

Der Photomischdetektor zur schnellen 3D-Vermessung für Sicherheitssysteme und zur Informationsübertragung im Automobil

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

Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von

Diplom-Physiker Bernd Schneider

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Rudolf Schwarte
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Elmar Griese

Tag der mündlichen Prüfung: 16. Juli 2003

urn:nbn:de:hbz:467-435

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als Doktorand und wissenschaftlicher Mitarbeiter in der DaimlerChrysler Forschung in Esslingen und Ulm.

Ganz herzlich möchte ich meinem Doktorvater und Erstgutachter Herrn Prof. Dr.-Ing. Rudolf Schwarte für die hochschulseitige Betreuung und sein Verständnis für die Randbedingungen einer Promotion innerhalb der Industrie danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Elmar Griese gilt mein Dank für die Übernahme des Koreferats. Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. Ottmar Loffeld für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Sehr viel verdanke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. Matthias Scherer. Er hat das PMD-Projekt in der DaimlerChrysler Forschung ins Leben gerufen und unterstützte mich von Anfang an bei meiner Arbeit.

Studentische Unterstützung hat einen wesentlichen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet. Ich danke Herrn Dipl.-Ing. (FH) Jörg Heinzen und Herrn Dipl.-Ing. Martin Albrecht, die im Rahmen von Diplomarbeiten großes Engagement gezeigt haben.

Den Kollegen und Freunden der Forschungsabteilungen REM/EP in Esslingen und REM/CO in Ulm sei ebenfalls für die fachlichen Diskussionen und die hervorragende Atmosphäre gedankt. Insbesondere meine ich die Herren Dipl.-Ing. Dirk Mehlfeldt, Herrn Dr.-Ing. Frank Kirschbaum, Herrn Dipl.-Ing. (FH) Wolfgang Kratz, Herrn Dipl.-Ing. Thorsten Schaal, Herrn Dipl.-Ing. (FH) Gotthard Böck, Herrn Diplom-Informatiker Michael Fröhlich, Herrn Diplom-Kybernetiker Gregor Schock, Herrn Dr. rer. nat. Rainer Müller-Finkeldei und Herrn Dr.-Ing. Martin Hart.

Meinem Abteilungsleiter in Esslingen Herrn Dipl.-Ing. Volker Wilhelmi und meinem Abteilungsleiter in Ulm Herrn Dr.-Ing. Eberhard Zeeb danke ich für die Bereitstellung einer angenehmen Arbeitskultur, in der Zusammenarbeit und Teamgeist gelebt wird.

Abstract

The present doctoral thesis describes simulative and experimental investigations of the innovative photonic mixer device (PMD) technology and associated applications in future automobiles.

Generally speaking the photonic mixer device is an optoelectronic component which enables the onchip correlation of an amplitude-modulated optical signal with an electrical reference signal. This functionality is the basic of both distance measurement based on the time-of-flight principle and optical data transmission. Regarding a complete realization in CMOS-technology, this sensor principle allows a highly integrated, fast and low cost 3D-solid-state camera.

Concerning the field of multi-dimensional ranging application this work shows at first a possible way to model a complete PMD-camera system with Matlab/Simulink. All necessary equations for calculating the optical power on a PMD-pixel depending on the distance are displayed. Furthermore the optoelectronic mixing process is modeled including consideration of an effective background light suppression. Various signal processing tasks and evaluation algorithms complete the implementation of the mentioned PMD-model. The result of this approach is a powerful simulation tool which allows the performance analysis of PMD-cameras in certain 3D-vision applications.

Another focus of this work lies on PMD-applications in the interior and the exterior of automobiles. Regarding interior protection for occupants the major task is an intelligent airbag deployment. For this functionality it is essential to know if the passenger seat is occupied or not and whether the object is a person or maybe a baby in a child seat. In this context the present thesis deals with the aspects of image processing with neural networks and polynomial classifiers for pattern recognition of various simulated passenger seat configurations. Furthermore the boundary conditions of a dynamic out of position detection are explained and the experimental setup of a PMD-sensor for this application is demonstrated.

Relating to exterior applications in the range of security and convenience, this thesis is primarily concerned with precrash-detection and automated stop&go. Thereby the major task was to develop an applicative modulation procedure which considers on the one hand the general boundary conditions of an active infrared sensor, e.g. the laser safety rules, and on the other hand the non-ambiguous distance evaluation independent from the influence of other equivalent sensors nearby.

In the field of optical communication the PMD-technology applied to MSM-diodes provides a correlated mixer device for fast multi-access applications. In this work the

first generation of a PMD receiver module to be used in an optical data bus is introduced. The advantages of this approach for the realization of a multiplex communication scheme are pointed out and the general characteristics of the developed circuit board are described. Several experimental results confirm that both a phase multiplex procedure and an orthogonal frequency division multiple access scheme are enabled by using the PMD-MSM-technology. Finally simulation results demonstrate that even a combination of phase shifting and amplitude multiplex techniques is possible, without interfering of the different transmission lines.

Einleitung

Die Vermessung von 3D-Szenen erlangt in vielen Bereichen der Automatisierungstechnik sowie des Transport- und Verkehrswesens zunehmende Bedeutung. Diese Entwicklung wird besonders im Automobilbereich deutlich, wobei die derzeitigen Schwerpunkte in der Maximierung des Insassen- und Fußgängerschutzes liegen. Das langfristige Ziel besteht in der Realisierung eines möglichst unfallfreien Verkehrs.

