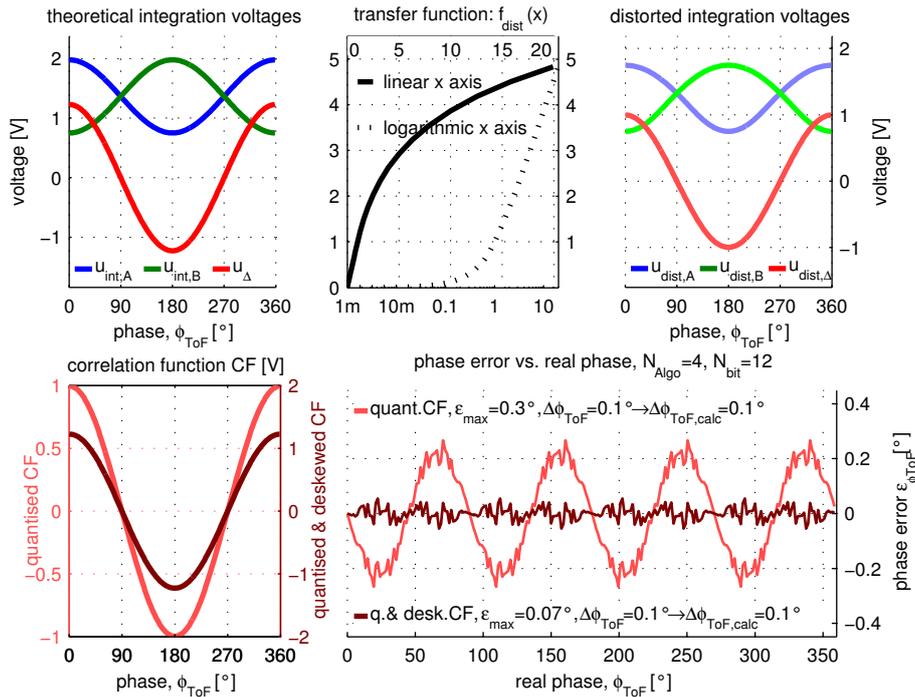


Abbildung 4.5: Linear-logarithmische Integrationskennlinie

das eine Spannungsdekade des Eingangssignals abgebildet werden soll, über den Verstärkungsfaktor k festlegen.

Linear-Logarithmische Integrationskennlinie Durch die verhältnismäßig große Verstärkung kleiner Signalpegel aufgrund der äquidistanten Abbildung eingangsseitiger Spannungsdekaden auf ein festes Spannungsintervall nach Transformation, wird bei Verwendung rein logarithmischer Kennlinien ein unverhältnismäßig großer Anteil des verfügbaren Spannungsbereichs für sehr kleine optische Leistungen reserviert. Die Unterteilung des Bereichs in einen linearen Integrationsbereich für kleine Leistungen und einen logarithmischen Abschnitt für große Signalpegel kombiniert die Vorteile des linearen und des logarithmischen Integrationsverhaltens in Form einer linear-logarithmischen Kennlinie [SHR⁺04].

$$u_{\text{dist}} = \begin{cases} u_{\text{int}} \cdot k_1 & , u_{\text{int}} \cdot k_1 \leq u_{\text{chg}} \\ \frac{k_3}{\ln(10)} \cdot \ln \left(\frac{u_{\text{int}} \cdot k_1 \cdot k_2 + k_3 \cdot k_1 - u_{\text{chg}} \cdot k_2}{k_3 \cdot k_1} \right) + u_{\text{chg}} & , u_{\text{int}} \cdot k_1 > u_{\text{chg}} \end{cases} \quad (4.10)$$

k_1 : Linearer Übertragungsfaktor Abschnitt 1

k_2 : Steigung zu Beginn des (logarithmischen) Abschnitts 2

k_3 : Übertragungsfaktor in Volt pro Dekade für Abschnitt 2

u_{chg} : Übergangsspannung: linearer \rightarrow logarithmischer Bereich [V]
 $k_1 = k_2 =$ stetig differenzierbar

Während über die Faktoren k_1 und k_3 die Steigung des linearen Abschnitts, bzw. der Verstärkungsfaktor im logarithmischen Bereich frei gewählt werden kann, ist über k_2 die Steigung zu Beginn des logarithmischen Abschnitts und damit ein stetig differenzierbarer Übergang realisierbar.

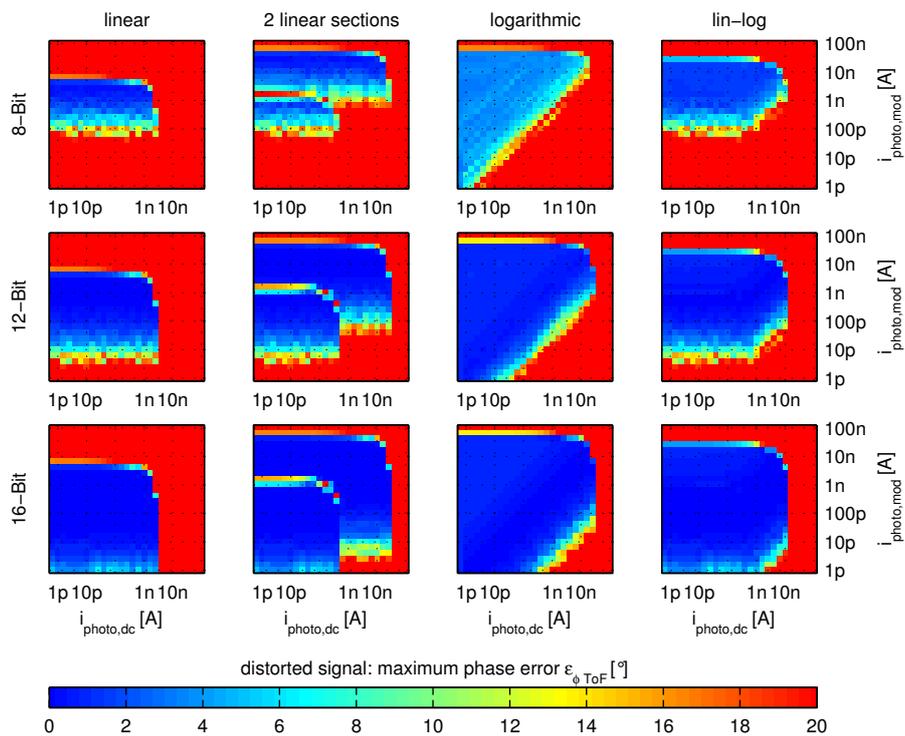
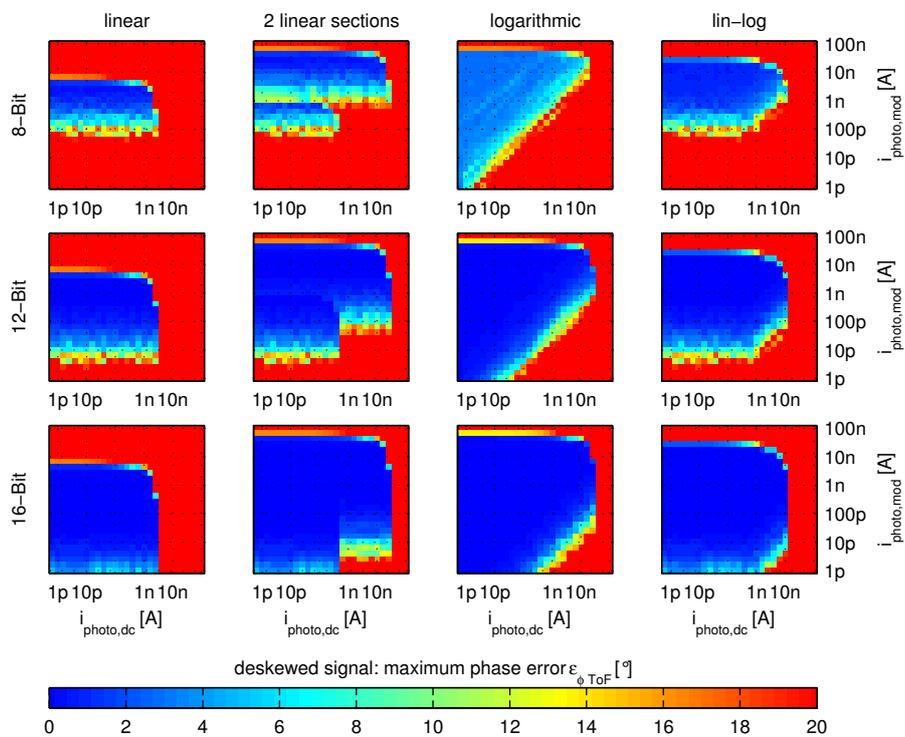
4.1.3 Resultierende Signaldynamik

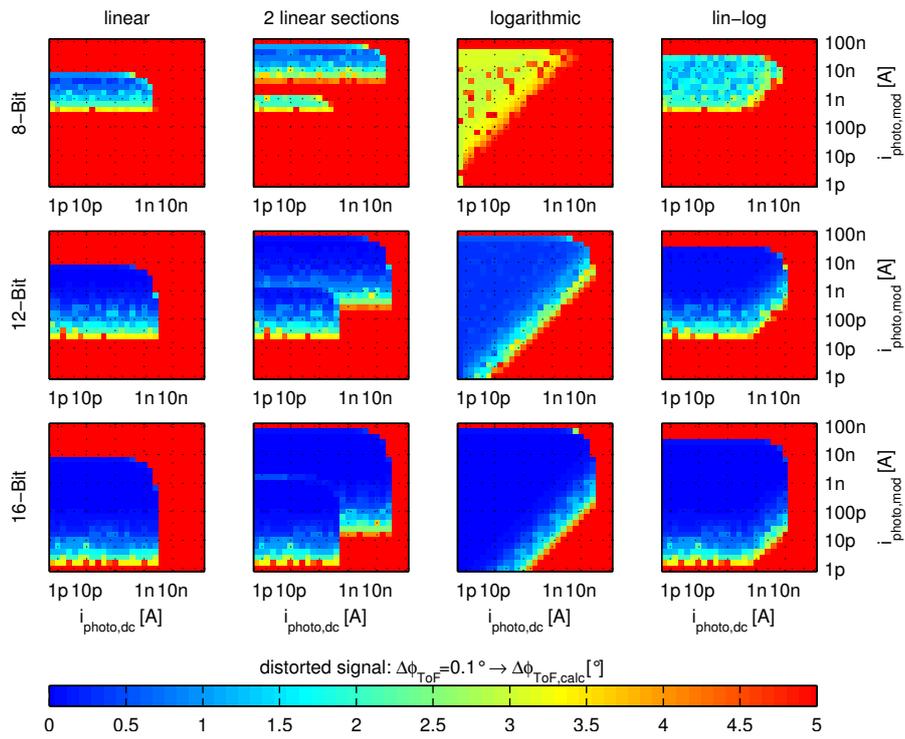
Um die erzielte Dynamiksteigerung der nichtlinearen Ansätze miteinander vergleichen zu können, werden die Konstanten k_x der nichtlinearen Übertragungsfunktionen f_{dist} in Tabelle 4.1.3 so dimensioniert, dass eine theoretisch resultierende Integrationsspannung von $u_{\text{int}} = 50 \text{ V}$ auf $u_{\text{dist}} \approx 5 \text{ V}$ abgebildet wird.

Abbildung 4.6 (a) zeigt die maximale Phasenabweichung $\max(\epsilon_{\varphi_{\text{ToF,calc}}})_{\forall \varphi_{\text{ToF}}}$ innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs in Abhängigkeit des Signalverhältnisses aller untersuchten Kennlinienverläufe für drei unterschiedliche Quantisierungsgenauigkeiten N_{bit} ohne Entzerrung der Abtastwerte im Vergleich zu Abbildung 4.6 (b) mit entzerrten Signalpegeln. Man erkennt, wie erwartet, eine Vergrößerung der erzielten Dynamik S_{opt} gegenüber der rein linearen Kennlinie. Unabhängig von der Übertragungsfunktion steigt der Dynamikbereich mit dem Auflösungsvermögen des A/D-Wandlers, da entsprechend kleine Signalpegel erfasst werden können. Durch die Implementierung einer Entzerrung $f_{\text{desk}}(x)$ kann der maximal mögliche Fehler erheblich reduziert werden, wenn die Abtastwerte um einen Steigungswechsel $k_1 \rightarrow k_2$ verteilt liegen. Aufgrund der stetigen Differenzierbar-

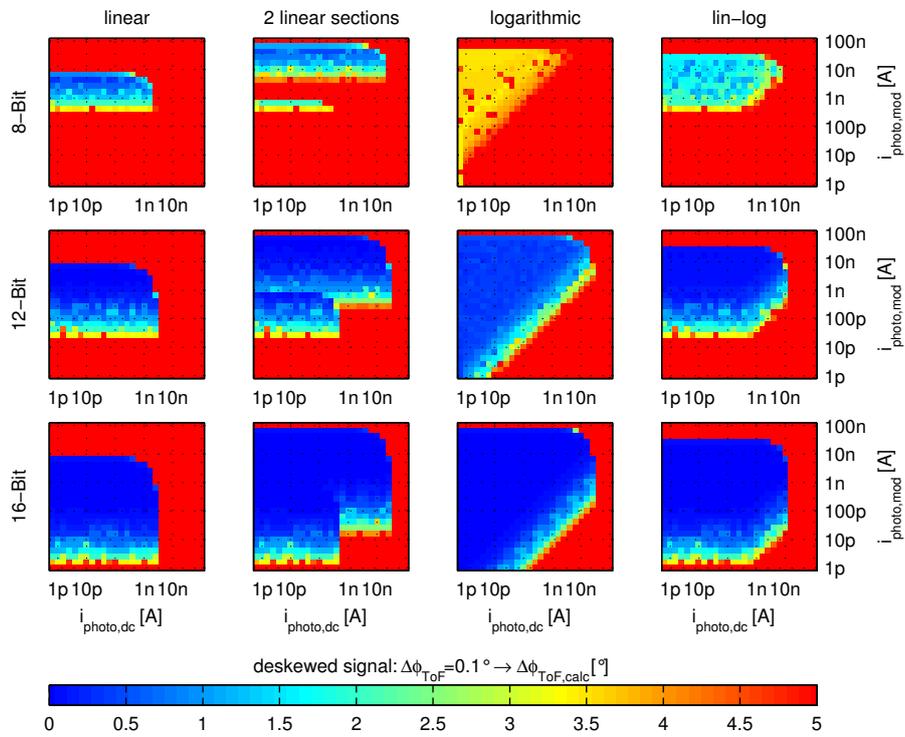
linear	linlin	log	linlog
$k = 1 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}} \right]$	$k_1 = 1 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}} \right]$ $k_2 = 0.1 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}} \right]$ $u_{\text{chg}} = 1 \text{ [V]}$	$k = 0.8$ $\left[\frac{\text{V}}{\text{V}_{\text{Dekade}}} \right]$ $u_{\text{ref}} = 100 \text{ [\mu V]}$	$k_1 = 1 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}} \right]$ $k_2 = 1 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}} \right]$ $k_3 = 0.8 \left[\frac{\text{V}}{\text{V}_{\text{Dek.}}} \right]$ $u_{\text{chg}} = 1 \text{ [V]}$
$u_{\text{dist,max}} = 5 \text{ [V]}$ $C = 45 \%$ $C_{\text{int}} = 550 \text{ [fF]}$ $T_{\text{int}} = 1 \text{ [ms]}$			

Tabelle 4.1: Konstantendeklaration

(a) Verzerrte Integrationskennlinien: $u_{\text{dist,quant}}$ (b) Entzerrte Integrationskennlinien: $u_{\text{dest,quant}}$ Abbildung 4.6: Dynamikerweiterung: Maximaler Phasenfehler $\max(\epsilon_{\varphi_{\text{ToF,calc}}}) \forall \varphi_{\text{ToF}}$



(a) Verzerrte Integrationskennlinien: $u_{\text{dist,quant}}$



(b) Entzerrte Integrationskennlinien: $u_{\text{dest,quant}}$

Abbildung 4.7: Dynamikerweiterung: Maximaler Phasenfehler $\Delta\varphi_{\text{ToF}} \rightarrow \Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$

keit $k_1 = k_2$ der dimensionierten linear-logarithmischen Kennlinie ist in dem zugehörigen Verlauf kein Übergangswechsel erkennbar.

Im Gegensatz zu der deutlichen Reduzierung des maximal auftretenden Phasenfehlers durch die Entzerrung zeigt Abbildung 4.7 (a) und (b) die Auswirkung einer relativen Phasenänderung $\Delta\varphi_{\text{ToF}} = 0.1^\circ$ auf die berechnete Phase $\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$. Zwar werden auch hier die Folgen des Abschnittwechsels durch die Entzerrung weitgehend kompensiert, allerdings zu Lasten einer insgesamt vergrößerten Detektionsungenauigkeit. Ist die maximal resultierende Spannungsänderung Δu_{quant} aufgrund einer kleinen Phasenänderung $\Delta\varphi_{\text{ToF}}$ vor der Entzerrung konstant ein Quantisierungsintervall u_{LSB} groß, wird dieses ggf. durch die Umkehrfunktion spannungsabhängig stark vergrößert. Der Fehler der entzerrten Abtastwerte sinkt mit zunehmender Auflösung des A/D-Wandlers.

Der vergrößerte Fehler der Phasenmessung gegenüber kleinen relativen Phasenänderungen lässt sich durch die Anpassung des A/D-Wandlers an die Form der Integrationskennlinie erheblich reduzieren. So führt der Einsatz eines logarithmischen A/D-Wandlers in Kombination mit einer optimal angepassten logarithmischen Kennlinie dazu, dass die Quantisierungsintervalle nach Entzerrung einheitlich groß sind.

4.2 Dynamikmessung abschnittsweise linearer Integrationskennlinien

Das Prinzip der Dynamikerweiterung durch abschnittsweise lineare Integrationskennlinien kann am Beispiel einer Teststruktur mit Zusatzkapazität und variabler Aktivierungsspannung nachgewiesen werden. Die Zusatzkapazität beruht auf der Änderung der wirksamen Integrationskapazität wenn die aktuellen Integrationsspannungen die Schwelle der Separationsgatespannung erreichen, siehe Abschnitt 3.1 [PMD06]. Durch das gezielte Anheben des Separationsgatepotentials wird die zugehörige Kapazität C_{sep} entsprechend früh aktiv und die wirksame Gesamtkapazität vergrößert.

Der Spannungspegel, an dem sich das Steigungsverhalten ändert, da die zusätzliche Kapazität aktiviert wird, kann zwischen Resetpegel und Masse frei dimensioniert werden. Ist die Zusatzkapazität gleich zu Beginn wirksam $u_{\text{sep}} = u_{\text{reset}}$, das Kennlinienverhalten ist rein linear mit Steigung k_2 , kann zwar ein maximal hoher Signalpegel verarbeitet werden, kleine Leistungen führen jedoch zu niedrigen Integrationsspannungspegeln. Bleibt die Zusatzkapazität inaktiv, rein lineare Integration mit k_1 , ist die Sensitivität über den gesamten Bereich konstant hoch, große optische Leistungen führen entsprechend schnell zu Sättigungseffekten.

Über die freie Wahl der Zuschaltspannung kann eine optimale Anpassung der Sensordynamik an die gegebenen optischen Bedingungen erzielt werden. Dies ist mit aktiver Regelung der Sensitivität über die Zuschaltspannung auf Basis der aktuellen Integrationsspannungspegel, z.B. mit Hilfe von Digital/Analog-Wandlern, sogar adaptiv im Betrieb möglich.

Ist der erzielte Demodulationskontrast bereits bei geringen Gegentaktmodulationsspannungen hinreichend hoch, siehe Abschnitt 3.11.1, kann durch die Reduzierung des oberen Modulationsspannungspegels $u_{\text{mod,high}}$, jedoch zu Lasten einer geringfügigen Kontrastminderung, der quasi lineare Bereich unabhängig von einer Zusatzkapazität vergrößert werden, da erst bei entsprechend vergrößerten Integrationsspannungspegeln Ausgleichvorgänge zwischen den Auslesedioden durch die Modulation einsetzen, siehe Abschnitt 3.1.

Integrationsspannungsverlauf, *working region*

Abbildung 4.8 zeigt den gemessenen Einfluss der Zuschaltspannung sowie der Modulationsspannung auf den Integrationsspannungsverlauf über der Zeit für ein definiertes Lichtverhältnis.

Da die resultierende Spannung gleichermaßen linear von der Zeit als auch der optischen Leistung abhängt, kann aus dem zeitlichen Verlauf eine erzielte optische Dynamikerweiterung S_{opt} um mehr als Faktor $3.5 \approx +10.8 \text{ dB}$ abgelesen werden.

Dynamikbereich der Phasenmessung

Die Auswirkung der abschnittsweise nichtlinearen, bzw. erweitertet linearen Kennlinie auf die Phasenmessung $\varphi_{\text{ToF,calc}}$ zeigt Abbildung 4.9 am Beispiel einer hochauflösenden PMD-Matrix ohne aktive Hintergrundlichtunterdrückung und ohne Entzerrung der Abtastwerte.

Man erkennt eine Zunahme der resultierenden Dynamik, die sich durch eine verbesserte Standardabweichung bei gleichzeitiger Zunahme des Anteils der funktionierenden Pixel zeigt, wenn die Zusatzkapazität frühzeitig aktiviert wird, $u_{\text{sep}} = 2.5 \text{ V} \rightarrow 4.5 \text{ V}$. Der erzielte Dynamikbereich kann durch eine Reduzierung der Modulationsspannung, $u_{\text{mod,high}} = 2.0 \text{ V} \rightarrow 1.3 \text{ V}$, zusätzlich geringfügig vergrößert werden. Ist die Zusatzkapazität dauerhaft aktiv, $u_{\text{sep}} = 5 \text{ V}$, kann zwar eine Dynamikerweiterung für hohe Signalpegel erzielt werden, schwache Intensitäten führen jedoch erwartungsgemäß zu verkleinerten Spannungspegeln, die durch das unverändert konstante Systemrauschen

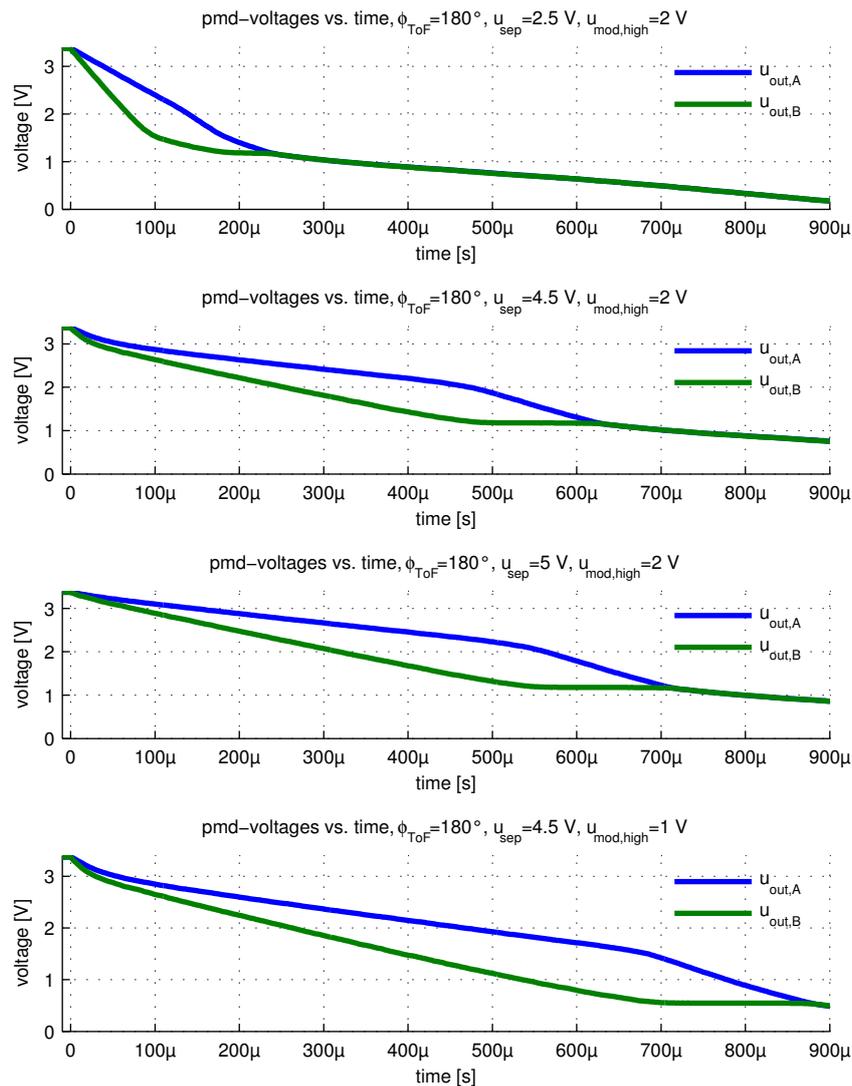


Abbildung 4.8: Dynamikerweiterung: Separationsgatekapazität, $u_{mod,high}$ -Reduzierung

in hohen Phasenunsicherheiten resultieren.

Erzielte Dynamikerweiterung, verdeutlicht an einer realen 3D-Szene

Abbildung 4.10 zeigt die Messung einer realen Szene mit hoher Signaldynamik, in Form von hohen Reflektivitäten in geringem Abstand und gleichzeitig niedrigen Reflektivitäten in weiter Entfernung, für drei verschiedene Integrationszeiten mit Einsatz einer hochauflösenden PMD-Matrix ohne aktive Hintergrundlichtunterdrückung.

Neben der gemessenen Entfernung zeigt Abbildung 4.10 (a) die örtliche und statistische Verteilung der Standardabweichung. Gleichzeitig verdeutlicht Bild 4.10 (b) den Intensitätsverlauf auf Basis des Summensignals und der Korrelationsamplitude.

Aufgrund der hohen Signaldynamik der betrachteten Szene kann keine Integrationszeit

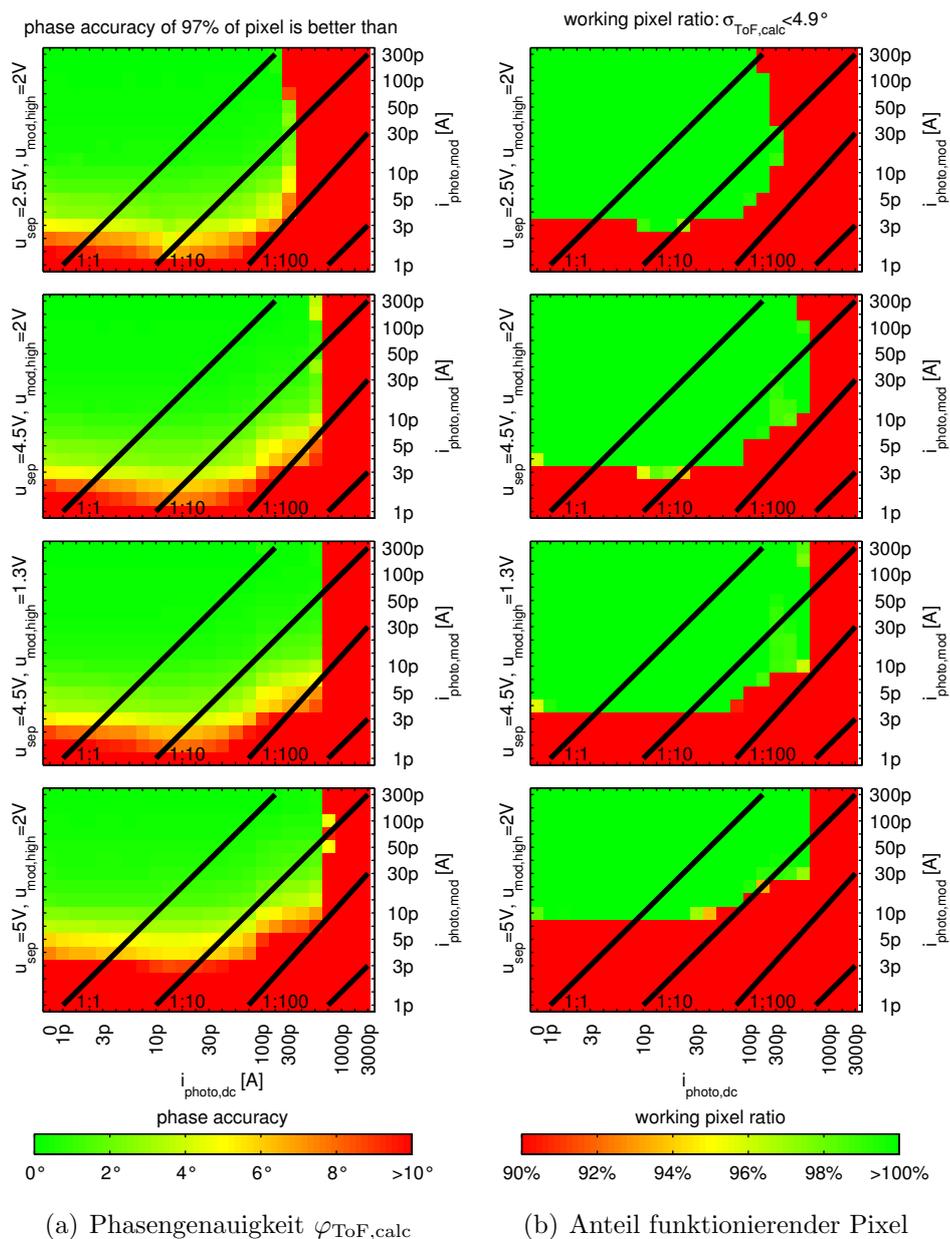
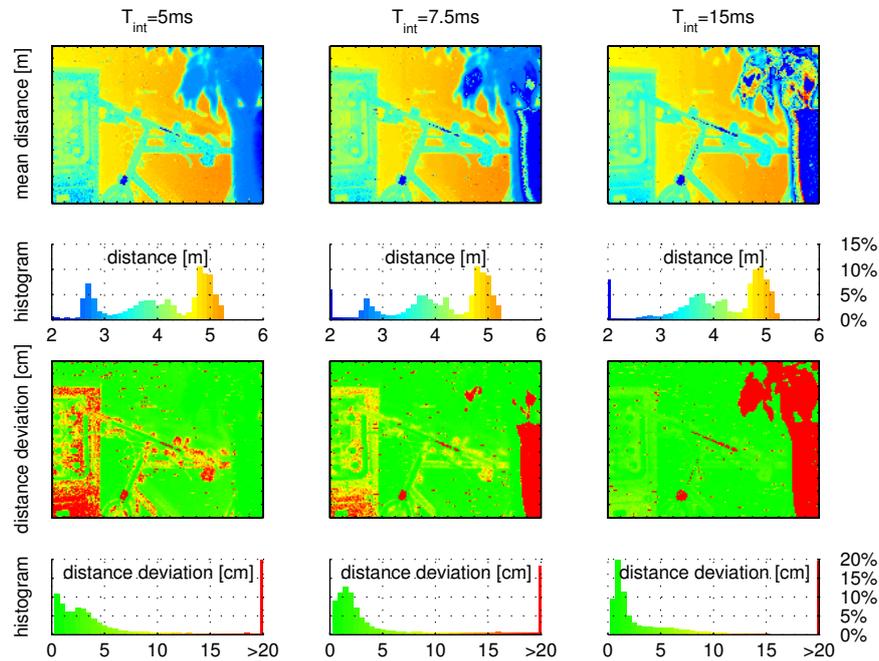


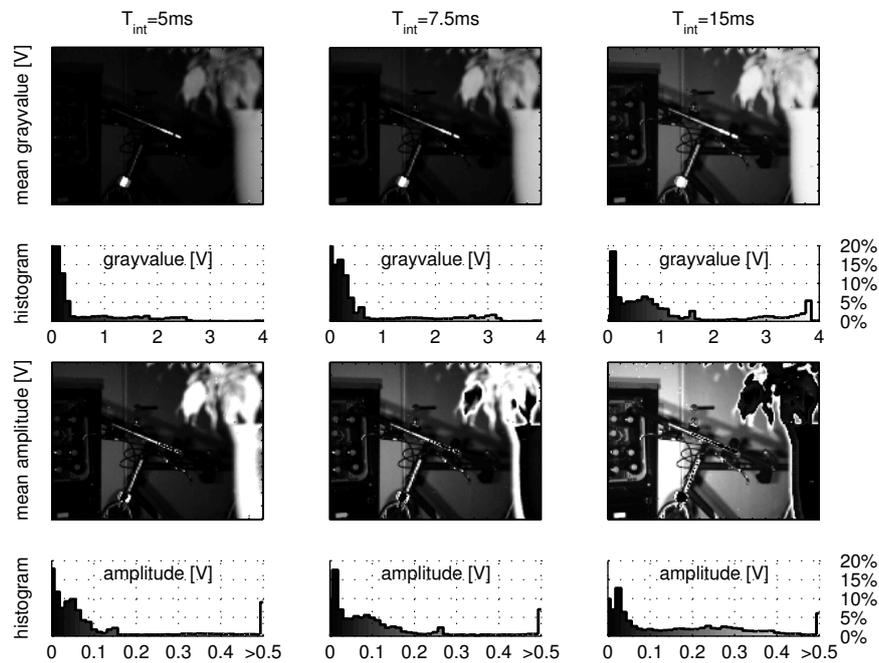
Abbildung 4.9: Dynamikbereich der Phasendetektion über Separationsspannung

gefunden werden, die die parallele Aufnahme des gesamten Bildbereichs mit niedriger Standardabweichung der detektierten Entfernung erfasst. Wird die Integrationsdauer $T_{\text{int}} = 15\text{ ms}$ auf schwache Signale von dunklen Zielen in großer Entfernung ausgelegt, führen helle Objekte im Nahfeld zu Sättigungseffekten und somit erheblich verringerten Korrelationsamplituden. Umgekehrt können dunkle, entfernte Objekte aufgrund des Systemrauschens nicht mehr genau erfasst werden, wenn die Integrationszeit $T_{\text{int}} = 5\text{ ms}$ auf den maximal auftretenden Signalpegel ausgelegt wird.

Wie Abbildungen 4.11 (a) und (b) verdeutlichen, ist durch die Vergrößerung der Inte-

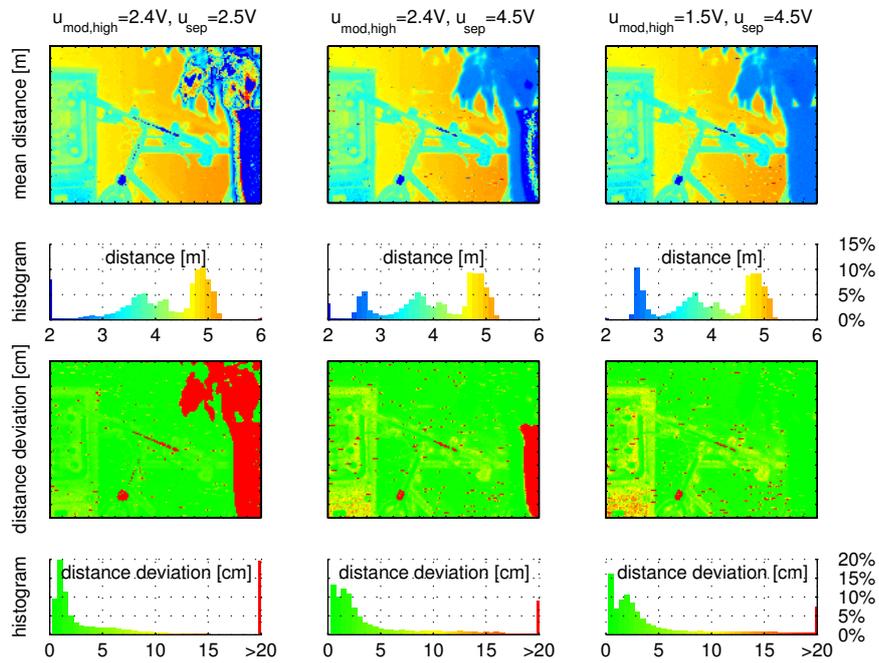


(a) Entfernungsbild, -verteilung, -genauigkeit, -genauigkeitsverteilung

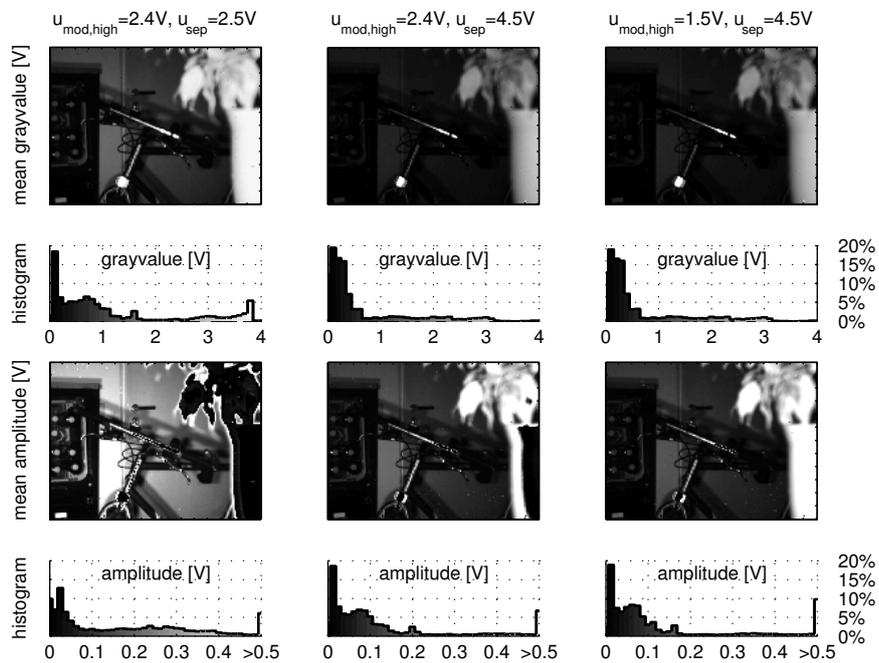


(b) Intensitätsbild, -verteilung

Abbildung 4.10: Entfernungsmessung über Integrationszeit



(a) Dynamikerweiterung der Entfernungsmessung



(b) Dynamikerweiterung der Intensitätssmessung

Abbildung 4.11: Dynamikerweiterung durch Separationsgatekapazität

grationskapazität für hohe Signalpegel, durch Anpassung der Separationsgatespannung u_{sep} mit gleichzeitiger Dynamikerweiterung durch Reduzierung der Gegentaktmodulationsspannung $u_{\text{mod,high}}$, die parallele Erfassung aller Bildpunkte mit einer Integrationszeit $T_{\text{int}} = 15 \text{ ms}$ möglich.

Aufgrund der verzerrten Kennlinie werden die Korrelationsamplitude und der absolute Integrationspegel bei hohen optischen Leistungen komprimiert, so dass helle Objekte in der bildgebenden Darstellung weniger hell erscheinen. Das Intensitätsbild 4.11 (b) wirkt ohne Korrektur der Verzerrung kontrastarm.

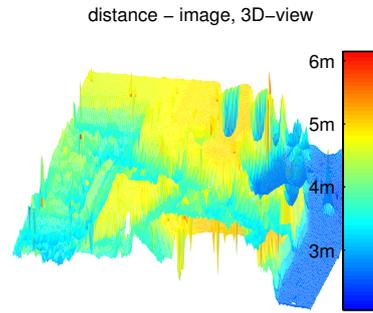
Während das Entfernungsbild bei regulärer Ansteuerung aufgrund der langen Integrationszeit $T_{\text{int}} = 15 \text{ ms}$ zwar dunkle Objekte auflöst, ist der resultierende Photostrom hoher Reflektivitäten so groß, dass insbesondere nahe Ziele zu Sättigung führen. Durch die Erhöhung der Separationsgatespannung von $u_{\text{sep}} = 2.5 \text{ V}$ auf $u_{\text{sep}} = 4.5 \text{ V}$ wird die Sensitivität gegenüber hohen Signalen reduziert, so dass entsprechend weniger Pixel gesättigt sind und eine nutzbare Entfernungsinformation liefern. Die verringerte Sensitivität führt jedoch gleichzeitig zu einer geringen Zunahme der Entfernungunsicherheit bei niedrigen Signalpegeln. Die zusätzliche Absenkung der Modulationsspannung von $u_{\text{mod,high}} = 2.4 \text{ V}$ auf $u_{\text{mod,high}} = 1.5 \text{ V}$ bewirkt eine Vergrößerung des linearen Integrationsbereichs, wodurch eine weitere Dynamiksteigerung erzielt werden kann. Allerdings nimmt der Demodulationskontrast mit verringerter Modulationsspannung etwas ab, so dass eine minimale Verschlechterung der Entfernungsauflösung beobachtet werden kann, siehe Abschnitt 3.11.1.

Ein Vergleich der erzielten Phasengenauigkeit bei erweiterter Signaldynamik ($T_{\text{int}} = 15 \text{ ms}$, $u_{\text{sep}} = 4.5 \text{ V}$, $u_{\text{mod,high}} = 1.4 \text{ V}$) mit den Messungen mit unterschiedlicher Integrationszeit in Abbildung 4.10 verdeutlicht, dass das betrachtete Szenario mit verbesserter Entfernungsauflösung gegenüber der ebenfalls alles erfassenden Messung mit kurzer Integrationszeit $T_{\text{int}} = 5 \text{ ms}$ aufgenommen werden kann. Gegenüber der Messung ohne Dynamikerweiterung mit identischer Integrationszeit $T_{\text{int}} = 15 \text{ ms}$ ist jedoch eine Verschlechterung der Entfernungsgenauigkeit bei niedrigen Signalpegeln festzustellen.

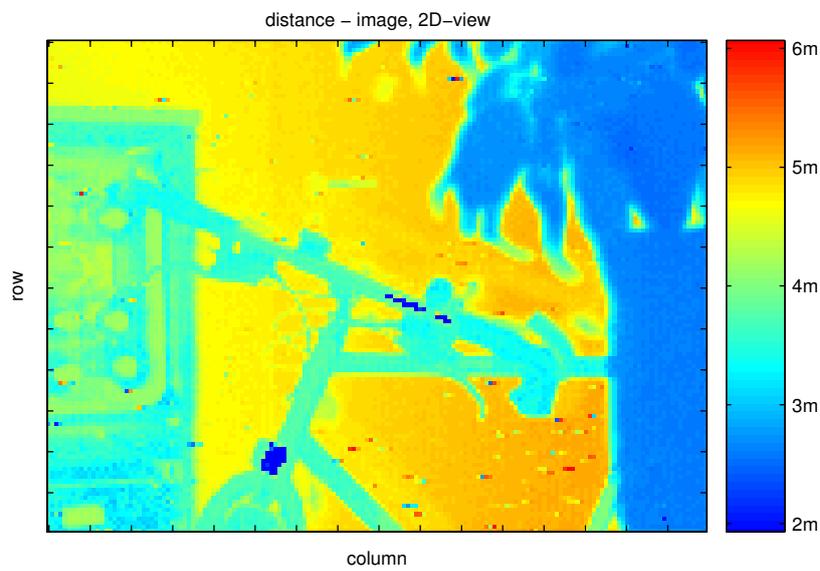
Abschließend zeigt Abbildung 4.12 die mit Dynamikerweiterung erzielten Entfernungsbild- und Intensitätsbilder. Um die vorhandene, aber komprimierte Intensitätsinformation zu verdeutlichen, erfolgt die Darstellung des herkömmlichen Graubildes und der Korrelationsamplitude mit zwei verschiedenen Skalierungen der Farbachse.



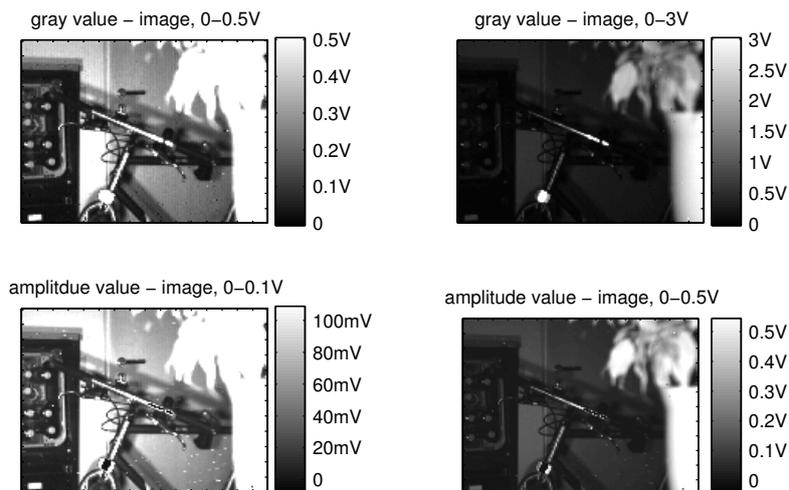
(a) Field of View



(b) Entfernungsbild, 3D-Ansicht



(c) Entfernungsbild, 2D-Ansicht



(d) Intensitätsbilder, Summenspannung und Korrelationsamplitude

Abbildung 4.12: 3D-Bilder mit abschnittsweise linearer Dynamikerweiterung

Kapitel 5

Zusammenfassung und Ausblick

5.1 Zusammenfassung

Die Zielsetzung dieser Arbeit lag in der Definition und Untersuchung von geeigneten Charakterisierungsparametern und Messmethoden zur qualifizierenden Bewertung von Photogate-PMD-Sensoren. Um eine subjektive Performancebewertung zu ermöglichen mussten daher charakteristische PMD-Kenngrößen evaluiert werden, die über definierte Messmethoden reproduzierbar ermittelt werden können. Grundvoraussetzung dafür war die Definition und Entwicklung einer geeigneten, universellen Charakterisierungsplattform, die den besonderen Anforderungen der PMD-Sensorik gerecht wird.

Der qualitative Vergleich verschiedener PMD-Generationen und -Variationen über geeignete Kenngrößen ermöglicht eine objektive Funktionalitätsbewertung. Diese erlaubt die Verifikation von theoretisch vorausgesagten Zusammenhängen, dient der Auffindung von optimalen Designvariationen zur Weiterentwicklung und Verbesserung der PMD-Eigenschaften und stellt eine Möglichkeit zur Überwachung der Produktqualität dar.

Im Zeitrahmen dieser Arbeit wurde eine flexible, modulare Charakterisierungsplattform realisiert, die es erlaubt, unterschiedliche PMD-Sensorvariationen unter definierten, konstanten und reproduzierbaren Umgebungsbedingungen zu betreiben. Soll der Einfluss einer bestimmten Umgebungsvariable charakterisiert werden, ist eine zusätzliche Beeinflussung der Messung durch weitere, unbeabsichtigt geänderte Parameter, die das Ergebnis verfälschen würden, unbedingt zu vermeiden. Die Realisierung in Form einer Direktbestrahlung erlaubt die unabhängige Regelung der Signalphasenlage und -leistung über elektrische Verzögerungsglieder und optische Dämpfungsfiler, während eine alternative Reflektionsmessung von unterschiedlich reflektierenden Flächen mit variabler

Entfernung mit einer quadratischen Intensitätsänderung verbunden ist und eine ständige Anpassung der optischen Abbildungseigenschaften erfordert. Damit das Ergebnis der Charakterisierung maßgeblich durch die Eigenschaften des PMDs und nicht durch die Limitationen einzelner Komponenten des Gesamtsystems, bestehend aus PMD-Prüfling und Messumgebung, beeinflusst wird, müssen die physikalischen Grenzen der Messequipments hinreichend weit entfernt und zwingend bekannt sein. Zusätzlich gewährleistet eine geeignete PMD-Ansteuerung und -Auslese sowie die Abschirmung der Messumgebung gegen äußere Einflussgrößen die rauscharme Erfassung der PMD-Signale.

Mit Hilfe der realisierten und automatisierten Charakterisierungsumgebung konnten verschiedene Charakterisierungsparameter und -methoden definiert, evaluiert und beschrieben werden, die eine qualifizierende Beurteilung der PMD-Funktionalität ermöglichen. Beginnend mit der Anpassung photosensortypischer Kenngrößen an die PMD-Funktionsweise zur Bewertung der Detektoreigenschaften werden verschiedene Charakterisierungsparameter wie Empfindlichkeit, Dunkelstrom, Fixed Pattern Noise, Homogenität und Möglichkeiten zur Defektpixelerkennung vorgestellt. Zur Bewertung der PMD-Mischeigenschaften werden sowohl statische als auch dynamische Gegentaktmischerkennlinien und die Korrelationseigenschaft des Sensors ausgewertet. Die Kernfunktionalität des PMD-Sensors in Form der Gegentaktmischung eines optischen Eingangssignals auf zwei separate Ausgangssignale mit einem elektrischen Gegentaktmulationssignal kann mit Hilfe des Demodulationskontrastes in Abhängigkeit verschiedener Umgebungsbedingungen, z.B. zur Bestimmung der Bandbreite, quantitativ ermittelt werden. Symmetrieparameter und die Definition einer Demodulationsempfindlichkeit stellen weitere geeignete Kenngrößen zur Funktionsbeurteilung dar. Über die anwendungsnahe Bewertung der Fähigkeit des PMDs, eine relative Phasenverschiebung zwischen einem elektrischen Referenzsignal und dem empfangenen, laufzeitverzögerten optischen Signal zu ermitteln, können die Einsatzgebiete des Sensors in unterschiedlichen Applikationen evaluiert werden. Neben der Bestimmung der Linearität und Stabilität der Phasendetektion sowie der Resistenz gegenüber Änderungen der Umgebungsbedingungen kann die verarbeitbare optische Signaldynamik messtechnisch ermittelt werden. Darüber hinaus wird mit dem Fixed Pattern Phase Noise eine dem Fixed Pattern Noise vergleichbare feste PMD-typische Bildstörgröße vorgestellt.

Über die Simulation verschiedener nichtlinearer Integrationskennlinien wurde darüber hinaus eine Möglichkeit der Dynamikerweiterung vorgestellt. Die Vergrößerung der Signaldynamik durch abschnittsweise lineare Kennlinien mit gleichzeitiger Erweiterung des Arbeitsbereichs konnte auf Basis einer existierenden PMD-Matrix sowohl unter Mess-

bedingungen, als auch für die bildgebende Entfernungsmessung einer realen Szene nachgewiesen werden.

5.2 Ausblick

Der derzeitige Stand der realisierten Charakterisierungsplattform ermöglicht aus heutiger Sicht die vollständige Parametrisierung und Charakterisierung aktueller PMD-Sensorgenerationen.

Die Umsetzung in einer PC-gesteuerten modularen Umgebung, bestehend aus zahlreichen flexiblen und hochpräzisen Signalquellen, gewährleistet grundsätzlich die Kompatibilität zu allen bestehenden und zukünftigen Sensoren und Anforderungen, ist jedoch mit entsprechend hohen Investitionskosten und, trotz Automatisierung, gleichzeitig verhältnismäßig langsamer Messgeschwindigkeit verbunden. Dies ist in der Steuerung und dem Datenaustausch mit den verschiedenen Signalgeneratoren und entsprechenden Aufschaltzeiten begründet. Ermöglicht der Einsatz hochwertiger Rechtecksignalgeneratoren zur Modulationserzeugung zwar ein präzises und konstantes Signal, so dass beispielsweise eine Pseudokorrelationsfunktion vollständig vermieden werden kann, benötigt die Programmierung und Umsetzung einer Phasenverschiebung durch den PC jedoch etwa 100 ms. Die Durchführung einer 4-Phasenmessung mit einer eigentlichen Framedauer von $t_{\text{frame}} = 1$ ms, bestehend aus Resetdurchführung, Integration und Auslese, vergrößert sich somit von ideal $4 \cdot t_{\text{frame}} = 4$ ms auf $4 \cdot (t_{\text{frame}} + t_{\text{setphase}}) = 404$ ms. Zukünftige Weiterentwicklungen der Messumgebung, z.B. aktuell basierend auf der PC-unabhängigen Generierung des PMD-Timings und der Modulationssignale aus einem FPGA mit Integration einzelner vollständiger Messroutinen, reduzieren Platzbedarf und Kosten der Messumgebung bei deutlich gesteigerter Messgeschwindigkeit.

Aufgrund der kontinuierlich fortschreitenden Weiterentwicklung der PMD-Sensoren, mit verbesserten Mischeigenschaften, gesteigerter Sensitivität oder zunehmender Pixelzahlen, sowie der zukünftigen SoC-Funktionserweiterung, *System on Chip*, z.B. durch Integration der Analog-Digitalwandlung, Timinggenerierung oder ROI-Bildung, liegt das Ziel der PMD-Charakterisierung und -Parametrisierung weiterhin darin, den Anforderungen der aktuellen Entwicklung gerecht zu werden.

Anhang A

Mess- und Simulationsbedingungen

A.2 Kapitel 2

Tabelle 2.3

Teststruktur	Z10C12P1 #b
λ	625 nm
Beleuchtung	DC
i_{photo}	27.6 pA
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	40 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
T	25° C
N_{Meas}	1
Messung	PG-VXI-MP, 18.12.2003, Albrecht

Abbildung 2.5 (a)

Teststruktur	Z16i2 #2B
λ	660 nm
$i_{\text{photo,mod}}$	100 fA ··· 30 nA
f_{mod}	10 MHz
$T_{\text{int,adaptiv}}$	$u_{\Sigma} _{T_{\text{int}}} = 1.6 \text{ V}$
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 24.05.2006, Albrecht

Abbildung 2.8

$i_{\text{photo,dc}} : i_{\text{ph.,mod}}$	0:1 ··· 1000:1
DutyCycle _{0°}	51/49, 50.1/49.9, 50.01/49.99, 50/50
DutyCycle _{90°}	50/50
DutyCycle _{180°}	50/50
DutyCycle _{270°}	50/50
C _D	38 %
Simulation	15.07.2006, Albrecht

Abbildung 2.9

Teststruktur	Z16i2 #2B
λ	660 nm
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
f_{mod}	100 kHz
T_{int}	528 μs , 530 μs , 532 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 24.05.2006, Albrecht

A.3 Kapitel 3

Abbildung 3.1 (a)

Teststruktur	Z16C1P3 #10c
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	910 μs
u_{reset}	5 V
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$i_{\text{photo,mod}}$	35 nA
φ_{ToF}	0°
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.2

Teststruktur	Z16C1P3 #10c
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	910 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$i_{\text{photo,mod}}$	35 nA
φ_{ToF}	90°
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.3 (a)

Teststruktur	Z16C1P3 #10c
λ	660 nm
f_{mod}	1 MHz
T_{int}	910 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$i_{\text{photo,mod}}$	35 nA
φ_{ToF}	0°
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.3 (c)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G #3
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	10 ms
T_{hold}	40 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
u_{sens}	0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	10 nA
φ_{ToF}	90°
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.4 (a)

Teststruktur	Z16C1P4 #10c
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	6 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	5 nA
φ_{ToF}	0°
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 09.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.5

Teststruktur	Z12C10P2-B #2 Z12C10P2-E #1
λ	400 nm · · · 1000 nm
$\Delta\lambda$	±5 nm
f_{mod}	DC
u_{sep}	1.5 V
$u_{\text{mod,A}}$	1.5 V
$u_{\text{mod,B}}$	1.5 V
$i_{\text{photo,mod}}$	~100 pA
N_{Meas}	1
T	24° C
Messung	spektraler MP, IHE 03.11.2005, IHE, Albrecht

Abbildung 3.6

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G
Mikroskopbild	14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.7 (a)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G-pML #35
Mikroskopbild	14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.7 (b), (c)

Teststruktur	PhotonICs 1kS-3G-pML #35
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	1 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.8

Teststruktur	Z16C1P3 #10c
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	910 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$i_{\text{photo,mod}}$	35 nA
φ_{ToF}	90°
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 14.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.9 (a)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G #3
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 ms, 6.5 ms, 700 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
i_{photo}	0
T	~25° C, ~80° C, ~110° C
ΔT	$\pm 1^\circ \text{C}$
N_{Meas}	1
Messung	PG-VXI-MP, 29.03.2006, Albrecht

Abbildung 3.9 (b)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G #3
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
i_{photo}	0
N_{Meas}	1
T	~25° C
Messung	PG-VXI-MP, 29.03.2006, Albrecht

Abbildung 3.11

Teststruktur	Z10C12P2 #b
λ	470 nm, 637 nm, 870 nm
f_{mod}	DC
T_{int}	6 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,A}}$	0.5 V ··· 1.5 V
$u_{\text{mod,B}}$	1.5 V ··· 0.5 V
i_{photo}	~100 pA
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 24.06.2004, Albrecht

Abbildung 3.12 (a)

Teststruktur	Z11C1bP3 #b
Mikroskopbild	24.06.2004, Albrecht

Abbildung 3.12 (b)

Teststruktur	Z11C1bP3 #b
λ	637 nm
f_{mod}	DC
T_{int}	6 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,A}}$	0.5 V ··· 1.5 V
$u_{\text{mod,B}}$	1.5 V ··· 0.5 V
$i_{\text{photo,mod}}$	~50 pA ··· 180 pA
x_{position}	0 μm ··· 150 μm
$\Delta x_{\text{position}}$	1 μm
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 24.06.2004, Albrecht

Abbildung 3.13 (a)

Teststruktur	Z16C1P3a #10
λ	660 nm
f_{mod}	1 MHz
T_{int}	30 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.5 V, 1.5 V, 3.0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	40 nA
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 09.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.13 (b)

Teststruktur	Z16C1P3a #10
λ	660 nm
f_{mod}	1 MHz
T_{int}	30 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$i_{\text{photo,mod}}$	40 nA
φ_{ToF}	0°, 90°, 180°, 270°
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 09.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.14

Teststruktur	Z16C1P4a #10-13B
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-3.0 V...0.05 V...5.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V...0.05 V...5.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	60%
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
φ_{ToF}	0°, 180°
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 17.05.2006, Albrecht
$u_{\text{mod},\Delta_1}(t)$	$0.2 \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_{\text{mod}}} \cdot t\right)$
$u_{\text{mod},\Delta_2}(t)$	$2 \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi}{T_{\text{mod}}} \cdot t\right)$
$u_{\text{mod},\Delta_3}(t)$	$2 \cdot \text{rect}_{\text{rep}, T_{\text{mod}}}\left(\frac{t - T_{\text{mod}}/4}{T_{\text{mod}}/2}\right)$
$F_{\text{opt}}(t)$	$\text{rect}_{\text{rep}, T_{\text{mod}}}\left(\frac{t - T_{\text{mod}}/4}{T_{\text{mod}}/2}\right)$
Simulation	23.07.2006, Albrecht

Abbildung 3.15

Teststruktur	Z16C1P4a #10-13B
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V...0.05 V...2.5 V
$u_{\text{mod,c}}$	60%
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
φ_{ToF}	0°, 180°
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 17.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.16

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	900 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 17.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.17

Teststruktur	Z16C1P3a #10c
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.25 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	850 pA, 2 nA, 5 nA, 10 nA, 15 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 09.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.18

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	900 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0.5 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 26.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.19

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G #6 Row 8, Column 32
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.1 V
u_{sens}	4 V
$i_{\text{photo,mod}}$	5 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	2 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 17.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.20

Teststruktur	Z14C1P1 #1-2
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	0.5 V, 0.75 V, 1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	1 V, 1.5 V, 2 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 26.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.21

Teststruktur	Z14C1P1 #1-2
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
DutyCycle _{PMD}	30/70, 50/50, 70/30
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 26.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.22

Teststruktur	Z14C1P1 #1-2
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
DutyCycle _{opt}	30/70, 50/50, 70/30
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	~1.5 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 26.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.23

$T_{\text{rise}} = T_{\text{fall}}$	$0 \cdots \frac{1}{4} T_{\text{mod}}$
Simulation	02.09.2006, Albrecht

Abbildung 3.24

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
$P_{\text{opt,Laser}}$	MG 56 ICS 153/HS modifizierte Ansteuerung
$P_{\text{opt,Detektor}}$	Femto Current Amplifier HCA-S
f_{mod}	20 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	~1 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 30.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.25

Teststruktur	Z15C1P3 #1a
λ	660 nm
f_{mod}	20 MHz
T_{int}	1.5 s
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	~ 36.6 fA
i_{dark}	~ 1.148 pA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 30.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.26

Teststruktur	Z15C1P3 #1a
λ	660 nm
f_{mod}	20 MHz, 70 MHz
T_{int}	470 μ s
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 27.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.27 (a) (b)

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	900 μ s
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 27.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.28

Signalform	Sinus, Rechteck
C	38 %
T_{int}	1 ms
$i_{\text{photo,mod}}$	1 nA
Simulation	27.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.29 (a), (b)

Signalform	Sinus, Rechteck
C	38 %
T_{int}	1 ms
i_{photo}	1 nA
N_{Algo}	3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 16 32, 64, 90, 128, 180
Alogorithmus	$C_{\text{PP}} = f(\text{PeakPeak})$ $C_{\text{cos}} = f(\text{cos-Approx})$ $C_{\Lambda} = f(\text{Dreieck-Approx})$
Simulation	27.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.30 (a)

C_{D}	38 %
$i_{\text{photo,dc}}/i_{\text{ph.,mod}}$	$10^{-3 \dots 3}$
Simulation	27.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.31

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μ s
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-2.5 V \dots 4.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V \dots 6.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 15.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.32

Teststruktur	PhotonICs 3kS2-3G #06-15B
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μ s
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-2.0 V \dots 3.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V \dots 4.5 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 20.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.33

Teststruktur	PhotonICs 3kS2-3G #06-15B
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,low}}$	0 V
$u_{\text{mod,high}}$	0.1 V \dots 4.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 20.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.34 (b)

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #06-15B Row 24, Column 32
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	2.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	4.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	2.4 V (60 %)
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 16.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.35

Teststruktur	Z16C1P1a #10-06B
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	490 μs
u_{sep}	0.1 V \dots 4.0 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-1.0 V \dots 2.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V \dots 4.0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 16.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.36

Teststruktur	Z16C1P4a #10-06B
λ	660 nm
f_{mod}	5 MHz
T_{int}	490 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-1.0 V \dots 2.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V \dots 4.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	0 % \dots 100 %
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 16.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.37

$T_{\text{rise}} = T_{\text{fall}}$	0 \dots $\frac{1}{4} T_{\text{mod}}$
Simulation	02.09.2006, Albrecht

Abbildung 3.38

Teststruktur	Z16C1P4a #10-06B PhotonICs 3kS2 #10-17
λ	660 nm
f_{mod}	10 kHz \dots 100 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	25 pA, 1 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 21.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.39

λ	660 nm
f_{mod}	40 MHz, 100 MHz
$P_{\text{opt,Laser}}$	MG 56 ICS 153/HS
$P_{\text{opt,Detektor}}$	Femto Current Amplifier HCA-S
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	21.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.40

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #10-17
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
$T_{\text{int,adaptiv}}$	$u_{\Sigma} _{T_{\text{int}}} = 1.6 \text{ V}$
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{phot,mod}}$	90 fA \cdots 2 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 18.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.41

Teststruktur	Z16C1P4 #06-B4
λ	650 nm, 850 nm, 910 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 16.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.42

Teststruktur	PhotonICs 3kS2-3G #06-15B
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-2.0 V \cdots 3.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V \cdots 4.5 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 20.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.43

Teststruktur	Z16C1P4 #06-B4
λ	650 nm, 850 nm, 910 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 16.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.44 (a)

Teststruktur	Z14C1P1 #1-2
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
DutyCycle _{PMD}	30/70, 50/50, 70/30
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 26.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.44 (b)

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-2.5 V \cdots 4.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V \cdots 6.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	60 %
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 15.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.44 (c)

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
$P_{\text{opt,Laser}}$	MG 56 ICS 153/HS modifizierte Ansteuerung
f_{mod}	20 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	~ 1 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 30.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.44 (d)

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #06-15B
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	800 μ s
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
φ_{ToF}	0°, 180°
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 04.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.45

Signalform	Sinus, Rechteck
C	38 %
T_{int}	1 ms
i_{photo}	1 nA
φ_{ToF}	0°...360°
N_{Algo}	3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 16 32, 64, 90, 128, 180
Simulation	27.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.46

C_{D}	38 %
T_{int}	1 ms
$i_{\text{photo,mod}}$	1 nA
φ_{ToF}	0°...360°
N_{Algo}	4
$As_{0^\circ 180^\circ} =$	-2.0 %...2.0 %
Simulation	05.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.47

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
$P_{\text{opt,Laser}}$	MG 56 ICS 153/HS modifizierte Ansteuerung
f_{mod}	20 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$i_{\text{photo,mod}}$	~ 1 nA
φ_{ToF}	0°...360°
N_{Algo}	4
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 30.04.2006, Albrecht

Abbildung 3.49

$T_{\text{rise}} = T_{\text{fall}}$	$0 \dots \frac{1}{4} T_{\text{mod}}$
φ_{ToF}	0°...360°
N_{Algo}	3, 4, 8
Simulation	02.09.2006, Albrecht

Abbildung 3.48

Teststruktur	Z12C1P1-E #1 Z12C1P2-E #1 Z12C9P1-E #2
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
$T_{\text{int,adaptiv}}$	$u_{\Sigma} T_{\text{int}} = 1.6$ V
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1 pA...40 nA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
$\varphi_{\text{ToF,calc}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 02.09.2004, Albrecht

Abbildung 3.50

Teststruktur	Z14CiP2 #w2l3
λ	660 nm
f_{mod}	62.5 MHz
T_{int}	50 μs ... 4 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	50 pA
N_{Algo}	4
N_{Meas}	50
φ_{ToF}	$\sim -85.5^\circ$
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 02.09.2004, Albrecht

Abbildung 3.51

Teststruktur	Z16C1P4a #10-13B
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	500 μs
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	-2.5 V ... 4.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	0.1 V ... 6.0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
φ_{ToF}	$\sim 0^\circ$
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
$\varphi_{\text{ToF,calc}} : N_{\text{Algo}}$	180
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 28.05.2006, Albrecht

Abbildung 3.53

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G #3
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	200 ns
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	0
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 20.09.2005, Albrecht

Abbildung 3.52 (a), (b)

Teststruktur	PhotonICs 19k #69
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	100 pA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 06.10.2005, Albrecht

Abbildung 3.54 (a)

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #10-17
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
N_{Algo}	360
φ_{ToF}	$\sim -1^\circ$
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 08.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.54 (b)

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #10-17
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
N_{Algo}	4
φ_{ToF}	$0^\circ \dots 360^\circ$
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 08.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.55 (a)

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #10-17
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.0 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.0 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.2 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 08.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.55 (b)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-3G #3
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,low}}$	0 V
$u_{\text{mod,high}}$	2.5 V, 1.4 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.5 V, 0.84 V (60%)
$i_{\text{photo,mod}}$	500 pA
$C_{\text{PP}} : N_{\text{Algo}}$	180
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 08.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.56

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #10-17 Row 25, Column 32
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms, 4 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.1 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.2 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.32 V (60%)
u_{sens}	4 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 nA, 1 nA, 4 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 08.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.57

Teststruktur	PhotonICs 3kS2 #10-17
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
u_{sens}	0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	0 A
$i_{\text{photo,dc}}$	40 pA ··· 30 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 07.06.2006, Albrecht

Abbildung 3.58 (a), (b), (c), (d), (e), (f)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-2G #3
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
u_{sens}	0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1 pA ··· 20 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 ··· 100 nA
φ_{ToF}	0°, 180°
N_{Meas}	1
T	25° C
Messung	PG-VXI-MP, 17.01.2006, Albrecht

Abbildung 3.59 (a)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-2G #6
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
u_{sens}	0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	30 pA
$i_{\text{photo,dc}}$	3 nA
N_{Algo}	4
N_{Meas}	100
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 28.03.2006, Albrecht

Abbildung 3.59 (b)**Abbildung 3.60 (a), (b), (c)**

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-2G #6
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
u_{sens}	0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	10 pA \cdots 6 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 \cdots 100 nA
N_{Algo}	4
N_{Meas}	100
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 28.03.2006, Albrecht

Abbildung 3.61 (a), (c), (d)

Teststruktur	PhotonICs 1kS2-2G #6
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,offset}}$	1.05 V
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	2.1 V
$u_{\text{mod,c}}$	1.26 V (60%)
u_{sens}	0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	10 pA \cdots 6 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 \cdots 100 nA
N_{Algo}	4
N_{Meas}	100
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 28.03.2006, Albrecht

Abbildung 3.61 (b), (c), (d)

f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
$i_{\text{photo,mod}}$	10 pA \cdots 6 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 \cdots 100 nA
N_{Algo}	4
C_{D}	38 %
ν_{ro}	0.68
σ_{system}	240 μV
Simulation	14.06.2006, Albrecht

A.4 Kapitel 4**Abbildung 4.2**

Kennlinie	linear
T_{int}	1 ms
$i_{\text{photo,mod}}$	4 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 A
N_{bit}	8
N_{Algo}	4
k	1 V/V
$u_{\text{dist,max}}$	5 V
Simulation	24.06.2006, Albrecht

Abbildung 4.3

Kennlinie	abschnittsweise linear
T_{int}	1 ms
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 A
N_{bit}	10
N_{Algo}	4
k_1	1 V/V
k_2	0.1 V/V
u_{chg}	1 V
$u_{\text{dist,max}}$	5 V
Simulation	24.06.2006, Albrecht

Abbildung 4.4

Kennlinie	rein logarithmisch
T_{int}	1 ms
$i_{\text{photo,mod}}$	3 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 A
N_{bit}	12
N_{Algo}	4
k	0.8 V/V _{Dekade}
u_{ref}	100 μV
$u_{\text{dist,max}}$	5 V
Simulation	24.06.2006, Albrecht

Abbildung 4.5

Kennlinie	linear logarithmisch
T_{int}	1 ms
$i_{\text{photo,mod}}$	1.5 nA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 A
N_{bit}	12
N_{Algo}	4
k_1	1 V/V
k_2	1 V/V
k_3	0.8 V/V _{Dekade}
u_{chg}	1 V
$u_{\text{dist,max}}$	5 V
Simulation	24.06.2006, Albrecht

**Abbildung 4.6 (a), (b),
Abbildung 4.7 (a), (b)**

Kennlinie	linear abschnittsweise linear rein logarithmisch linear logarithmisch
T_{int}	1 ms
i_{corr}	$1 \cdot 10^{-12} \dots 0.2 \dots -7 \text{ A}$
i_{uncorr}	$0 \text{ A}, 1 \cdot 10^{-12} \dots 0.2 \dots -7 \text{ A}$
N_{bit}	8, 12, 16
N_{Algo}	4
Simulation	24.06.2006, Albrecht

Abbildung 4.8

Teststruktur	Z16C1P1a #06-B4
λ	660 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V, 4.5 V, 5.0 V
$u_{\text{mod,low}}$	0 V
$u_{\text{mod,high}}$	2.0 V, 1.0 V
$i_{\text{photo,mod}}$	25 nA
N_{Meas}	1
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 14.04.2006, Albrecht

Abbildung 4.9

Teststruktur	PhotonICs 19k #4
λ	850 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	1 ms
u_{sep}	2.5 V, 4.5 V, 5.0 V
$u_{\text{mod,low}}$	0 V
$u_{\text{mod,high}}$	2.0 V, 1.3 V
$i_{\text{photo,mod}}$	1 pA \dots 300 pA
$i_{\text{photo,dc}}$	0 \dots 3 nA
N_{Algo}	4
N_{Meas}	100
T	21° C
Messung	PG-VXI-MP, 11.04.2006, Albrecht

Abbildung 4.10 (a), (b)

Teststruktur	PhotonICs 19 #6
$P_{\text{opt,mod}}$	$2x \approx 1.5 \text{ W}$ $2x \text{ PMDTec-BModul7x8-}$ Vishey-TSFF5400
$P_{\text{opt,dc}}$	$\approx 500 \text{ lx}$, Bürobeleuchtung
λ	860 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	5.0 ms, 7.5 ms, 15.0 ms
u_{sep}	2.5 V
$u_{\text{mod,low}}$	0 V
$u_{\text{mod,high}}$	2.4 V
Distanz	2.5 m \dots 5.5 m
N_{Algo}	4
N_{Meas}	100
T	24° C
Messung	MP05-II 28.07.2006, Albrecht

Abbildung 4.11 (a), (b)**Abbildung 4.12 (b), (c), (d)**

Teststruktur	PhotonICs 19k #6
$P_{\text{opt,mod}}$	$2x \approx 1.5 \text{ W}$ $2x \text{ PMDTec-BModul7x8-}$ Vishey-TSFF5400
$P_{\text{opt,dc}}$	$\approx 500 \text{ lx}$, Bürobeleuchtung
λ	860 nm
f_{mod}	10 MHz
T_{int}	15.0 ms
u_{sep}	2.5 V, 4.5 V
$u_{\text{mod,low}}$	0 V
$u_{\text{mod,high}}$	2.4 V, 1.5 V
Distanz	2.5 m \dots 5.5 m
N_{Algo}	4
N_{Meas}	100
T	24° C
Messung	MP05-II 28.07.2006, Albrecht

Anhang B

Formelzeichen und Abkürzungen

B.1 Formelzeichen

$\delta\varphi_{\text{ToF}}$	Theoretische Genauigkeitslimitation der Phasenmessung [$^{\circ}$]
δd_{ToF}	Theoretische Genauigkeitslimitation der Phasenmessung [m]
$\delta_{\text{A/B}}$	Gradient der PMD-Ausgangsspannung $u_{\text{out,A/B}}$, $u_{\text{int,A/B}}$
δ_{pol}	Transmissionsfaktor der Polarisationsfilterkombination unter φ_{pol}
Δf	Bandbreite
Δi_{int}	Differenzstrom der beiden Auslesezeige
ΔP_{opt}	Optische Leistungsänderung
ΔQ_{kTC}	Resetrauschen, Ladung
ΔT	Temperaturdifferenz, -änderung
ΔT_{adc}	Wandelzeitpunktvariation, Jitter
ΔT_{2x}	Temperaturdifferenz \rightarrow Dunkelstromverdopplung
Δu_{CF}	PMD Korrelationsfunktion, $\varphi_{\text{ToF}} = 0 \cdots 2\pi$
Δu_{Gate}	Differenz der Modulationsgatespannungen
Δu_{int}	Differenz der PMD-Integrationsspannungen $\Delta u_{\text{int}} = u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}}$
$\Delta u_{\text{mod,A/B}}$	Statische Potentialdifferenz zwischen Modulationsgate A und B
$\Delta\varphi_{\text{sys}}$	Phasenschrittweite des Messequipments
$\Delta\varphi_{\text{ToF,calc}}$	Änderung der detektierten Phase
$\Delta\varphi_{\text{ToF}}$	Abtastschrittweite der Korrelationsfunktion, Änderung der ToF-Phase
$\Delta_{\text{norm}}\sigma_{u_{\Delta\text{PP}}}$	Normierte Standardabweichung der Korrelations-PeakPeak-Spannung

$\Delta_{\text{norm}} u_{\Delta\text{PP}}$	Normierte Korrelations-PeakPeak-Spannung
ϵ_{abs}	Absoluter Messfehler
ϵ_{rel}	Relativer Messfehler
$\epsilon_{\text{s}, \varphi_{\text{ToF}}}$	Systematischer Phasenfehler
ϵ_{s}	Systematischer Messfehler
ϵ_{z}	Statistischer Messfehler
$\epsilon_{\varphi_{\text{ToF}}}$	Phasenfehler
η_{ex}	Externe Quantenausbeute, Quantenwirkungsgrad, quantum efficiency
$\eta_{\text{PMD,AC}}$	AC-Demodulationswirkungsgrad, modulierte Gatespannung
$\eta_{\text{PMD,DC}}$	DC-Demodulationswirkungsgrad, statische Gatespannung
φ_{PCF}	Phasenlage der Pseudokorrelationsfunktion, Scheinphase
φ_{pol}	Winkelstellung zwischen Polarisationsfiltern
$\varphi_{\text{ToF,calc}}$	Berechnete Phasenverschiebung zwischen optischem und elektrischen Signal
φ_{ToF}	Phasenverschiebung zwischen optischem und elektrischem Modulationssignal
$\varphi_{s_1 s_1}(\tau)$	Autokorrelationsfunktion des Signale s_1
$\varphi_{s_1 s_2}(\tau)$	Kreuzkorrelationsfunktion der Signale s_1, s_2
$\vec{\varphi}_{\text{sys}}$	Diskrete Phasenlagen, Stützstellen der Korrelationsfunktion
λ	Wellenlänge des optischen Signals c/ν
$\lambda_{50\%}$	Halbwertsbreite des optischen Signals
λ_{mod}	Wellenlänge des Modulationssignals c/f_{mod}
μ_x	Erwartungswert der Messreihe x
ν	Optische Frequenz c/λ
ν_{Nx}	Verstärkungsfaktor der On-Chip-Differenzbildung $u_{\text{out,diff Nx}}$
ν_{ro}	Verstärkungsfaktor PMD-Ausgangstreiber, Gain $u_{\text{out,A/B}}, u_{\text{int,A/B}}$
Ψ	Potential, Potentialverlauf
ρ	Wahrscheinlichkeit
σ_{adc}	Quantisierungsrauschen
σ_{C}	Standardabweichung Demodulationskontrast
σ_{dark}	Dunkelstromrauschen
σ_{kTC}	Reset-Rauschen, kTC-Rauschen
$\sigma_{\text{shotnoise}}$	Photonenrauschen, Schrotrauschen, Shot-Noise

σ_{system}	Systemrauschen [e^- , V]
$\sigma_{\text{ToF,calc}}$	Standardabweichung der Phasenmessung $\varphi_{\text{ToF,calc}}$
σ_x	Standardabweichung der Messreihe x
σ_x^2	Varianz der Messreihe x
$\sigma_{\bar{x}}$	Messunsicherheit der Messwerte x_n
$\sigma_{u_{\Delta\text{PP}}}$	Standardabweichung der Korrelations-PeakPeak-Spannung
$\sigma_{x,\chi}$	Kovarianz der Messwerte x_n, χ_n
$\sigma_{\varphi_{\text{ToF,max}}}$	zulässige Standardabweichung der Phasenmessung $\varphi_{\text{ToF,calc}}$
τ	Zeitkonstante, Zeitvariable, Verzögerung
τ_{opt}	Transmissionsfaktor der optischen Filterkombination
τ_{pol}	Dämpfungsfaktor der Polarisationsfilterkombination unter φ_{pol}
τ_{ToF}	Optische Signallaufzeit, Hin- und Rückweg
τ_0	Transmissionsfaktor der Polarisationsfilterkombination unter $\varphi_{\text{pol}}=0^\circ$
A_Λ	Berechnete Korrelationsamplitude auf Basis einer Dreieckapproximation
$A_{\text{sens,PMD}}$	Lichtsensitive PMD-Sensorfläche
A_k	Koeffizienten der Fourierreihenentwicklung
a_k	Koeffizienten der Fourierreihenentwicklung
A_{PCF}	Amplitude der Pseudokorrelationsfunktion
A_{Pixel}	Pixelfläche, inklusive pixelnaher Elektronik
A_{PMD}	reine PMD-(Finger)-Struktur-Fläche, ohne pixelnahe Elektronik
A_{ToF}	Amplitude der Korrelationsfunktion
$As_{0^\circ/180^\circ}$	$0^\circ/180^\circ$ -Gegentaktsymmetrie
As_{CF}	Symmetrie, Asymmetrie der Korrelationsfunktion
$As_{\text{opt,DC}}$	Gleichlichtsymmetrie, -asymmetrie
b_k	Koeffizienten der Fourierreihenentwicklung
C	Demodulationskontrast
c	Lichtgeschwindigkeit, im Vakuum ca. 299792458 m/s
C_Λ	Demodulationskontrast, ermittelt aus Dreieckapproximation
C_{cos}	Demodulationskontrast, ermittelt aus der Grundwelle
C_{D}	Demodulationseffizienz, DC-bereinigter Demodulationskontrast
C_{int}	Wirksame Integrationskapazität

C_{mod}	Kapazitive Last der Modulationsgates
C_{PP}	Demodulationskontrast, ermittelt aus Extremstellen der Korrelationsfunktion
$C_{0^\circ/180^\circ}$	Demodulationskontrast, $\varphi_{\text{ToF}}=0^\circ/180^\circ$
$C_{\text{A/B}}$	Demodulationskontrast, Auslesezeitweig A/B
C_{AB}	Mittlerer Demodulationskontrast, Auslesezeitweig A und B
C_{DC}	DC-Kontrast
C_{extern}	Zusätzliche Integrationskapazität
$C_{\text{readout diode}}$	Integrationkapazität der Auslesediode
C_{sep}	Integrationskapazität der Separationsgates
D	Demodulationsempfindlichkeit
d_{ToF}	Einfache Distanz zum Messobjekt
E	Beleuchtungstärke, Lux [lx]
e	Eulersche Zahl
e^-	Elementarladung $1.602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
E_{C}	Kondensatorenergie
E_{Photo}	Energie eines Photons
$f(x)$	Funktion
$f_{\text{desk}}(x)$	Entzerrfunktion f, Umkehrfunktion der Verzerrfunktion f_{dist}
$f_{\text{dist}}(x)$	Nichtlineare Verzerrfunktion f
$f_{\text{mod,3dB}}$	Grenzfrequenz, cut off frequency
f_{mod}	Modulationsfrequenz
FF_{Pixel}	Füllfaktor, PMD-(Finger)-Struktur inklusive pixelnahe Elektronik
FF_{PMD}	Füllfaktor, reine PMD-(Finger)-Struktur
G	Gleitwert
$g(x)$	Funktion
h	Plancksches Wirkungsquantum
i_{dark}	Dunkelstrom, Kanal A und B
i_{mod}	Umladestrom der Modulationsgatekapazität C_{mod}
$i_{\text{photo,dc}}$	Photostrom, verursacht durch unkorrelierte, bzw. DC Lichtquelle
$i_{\text{photo,mod}}$	Photostrom, verursacht durch modulierte Lichtquelle
$i_{\text{photo,total}}$	Photostrom, verursacht durch unkorrelierte und korrelierte Beleuchtung

i_{photo}	Photostrom
i_{SBI}	Kompensationsstrom zur Hintergrundausblendung
$i_{\text{therm,rms}}$	Effektiver Rauschstrom
i_{total}	Gesamter PMD-Strom: unkorreliert und korreliert
i_{unkorr}	unkorrelierter PMD-Strom $i_{\text{photo,dc}} + i_{\text{dark}}$
$i_{\text{photo},\Delta,0^\circ/180^\circ}$	Maximaler Differenzstrom, $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ/180^\circ$
k	Boltzmannkonstante
k	Korrekturfaktor, automatische Leistungsregelung
k	Wellenordnungszahl, Fourierreihenentwicklung
k_T	Anpassungsfaktor der analytischen PMD-Transferkennlinie
$k_{(1/2)}$	Übertragungsfaktor linear (logarithmisch) (Abschnitt 1/2)
$l_{\text{mod,a/b}}$	Länge der Modulationszuleitung
M	Maximale berücksichtigte Wellenordnungszahl, Fourierreihenentwicklung
N	Störladung
N	Störleistung
n	Brechungsindex, Brechzahl
n	Ganzzahlige Variable
N_{bit}	Auflösungsvermögen des AD-Wandlers
N_{Meas}	Anzahl an Messungen
N_{Photon}	Anzahl Photonen
$N_{\text{shotnoise}}$	Photonenrauschen [e^-]
$N_{\text{system,V}}$	Systemrauschen [V]
N_{system}	Systemrauschen [e^-]
N_{Algo}	Stützstellenanzahl der Korrelationsfunktion
$N_{e^-,\Delta}$	Differenz photogenerierter Ladungsträger $N_{e^-,A} - N_{e^-,B}$
$N_{e^-,\Sigma}$	Gesamtzahl photogenerierter Ladungsträger
$N_{e^-,\text{dark}}$	Anzahl Elektronen, thermisch generiert
$N_{e^-,\text{mod}}$	Anzahl Elektronen, verursacht durch modulierte Beleuchtung
$N_{e^-,A/B}$	Photogenerierte Ladungsträger, Auslesezeit A/B
N_{e^-}	Anzahl Elektronen
P_0	Mittlere optische Leistung

$P_{\text{opt,dc}}$	Korreliertes optisches Signal, Leistung
$P_{\text{opt,mod}}$	Moduliertes optisches Signal, Leistung
P_{opt}	Optische Leistung, optisches Signal
Q_{e^-}	Ladung
R	Ohmscher Widerstand
$R_{\text{mod(a/b)}}$	Zuleitungswiderstand der Modulationszuführung
$R_{\text{s,FF}}$	Pixelempfindlichkeit
R_{s}	Spektrale Photoempfindlichkeit
$R_{\text{V/Photon}}$	Responsivität
$r_{x,\chi}$	Korrelationskoeffizient der Messwerte x_n, χ_n
$\text{rect}(x)$	Rechteckfunktion
S	Dynamik
S	Signalleistung
$S/N, \text{SNR}$	Signal-Rauschverhältnis, Störabstand
$s_{1,\text{eff}}$	Effektivwert des Signals s_1
$s_{1/2}$	Signale s_1, s_2
$S_{\text{opt,korr}}$	Optische Signaldynamik, korreliertes Signal
$S_{\text{opt,unkorr}}$	Optische Signaldynamik, unkorreliertes Signal
S_{opt}	Optische Signaldynamik
$S_{\text{V/e}^-}$	Sensitivität, capacity response
T	Absolute Temperatur
T	Periodendauer
t	Zeitvariable
t_{fall}	Abfallzeit
T_{int}	Integrationszeit
t_{rise}	Anstiegszeit
$T_{\text{meas,cf}}$	Messdauer zur Aufnahme eines vollständigen Korrelationsverlaufs
T_{mod}	Periodendauer der PMD-Modulation
$T_{\text{readout,adc}}$	Auslese- und A/D-Wandelzeit
T_{setting}	Setting-Time der Komponenten der Messumgebung
u_{CF}	Korrelationsspannungsverlauf von $\varphi_{\text{ToF}} = 0^\circ \dots 360^\circ$

u_{chg}	Abschnittswechsel linearer Integrationsbereich 1→2
u_{desk}	Entzerrte Integrationsspannungen
u_{dist}	Verzerrte Integrationsspannungen
u_{FPN}	FPN, Fixed Pattern Noise Spannungspegel
u_{LSB}	Quantisierungsintervall, least significant bit
$u_{\text{mod,A/B}}$	PMD-Modulationsspannung, Modulationsgate A/B [V]
$u_{\text{mod,amplitude}}$	Amplitude der Modulationsspannung
$u_{\text{mod,C}}$	PMD-Modulationsspannung, mittleres Modulationsgate [V], [%]
$u_{\text{mod,offset}}$	Offsetpegel der PMD-Modulationsspannungen
$u_{\text{mod,peakpeak}}$	PeakPeak-Pegel der PMD-Modulationsspannungen
u_{out}	Extern abgreifbare Spannung der Integrationskapazitäten
u_{quant}	Quantisierte Integrationsspannungen
u_{range}	Wandelbereich des AD-Wandlers
u_{ref}	Referenzspannung
u_{reset}	Resetspannung
u_{sep}	Separationsgatespannung
$u_{\text{therm,rms}}$	Effektive Rauschspannung
$u_{\Delta,\text{amplitude,cos}}$	Amplitude der Grundwelle der Differenzfunktion u_{Δ}
$u_{\Delta,\text{amplitude}}$	Amplitude der Differenzfunktion u_{Δ} , Korrelationsamplitude
$u_{\Delta,\text{PP}}$	PeakPeak-Spannung der Korrelationsfunktion u_{Δ}
$u_{\Delta,\text{amplitude},\Lambda}$	Amplitude der Differenzfunktion u_{Δ} aus Dreieckapproximation
u_{Δ}	Differenzspannung $u_{\text{int,A}} - u_{\text{int,B}}$
u_{Σ}	Integrationsspannungshub, Grauwert, Summenspannung $u_{\text{int,A}} + u_{\text{int,B}}$
$u_{\text{int,A/B}}$	Extern messbare Integrationsspannung Kanal A/B $u_{\text{int}} = u_{\text{reset}} - u_{\text{out}}$
u_{int}^*	Interne Integrationsspannung
$u_{\text{mod,high}}$	Oberer Spannungspegel der Modulationsspannung
$u_{\text{mod,low}}$	Unterer Spannungspegel der Modulationsspannung
u_{reset}	Resetpegel
u_x	Extern abgreifbare, gepufferte PMD Spannung $u_x = u_x^* \cdot \nu_{\text{ro}}$
u_x^*	Interne Spannung der Integrationskapazitäten $u_x^* = u_x \cdot 1/\nu_{\text{ro}}$
$\overline{u_{\text{CF}}}$	Mittelwert/Offset der PMD-Korrelationskennlinie, -spannung

\vec{u}_Δ	Diskrete Abtaststellen der Korrelationsfunktion u_Δ
\vec{u}_Σ	Diskrete Abtaststellen der Summenspannung u_Σ
$\vec{u}_{\text{int},A/B}$	Diskrete Abtastwerte der Korrelationsspannungsverläufe $u_{\text{int},A/B}$
x, χ	Messreihe, Messgröße
x_n, χ_n	Messwert der Reihe x, χ
$\bar{x}, \bar{\chi}$	Arithmetischer Mittelwert der Messwerte x_n, χ_n
y	realer (zu messender) Wert

B.2 Abkürzungen

ADC	Analog-Digital Wandler, AD Converter
CBS	Correlated Balanced Sampling
CDS	Correlated Double Sampling
DAC	Digital-Analog Wandler, DA Converter
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FPGA	Field Programmable Gate Array, programmierbarer Logikbaustein
FPN	Fixed Pattern Noise
FPPN	Fixed Pattern Phase Noise
HGL	Hintergrundlicht
LSB	Least Significant Bit, niederwertigstes Bit
LUT	Look-Up-Table, Nachschlagetabelle
PN	Pseudo Noise
PRNU	Pixel Response Nonuniformity
ROI	Region Of Interest: einstellbares Auslesefenster
SBI	Suppression of Background Illumination, Hintergrundlichtunterdrückung
SI	Système International d'Unités, Internationales Einheitensystem
SoC	System on Chip
ToF	Time of Flight, Signallaufzeit
vs	Voltage Sensing, Spannungsauslese

Literaturverzeichnis

- [ASU04] ALBRECHT, Martin ; SCHWARTE, Prof. Dr.-Ing. R. ; UNIVERSITÄT SIEGEN: Öffentliches Statusmeeting: Messtechnik / 3D-Sensorik für vorausschauende Sicherheitssysteme im Automobil „3D-SIAM“. Siegen, 2004. – VDI/VDE, Förderprojekt 16SV1334/0. 2001-2005
- [ASU05] ALBRECHT, Martin ; SCHWARTE, Prof. Dr.-Ing. R. ; UNIVERSITÄT SIEGEN: Öffentliche Abschlussveranstaltung: Messtechnik / 3D-Sensorik für vorausschauende Sicherheitssysteme im Automobil „3D-SIAM“. Lindau, 2005. – VDI/VDE, Förderprojekt 16SV1334/0. 2001-2005
- [BB88] BYSTRON, Prof. Dr.-Ing. K. ; BORGMEYER, Prof. Dipl.-Ing J.: *Grundlagen der Technischen Elektronik*. München, Wien : Carl Hanser Verlag, 1988. – ISBN 3-446-14564-8
- [Böh96] BÖHMER, Erwin: *Elemente der angewandten Elektronik*. 10. Auflage. Braunschweig, Wiesbaden : Viewegs Fachbücher der Technik, 1996. – ISBN 3-528-94090-5
- [Böh00] BÖHM, Prof. Dr.-Ing. M.: Unterlagen zur Vorlesung Halbleiterelektronik I und II / Universität-Gesamthochschule Siegen. Siegen, 2000. – Skript
- [Ble86] BLEICHER, Maximilian: *Halbleiter-Optoelektronik*. Heidelberg : Hüthig, 1986. – ISBN 3-7785-1138-6
- [Bon00] BONFIG, Prof. Dr. K. W.: Skriptum zur Vorlesung Messtechnik - Teil I / Universität-Gesamthochschule Siegen. Siegen, 2000. – Skript
- [Bre93] BREUCKMANN, Bernd: *Bildverarbeitung und optische Messtechnik in der industriellen Praxis*. München : Franzis-Verlag GmbH, 1993. – ISBN 3-7723-4861-0
- [BS95] BRONSTEIN, Ilja N. ; SEMENDJAJEW, KONSTANTIN A. ; MUSIOL, G. ; MÜHLIG H.: *Taschenbuch der Mathematik*. 2. Auflage. Frankfurt am Main : Harri Deutsch Verlag, 1995. – ISBN 3-8171-2002-8

- [Bux02] BUXBAUM, Bernd: *Optische Laufzeitentfernungsmessung auf Basis der PMD-Technologie mittels phasenvariabler PN-Modulation*. Aachen : Shaker Verlag, 2002. – ISBN 3–8265–9805–9
- [Cla88] CLAUSERT, Prof. Dr.-Ing. G.: *Grundgebiete der Elektrotechnik 1*. 3. Auflage. München, Wien : R. Oldenbourg Verlag, 1988. – ISBN 3–486–20875–6
- [Cla90] CLAUSERT, Prof. Dr.-Ing. G.: *Grundgebiete der Elektrotechnik 2*. 4. Auflage. München, Wien : R. Oldenbourg Verlag, 1990. – ISBN 3–486–21625–2
- [DIN96] DIN 1319-3: Grundlagen der Meßtechnik, Teil 3: Auswertung von Messungen einer einzelnen Messgröße, Meßunsicherheit / Deutsches Institut für Normung e. V. 1996. – Norm
- [DIN03] DIN EN 60825-1: Sicherheit von Laser-Einrichtungen - Teil 1: Klassifizierung von Anlagen, Anforderungen und Benutzer-Richtlinien / Deutsches Institut für Normung e. V. 2003. – Norm
- [Dos05] DOSE, Volker: Die Bayes'sche Variante – Zur Logik der Datenanalyse. In: *Physik Journal 4* (2005), Nr. 8/9, S. 67–72
- [Ebe92] EBELING, K.J.: *Integrierte Optoelektronik*. 2. Auflage. Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag, 1992. – ISBN 3–540–54655–3
- [HA03] HESS, Holger ; ALBRECHT, Martin: Optimising phase-shift algorithm for incoherent distance measurement. In: *Proceedings of SPIE ITCOM 2003*. Orlando : SPIE, 2003
- [Hec89] HECHT, Eugene: *Optik*. Bonn : Addison-Wesley (Deutschland) GmbH, 1989. – ISBN 3–925118–86–1
- [Hei01] HEINOL, Horst G.: *Untersuchung und Entwicklung von modulationslaufzeitbasierten 3D-Sichtsystemen*. Siegen, Universität Siegen, Diss., 2001
- [HMS95] HERING, Ekbert ; MARTIN, Rolf ; STOHRER, Martin: *Physikalisch-Technisches Taschenbuch*. 2. Auflage. Düsseldorf : VDI Verlag, 1995. – ISBN 3–18–401431–2
- [HOC99a] Volume 1, Sensors and Imaging. In: JÄHNE, BERND ; HAUSSECKER, H. ; GEISLER, P. (Hrsg.): *Handbook of Computer Vision and Applications*. San Diego, London : Academic Press, 1999. – ISBN 0–12–379771–3
- [HOC99b] Volume 2, Signal Processing and Pattern Recognition. In: JÄHNE, BERND ; HAUSSECKER, H. ; GEISLER, P. (Hrsg.): *Handbook of Computer Vision and Applications*. San Diego, London : Academic Press, 1999. – ISBN 0–12–379772–1

- [HOC99c] Volume 3, Systems and Applications. In: JÄHNE, BERND ; HAUSSECKER, H. ; GEISSLER, P. (Hrsg.): *Handbook of Computer Vision and Applications*. San Diego, London : Academic Press, 1999. – ISBN 0–12–379773–X
- [Hof04] HOFFMANN, Jörg (Hrsg.): *Taschenbuch der Messtechnik*. 4. Auflage. München : Fachbucherverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag, 2004. – ISBN 3–446–22860–8
- [Jah01] JAHNS, Prof. Dr. J.: *Photonik - Grundlagen, Komponenten und Systeme*. München, Wien : Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2001. – ISBN 3–486–25425–1
- [Jan93] JANSEN, Dirk: *Optoelektronik*. Braunschweig, Wiesbaden : Vieweg, 1993. – ISBN 3–528–04714–3
- [Key80] KEYES, Robert J. (Hrsg.): *Optical and Infrared Detectors*. 2nd edition. Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag, 1980. – ISBN 3–540–10176–4
- [Kra04] KRAUSE, Jochen: *Untersuchung der Einsatzmöglichkeit des PMD-Chips in der 3D-Luftbildvermessung*, Universität Siegen, Diplomarbeit, 2004
- [Lan00] LANGE, Robert: *3D Time-of-flight distance measurement with custom solid-state image sensors in CMOS/CCD-technology*, Universität Siegen, Diss., 2000
- [Lük95] LÜKE, Prof. Dr.-Ing. Hans D.: *Signalübertragung*. 6. Auflage. Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag, 1995. – ISBN 3–540–58753–5
- [Lof00] LOFFELD, Prof. Dr.-Ing. O.: Skript zur Vorlesung Allgemeine Nachrichtentechnik / Universität-Gesamthochschule Siegen. Siegen, 2000. – Skript
- [LW06] LANDESUMWELTAMT NORDRHEIN-WESTFALEN. *Messung von Lichtimmissionen, typische Werte*. 2006
- [Mel95] Melles Griot: *Universal Optical Power Meter 13 PDC 001/IEEE, Operator's Manual*. 1995
- [Mey92] MEYERS LEXIKONREDAKTION (Hrsg.): *Meyers großes Taschenlexikon in 24 Bänden*. 4. Auflage. Mannheim, Leipzig, Wien, Zürich : B.I. Taschenbuchverlag, 1992
- [MKF⁺05] MÖLLER, Tobias ; KRAFT, Holger ; FREY, Jochen ; ALBRECHT, Martin ; LANGE, Robert: Robust 3D Measurement with PMD Sensors. In: *Proceedings of the 1st Range Imaging Research Day*. Zürich : Hilmar Ingensand, 2005. – ISBN 3–906467–57–0
- [NM01] NI, Y. ; MATOU, K.: A CMOS Log Image Sensor with on-chip FPN Compensation. In: *Proceedings of the 27th European Solid-State Circuits Conference, ESSCIRC 2001*,. Villach, 2001, S. 101–104

- [Pap94a] PAPULA, Lothar: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler, Band 2*. 7. Auflage. Braunschweig, Wiesbaden : Viewegs Fachbücher der Technik, 1994. – ISBN 3–528–64237–8
- [Pap94b] PAPULA, Lothar: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler, Band 3*. Braunschweig, Wiesbaden : Viewegs Fachbücher der Technik, 1994. – ISBN 3–528–04937–5
- [Pau92] PAUL, Reinhold Prof. Dr.-Ing.: *Optoelektronische Halbleiterbauelemente*. 2. Auflage. Stuttgart : B. G. Teubner, 1992. – ISBN 3–519–10096–7
- [Pep93] PEPPERL, Rüdiger: *Optische Abstandsmessung in der Fertigungstechnik, der Lager- und Fördertechnik*. Essen : Vulkan-Verlag, 1993. – ISBN 3–8027–8511–8
- [PMD05] PMDTECHNOLOGIES GMBH: DE 10 2004 016 626 A1: Signalverarbeitungselektronik / Bundesrepublik Deutschland, Deutsches Patent- und Markenamt. 2005. – Offenlegungsschrift
- [PMD06] PMDTECHNOLOGIES GMBH: DE 10 2004 016 624 A1: Photomischdetektor / Bundesrepublik Deutschland, Deutsches Patent- und Markenamt. 2006. – Offenlegungsschrift
- [Rei05] REIDER, Georg A.: *Photonik – eine Einführung in die Grundlagen*. 2. Auflage. Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag, 2005. – ISBN 3–211–21901–3
- [Ric06] RICHTER, Jens: *Entwicklung von integrierten Gegentaktmodulationstreibern und Realisierung auf Basis eines CMOS-Prozesses*, Universität Siegen, Diplomarbeit, 2006
- [Sch92] SCHRÜFER, Prof. Dr. rer. nat. E.: *Schrüfer - Elektrische Messtechnik*. 5. Auflage. München Wien : Carl Hanser Verlag, 1992. – ISBN 3–446–17128–22
- [Sch99a] SCHANZ, Michael: *Eindimensionale CMOS Bildsensorik mit integrierter Signalverarbeitung*. Duisburg, Universität-Gesamthochschule Duisburg, Diss., 1999
- [Sch99b] SCHWARTE, Prof. Dr.-Ing. R.: DE 198 21 974 A1: Vorrichtung und Verfahren zur Erfassung von Phase und Amplitude elektromagnetischer Wellen / Bundesrepublik Deutschland, Deutsches Patent- und Markenamt. 1999. – Offenlegungsschrift
- [Sch00] SCHWARTE, Prof. Dr.-Ing. R.: *Unterlagen zur Vorlesung Optische Nachrichtentechnik, ONT / Universität-Gesamthochschule Siegen*. Siegen, 2000. – Skript
- [Sch03] SCHNEIDER, Bernd: *Der Photomischdetektor zur schnellen 3D-Vermessung für Sicherheitssysteme und zur Informationsübertragung im Automobil*, Universität Siegen, Diss., 2003

- [SHR⁺04] STORM, G.G. ; HURWITZ, J.E.D. ; RENSHAW, D. ; FINDLATER, K.M. ; HENDERSON, R.K. ; PURCELL, M.D.: Combined Linear-Logarithmic CMOS Image Sensor. In: *IEEE International Solid-State Circuits Conference, ISSCC 2004* Bd. 1. München : IEEE, 2004, S. 116–517
- [ST91] SALEH, Bahaa E. A. ; TEICH, Malvin C.: *Fundamentals of Photonics*. New York : John Wiley and Sons, 1991. – ISBN 0–471–83965–5
- [SX97] SCHWARTE, Prof. Dr.-Ing. R. ; XU, Zhanping: A new electrooptical mixing and correlating sensor: Facilities and Application of the Photonic Mixer Device (PMD). In: *SPIE - Sensors, Sensor Systems, and Sensor Data Processing* Bd. 3100. München, 1997, S. 245–253
- [Sze81] SZE, Simon M.: *Physics of Semiconductor Devices*. 2nd edition. New York : John Wiley and Sons (WIE), 1981. – ISBN 0–471–05661–8
- [WDS91] WAGNER, E. ; DÄNDLIKER, R. ; SPENNER, K.: Volume 6, Optical Sensors. In: *Sensors – A Comprehensive Survey*. Weinheim : John Wiley and Sons Canada, Ltd., 1991. – ISBN 3–527–26772–7
- [WH98] WILSON, J ; HAWKES, J.F.B.: *Optoelectronics: An Introduction*. 3. Auflage. Prentice Hall Ptr, 1998. – ISBN 013103961X
- [WVR87] WEGMANN, G. ; VITTOZ, E.A. ; RAHALI, F.: Charge injection in analog MOS switches. In: *IEEE Journal of Solid-State Circuits* 22 (1987), S. 1091–1097
- [WW81] WINSTEL, Günter ; WEYRICH, Claus: Lumineszenz- und Laserdioden. In: *Optoelektronik* Bd. 1. Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag, 1981. – ISBN 3–540–09598–5
- [WW86] WINSTEL, Günter ; WEYRICH, Claus: Photodioden, Phototransistoren, Photoleiter und Bildsensoren. In: *Optoelektronik* Bd. 2. Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York, 1986. – ISBN 3–540–16019–1
- [XS98] XU, Zhanping ; SCHWARTE, Prof. Dr.-Ing. R.: Smart pixel - photonic mixer device (PMD) New system concept of a 3D-imaging camera-on-a-chip. In: *M2VIP '98 - International conference on Mechatronics and Machine Vision in Practice*, 1998
- [XS05] XU, Zhanping ; S-TEC GMBH: Öffentliche Abschlussveranstaltung: Chip design / 3D-Sensorik für vorausschauende Sicherheitssysteme im Automobil „3D-SIAM“. Lindau, 2005. – VDI/VDE, Förderprojekt 16SV1334/0. 2001-2005
- [Xu99] XU, Zhanping: *Investigation of 3D-Imaging Systems Based on Modulated Light and Optical RF-Interferometry (ORFI)*. Aachen : Shaker Verlag, 1999. – ISBN 3–8265–6736–6

- [Zha03] ZHANG, Zhigang: *Untersuchung und Charakterisierung von PMD (Photomischdetektor)-Strukturen und ihren Grundsaltungen*. Siegen, Universität Siegen, Diss., 2003
- [Zim00] ZIMMERMANN, Horst: *Integrated silicon Optoelectronics*. Berlin, Heidelberg, New York : Springer-Verlag, 2000. – ISBN 3-540-66662-1

Weitere Beiträge zu dieser Arbeit entstammen nicht zitierbaren Dokumenten oder Diskussionen mit meinen Kollegen des Instituts für Nachrichtenverarbeitung der Universität Siegen und den Mitarbeitern der PMDTechnologies GmbH. Besonders hervorzuheben sind hierbei Holger Kraft, Jochen Frey, Dr.-Ing. Robert Lange, Holger Bette und Tobias Möller. Sowie natürlich insbesondere Prof. Dr.-Ing. Rudolf Schwarte. Allen gilt dafür mein herzlichster Dank.

Index

0-9

- 2-Gate PMD, 46, 101
- 3-Gate PMD, 50, 100ff
 - Demodulationskontrast, 100
 - Potentialgradient, 100
- 3D-Szene
 - erweiterte Signaldynamik, 162ff
- 4-Phasen-Algo., → Phasenberechnung

A

- adaptive Integrationszeit, → Regelung
- Anstieg-, Abfallzeiten
 - Demodulationskontrast, 101
 - Korrelationsfunktion, 75
 - systematischer Phasenfehler, 121
- Arbeitspunktbestimmung
 - 3-Gate, 100ff, 101
 - Demod.kontrast, 93ff, 95, 97, 100, 107
 - Kontrastgebirge, 95
 - Phasenberechnung, 122
 - Symmetrie, Asymmetrie, 110
- Asymmetrie, → Symmetrie
- Ausgangsspannungen, **45ff**
 - 3-Gate, 50
 - channel smearing, 48, 50
 - erweitert linear, 47, 71, 161
 - Fixed Pattern Noise, 124f
 - Gradient, 63
 - HF Überkopplung, 49, 64
 - HF Sprung, 64
 - Hold, 50

- Nomenklatur, 45ff
- operation limit, 47
- operation region, 47, 50
- out of operation region, 50
- Potentialgradient, 46
- quasi linear, 47, 56, 70, 80
- Reset, 46, 49
- Sättigung, 48
- Verstärkungsfaktor, 46, 55

Automatisierung, **24f, 41f**

- Agilent VEE, 24
- Demodulationskontrastmessung, 24
- MATLAB, 24
- Messroutinen, 41
- Regelroutine, Leistung, 30

B

- Bandbreite, 102ff, 103
- Beleuchtung, 20ff
 - diffus, 22
 - Direktbestrahlung, 20ff, 28
 - Hintergrundlicht, 37
 - Homogenität, 22, 26, 128
 - Lichtspot, 22
 - Modulation, 37
 - Signalform, 75f
 - Signalgeneration, 36ff, 37
 - Strahlführung, 26
 - Tastverhältnis, 75

C

- capacity ext.by Sepg., → Integrationskap.

- capacity response, → Empfindlichkeit
- CBS, → Correlated Balanced Sampling
- CDS, → Correlated Double Sampling
- channel smearing, → Ausgangsspgn.
- Charakterisierungsparameter, **45ff**
- Bandbreite, → Bandbreite
 - Demod.eff., → Demod.eff.
 - Demod.empf., → Demod.empf
 - Demod.kontrast, → Demod.kontrast
 - Dunkelstrom, → Dunkelstrom
 - Dynamik, → Dynamik
 - Empfindlichkeit, → Empfindlichkeit
 - FPN, → Fixed Pattern Noise
 - Homogenität, → Homogenität
 - Korrelationfktn., → Korrelationfktn.
 - Mischerkennl., → Mischerkennl.
 - Phasenstabilität, → Phasenberechn.
 - Praxisbezug, 17
 - Symmetrie, → Symmetrie
- Correlated Balanced Sampling, 110
- Correlated Double Sampling, 39, 124
- D**
- DC Kontrast, **61ff**
- Homogenität, 61f
 - Wellenlänge, 61
- Defektpixel, 123
- Demodulationseffizienz, 19, **91ff**
- AC, 91ff, 92, 105, 107, 120
 - DC, 61ff, 61
 - Einflussgrößen, 93ff
- Demodulationsempfindlichkeit, **107ff**
- Einfluss Modulationsspannung, 107
 - Einfluss Wellenlänge, 108
- Demodulationskontrast, 19, **80ff**
- Arbeitspunkt, 93ff, 95, 97, 100, 107
 - aus Dreieckapproximation, 87
 - aus Extremwerten, 84
 - aus Grundwelle, 85ff
 - Ausgangsspannungen, 63
 - Berechnung durch Gradient, 103
 - DC, → DC Kontrast
 - DC bereinigt, → Demod.effizienz
 - Defektpixeldetektion, 123
 - Definition, 80ff
 - Einfluss 3-Gate, 100ff
 - Einfluss Flankensteilheit, 101
 - Einfluss Frequenz, 102ff
 - Einfluss Intensität, 104f
 - Einfluss Modulationspegel, 93ff, 95f
 - Einfluss oberer Modulationspegel, 97f
 - Einfluss Separationsgate, 98f
 - Einfluss Wellenlänge, 106f
 - Einflussgrößen, 93ff
 - Gebirge, 94ff, 95, 98
 - Gebirge, Schnitt, 97f
 - Homogenität, 130f
 - in limitierter Messumgebung, 82ff
 - Kanalspezifisch, 82
 - Messroutine, Blockdiagramm, 24
 - Plateau, 97, 98, 101
 - Streuung, Std.abweichung, 95
 - systematischer Fehler, 88ff
- Direktbestrahlung, → Beleuchtung
- Driftgeschwindigkeit, 78
- Dunkelstrom, 15, **56f**, 105
- Temperaturverhalten, 57
- Durchgriff, → Modulation
- Dynamik, **132ff**, 147
- optische Signaldynamik, 12, **132ff**
 - PMD-Ausgänge, **132ff**
 - theoretische Limitationen, 144ff
- Dynamikbestimmung, optisch, **132ff**

- Gleichlichtsymmetrie, 135ff
 HGL-Resistenz, 135ff, 137ff, 139ff
 Korrelationsamplitude, 137ff
 Phasenmessung, 139ff
 theoretische Limitationen, 144ff
- Dynamikerweiterung, optisch, **149ff**
 nichtlineare Integration, 149ff
 abschnittsw.linear, 153f
 linear-logarithmisch, 156f
 Messung, 3D-Szene, 162ff
 Messung, extend.int.region, 161
 Messung, Phasenstab., 161
 Messungen, 160ff
 rein linear, 152f
 rein logarithmisch, 155f
 Simulation, -modell, 150ff, 152ff
 simulierte Dynamik, 157ff
 oberer Mod.pegel, 161
 SBI, 72, 133ff
- E**
- Eindringtiefe
 Potentialgradient, 107
 Wellenlänge, 52, 61, 107
- Empfindlichkeit, **50ff**
 capacity response, 55f
 Demod.empf., → Demod.empf.
 Fehlerrechnung, 17f
 Homogenität, 128
 Pixel, 54f
 Pixelempfindlichkeit, 107
 Quantenausbeute, -wirkungsgrad, 53
 Responsivität, 55f
 Sensitivität, 55f
 spektrale Empfindlichk., 52f, 61, 107
- EMV, 24, **35f**, 43
 Modulation, 35
- ext.Quantenw.grad, → Empfindlichk.
 extend.integrat.area, → Ausgangsspgn.
- F**
- Füllfaktor, **54**, 64, 107
 3-Gate, 100
 Definition, 54
- Fehler
 absoluter Messfehler, 3
 Fehlerfortpflanzung, 17f
 Phasenfehler der Filterräder, 27
 relativer Messfehler, 3
 statistischer Messfehler, 3
 systematischer Fehler
 Demod.kontrast, 88ff
 Phase, 116, 121, 128, 135
 systematischer Messfehler, 3
- Fingerstruktur, 102
 Fixed Pattern Noise, FPN, 124f
 Fixed Pattern Phase Noise, 127ff, 130
 Fourierreihenentwicklung, 86, 115
 FPN, → Fixed Pattern Noise
 FPPN, → Fixed Pattern Phase Noise
 Frequenzgang, 103
- G**
- Gates
 3-Gate, → Modulationsgates
 mittleres, → Modulationsgates
 Modulation, → Modulationsgates
 Separation, → Separationsgates
- Gegentakt, → Modulation
 Gegentaktmischer
 Aussteuerbereich, 67, 95, 98
 dynamisch, 65, 69
 Effizienz, → Demod.effizienz
 statisch, 60f
- Grauwert, → Intensitätswert

Grenzfrequenz, → Bandbreite

Grundlagen, **1ff**

H

HF Überkopplung, → Modulation

HF Quadranten, → Modulation

HGL, → Hintergrund(licht)

Hintergrund(licht)

-ausblendung, → SBI

-unterdrückung, → SBI

Generation, → Beleuchtung

Homogenität, 128ff

Beleuchtung, 128

DC Kontrast, 61f

Defektpixel in Matrix, 123

Demodulationskontrast, 130f

Empfindlichkeit, 128

Fixed Pattern Noise, 124f

Fixed Pattern Phase Noise, 127ff, 130

I

Integrationskapazität, 46, 47

Auslesediode, 47

externe, 47

Separationsgate, 47

Integrationsspannungen, 47

Linearität, 48

Intensit.abh. Phase, → Phasenberechnung

Intensitätswert, 10, 69, 71, 72, 134, 137

Korrelat.ampl., → Korr.fktn.

nicht lineare Integration, 166

K

Kontrast, → Demodulationskontrast

Kontrastgebirge, → Demod.kontrast

Kontrastplateau, → Demod.kontrast

Korrelation, **5f**

Amplitude, → Korrelationsfunktion

Autokorrelation, 5, 10

Eigenschaft PMD, → Korr.funktion

Korrelationsintegral, 5

Kreuzenergie, 5

Kreuzkorrelation, 5, 10

Simulation, 150

Korrelationsfunktion, 8, 67, **67ff**

Amplitude, 68, 71, 72, 75, 114, 137ff

nicht lineare Integration, 70, 166

Amplitude der Grundwelle, 85ff

Autokorrelationsfunktion, 5

Dreieckapproximation, 87f

Einfluss Flankensteilheit, 75

Einfluss Frequenz, 78

Einfluss Intensität, 70ff

Einfluss nicht lin.Integr., 70

Einfluss optische Signalform, 75f

Einfluss Symmetrie, 112ff

Einfluss uncorr. Signal, 71f

Gegentaktmodulationspegel, 73ff

Phase, → Phasenberechnung

Pseudo-, → Pseudokorr.fktn.

Simulation

nicht lin. Integr., 152, 153f, 155, 156f

L

Laufzeitmessung, → Time of Flight

Limitationen

Demod.kontrastmessung, 88ff

Messgenauigkeit, 13ff

Phasenberechnung, 16, 144ff

Linearität, → Ausgangsspannungen

M

Matrix, **123ff**

Defektpixel, 123

Fixed Pattern Noise, FPN, 124f

Fixed Pattern Phase Noise, FPPN, 127

- Homogenität, 128ff
 - typische Charakterisierungen, 123ff
- Messen, Messung, Messgrößen, **1ff**
 - direkte, indirekte, 3
 - Erwartungswert, 4
 - Häufigkeitsverteilung, 3
 - Histogramm, 3
 - Korrelationskoeffizient, 4
 - Kovarianz, 4
 - Messdurchführung, 2f
 - Messfehler, → Fehler
 - Messgröße, 3
 - Messreihe, 3
 - Messunsicherheit, 4
 - SI-Einheiten, 1
 - Standardabweichung, 4
 - Summenhäufigkeit, 3
 - vollständiges Messergebnis, 4
- Messumgebung, **11ff, 20ff**
 - elektrische Komponenten, 31ff
 - elektrische Signalführung, 24
 - elektrische Signalgeneration, 24
 - elektrooptische Komponenten, 31ff
 - mechanische Komponenten, 26ff
 - optische Komponenten, 26ff
 - optische Signalführung, 20ff, 26
 - optische Signalformung, 22
 - optische Signalgeneration, 36ff, 37
 - Reprod.bark., → Reproduzierbark.
 - Temperatur, → Temperatur
 - universelle Ansteuerung, 35
 - universelle Auslese, 35
- Mikrolinsen, 55, 63
- Mischeffizienz, → Demod.effizienz
- Mischerkennlinie, **65ff**
 - Aussteuerbereich, 101
 - dynamisch, 65ff
 - statisch, 59f, 61f, 61
- Modulation, **63ff**
 - EMV-Ausstrahlung, 35
 - Flankensteilheit, 75, 101, 121
 - Frequenz, 64, 78
 - Gates, → Mod.gates
 - Gegentakt, 10, 63, 69, 75, 109
 - HF Überkopplung, 38, 49, 64
 - HF Sektionen, Quadranten, 32, 127
 - HF Sprung, 38, 64
 - optisches Signal, 37
 - Potentialgradient, 63, 65, 74, 100
 - Signalqualität, 33ff
 - Spannung, → Mod.gates
 - Symmetrie, 109
 - symmetrische Zuführung, 32
 - Tastverhältnis, 74, 75
 - Treiber, 31ff
- Modulationsgates, 8, 31
 - mittleres Gate, 3-Gate, 50, 100ff
 - statisch, konst. Potential, 59
- Modulationsspannung, 73, 93ff, 122
 - Amplitude, 74
 - Arbeitspunkt, 94, 95, 97, 98, 101, 122
 - Einfluss Demod.kontrast, 95
 - Einfluss Korrelationsfunktion, 73ff
 - Einfluss Phasenberechnung, 122
 - Flankensteilheit, 75, 101, 121
 - Gebirge, → Arbeitspunktbestimmung
 - mittleres Gate, 3-Gate, 50, 100ff, 100
 - oberer Pegel, 47, 93ff, 97f, 161
 - Offset, 74, 93ff
 - PeakPeak, 74, 93ff
 - Tastverhältnis, 74, 111, 136
 - unterer Pegel, 93ff

- N**
- N-Phasenalgo., → Phasenberechnung
- nicht lin.Integr.kennl., → Dynamikerw.
- O**
- operation area, → Ausgangsspgn.
- operation limit, → Ausgangsspgn.
- Optik
- Brennweite, 19
 - numerische Apertur, 19
 - Transmissionsfaktor, 19
- Optische Leistung
- Messung, 17, 20, **38f**, 104
 - Phasenfehler der Filter, 27
 - Regelung, 20, **28ff**, 30, 38
- Optische Modulation, → Beleuchtung
- P**
- Phasenberechnung, **113ff**
- 4-Phasen-Algorithmus, 116
 - Arbeitspunkt, 122
 - Berechnungsvorschrift, 114ff, 116
 - Dynamikbewertung, 139ff
 - Einfluss 0°/180°-Asymmetrie, 118
 - Einfluss Flankensteilheit, 121
 - Einfluss Integrat.spg,-zeit, 122
 - Einfluss Intensität, 27, 120f, 141
 - Einfluss Korr.fktn.Symmetrie, 118
 - Einfluss Modulationspegel, 122
 - Einflussgrößen, 118ff
 - Fixed Pattern Phase Noise, 127ff, 130
 - N-Phasenalgorithmus, 116
 - system. Fehler, 116, 121, 128, 135
 - theoretische Limitationen, 144ff
- Photomischdetektor, PMD, **8ff**
- Gegentaktmischer, 9
 - Korrelationseigenschaft, 8f
 - schematischer Aufbau, 8f
- Photostrom, 47, 52, 56, 75, 105, 107, 120
- SBI, 134
- Pixel Response, → Empfindlichkeit
- Nonuniformity, PRNU, 124
- Potentialgradient, 8
- 2-Gate, 46
 - 3-Gate, 50, 100
 - dynamisch, 63, 65, 74, 100
 - Eindringtiefe, 61, 107
 - Separationsgate, 98
 - statisch, 59
- PRNU, Photo Resp. Nonuniformity, 124
- Pseudokorrelationsfunktion, 33f, 35, 37
- Pseudophase, → Pseudokorr.fktn.
- Q**
- quantum efficiency, → Empfindlichkeit
- quasi lin. Integrat., → Ausgangsspgn.
- R**
- Rauschquellen, **14f**, 144
- Dunkelstromrauschen, 15
 - Photonenrauschen, shot noise, 14
 - Quantisierungsrauschen, 15
 - Reset, kTC-Rauschen, 14
 - thermisches Rauschen, 15
- Referenzphotodioden, → Opt.Leistung
- Reflektivität, 12, 18
- Regelung, **24f**
- adaptive Integrationszeit, 105, 120
 - opt. Leistung, → Opt. Leistung
 - Temperatur, → Temperatur
- Reproduzierbarkeit, 41ff, 42
- Driftkorrektur, 141
 - opt.Leistung, → Opt.Leistung
 - Referenzmessungen, 141
- Reset, → Ausgangsspannungen
- Responsivity, → Empfindlichkeit

S

Saturation, → Ausgangsspgn.

SBI, 72f, 133ff

Dynamikerweiterung, 72

Kompensationsstrom, 72, 133

Korrelationsfunktion, 72f

Verifikation, Plausibilität, 42

Scheinkorr.fktn., → Pseudokorr.fktn.

Scheinphase, → Pseudokorr.fktn.

Separationsgate, 47, 64, 97

Einfluss Demod.kontrast, 98f

Kapazitätserweiterung, 47

Potentialgradient, 98

Potentialtopf, 98

Separationsgatespannung, 47

Simulation

Flankensteilheit, 75, 101, 121

Korrelation, 150

Korrelationsfunktion

nicht lin. Integr., 152, 153f, 155, 156f

nichtlineare Kennlinien, 150ff, 152ff

abschnittsw.linear, 153f

linear-logarithmisch, 156f

rein linear, 152f

rein logarithmisch, 155f

result.Dynamik, 157ff

spektr.Empfindlichk., → Empfindlichkeit

Störsignalresistenz, → Symmetrie

Suppress.of Backgr.Illumin., → SBI

Symmetrie, Asymmetrie, 62, **109f**, 111

0°/180°-Gegentakt, **110f**

Arbeitspunkt, 110

Auswirkungen, 111

CBS, 110

Dynamik, 135ff

Gleichlicht-, **109f**, 135ff

Korrelationsfunktion, 112ff

Phasenberechnung, 118

Ursachen, 111

Synchronisation der Signale, 38ff

Jitter, 40

Modulation, 38, 50

Reset, 50

System.Kontrastfehler, → Demod.kontr.

System.Phasenfehler, → Phasenberechnung.

T

Temperatur, 19

Dunkelstrom, 57

Messung, 23

Regelung, 23

Time of Flight, ToF, **6ff**, 10

Treiber, → Modulation

Trigonometr.Interpolation, 86, 115

V

Verifikation, Plausibilität, 41ff, 41

Demodulationskontrast, 84

Kontakttest, 42

SBI, 42

Scheinkorrelationsfunktion, 42

Verstärkungsfaktor, → Ausgangsspgn.

W

Wellenlänge

DC Kontrast, 61

Demodulationsempfindlichkeit, 108

Demodulationskontrast, 106f

Eindringtiefe, 52, 61, 107