In den letzten Jahren wurden verschiedene technologische Ansätze von Ultraschall über Radarsensoren bis hin zu optischen Sensoren umgesetzt, um diese Ziele zu erreichen. Nichtoptische Ansätze zeichnen sich entweder durch einen niedrigen Preis oder durch die Umgehung der Abdeckungsproblematik aus. Wenn es allerdings erforderlich wird, Methoden der Bildverarbeitung anzuwenden, dann werden aufgrund ihres hohen Potenzials hinsichtlich der lateralen Auflösung optische Sensoren notwendig.

Neben der Kombination von hochauflösten 2D-Sensoren wie CMOS- oder CCD-Kameras zu Stereokameras werden in erster Linie sogenannte LADAR/LIDAR¹-Systeme für die Entfernungsmessung favorisiert. Diese Sensoren basieren auf dem Prinzip der optisch inkohärenten Laufzeitmessung, der sogenannten Modulationsinterferometrie, bei der das von der zu vermessenden Szene reflektierte amplitudenmodulierte Beleuchtungslicht in Bezug auf Phasenverzögerungen des Modulationssignals aufgrund von unterschiedlichen Laufwegen ausgewertet wird. Diese Auswertung basiert generell auf der Evaluierung einer Korrelation als Ergebnis des Mischprozesses zwischen der Modulation des einfallenden optischen Signals und dem entsprechenden Referenzsignal.

Die verschiedenen Vertreter dieser Messmethode unterscheiden sich einerseits darin, ob ein mechanischer Scanner eingesetzt wird und andererseits in der jeweiligen Realisierung dieser Signalmischung. In Pulslaufzeitsystemen wird der kurze optische Impuls mit dem darauf abgestimmten Detektionsfenster eines Shutterdetektors korreliert. Bei konventionellen Systemen der Phasenlaufzeitmessung wird der Mischprozess auf elektrischem Wege realisiert, nachdem das optische Signal über eine Photodiode elektrisch gewandelt worden ist. In neueren Varianten erfolgt die Mischung vor der eigentlichen Signaldetektion über Intensitätsmodulation, die entweder verstärkenden (micro-channel plate [AGPD93]) oder dämpfenden Charakter (Pockelszellen [Xu99]) annehmen kann.

Der im Rahmen dieser Arbeit untersuchte und von Prof. Dr.-Ing. R. Schwarte 1996 patentierte [Schw97] Photomischdetektor (PMD) stellt eine neuartige innovative Möglichkeit zur Ermittlung der Korrelation dar, bei welcher der Mischprozess zeitgleich mit der Detektion in einem einzigen optoelektronischen Bauelement realisiert wird.

¹Laser/Light Detection and Ranging

Gliederung

Der erste Teil der vorliegenden Dissertation befasst sich mit der neuartigen PMD-Technologie. Zunächst wird auf die notwendigen Grundlagen zum Verständnis dieses unkonventionellen Verfahrens eingegangen. Dazu wird einerseits das zugrunde liegende Modulationsinterferometrierfahren erläutert. Andererseits wird dargestellt, auf welche Weise die direkte optoelektrische Signalmischung im PMD-Pixel realisiert worden ist und welche Schritte hinsichtlich des Chiplayouts unternommen wurden, um die ursprünglichen PMD-Einzelpixel zu einem leistungsfähigen 3D-Sensor weiter zu entwickeln.

Im Anschluss daran wird eine Möglichkeit vorgestellt, wie ein komplettes PMD-Gesamtsystem mit allen relevanten physikalischen Vorgängen unter Matlab/Simulink modelliert werden kann. Dabei werden im ersten Schritt die einzelnen Basisfunktionen des PMD-Gesamtsystems beleuchtet und die zur Modellierung notwendigen mathematischen Beziehungen abgeleitet. Bevor die Ergebnisse der Systemuntersuchungen mit Hilfe des PMD-Modells gezeigt werden, wird näher darauf eingegangen, mit welchen zusätzlichen Funktionalitäten die enorme Signaldynamik im Gesamtsystem reduziert werden kann.

Der zweite Teil dieser Arbeit konzentriert sich auf die möglichen fahrzeugspezifischen Anwendungen, die mit dem PMD-Sensor bereits angegangen werden bzw. prinzipiell vorstellbar sind. Hierbei stehen als erstes verschiedene Funktionalitäten im Bereich der Innenraumbesichtigung im Vordergrund. Nach der Beschreibung konkurrierender Sensorkonzepte werden die Methoden der Bildverarbeitung vorgestellt, mit denen die wichtigsten Anwendungsszenarien im Innenraum, Sitzbelegungserkennung und Out-of-Position-Detection, in Angriff genommen wurden.

Anschließend wird gezeigt, inwieweit die PMD-Kamera für Anwendungen im Außenraum eines Kraftfahrzeugs geeignet ist. Dabei werden Untersuchungen zur frühzeitigen Precrash-Erkennung und zur automatisierten Stop&Go-Funktionalität vorgestellt sowie die Möglichkeiten der dynamischen Leuchtweitenregelung und der Geschwindigkeitsmessung über den Doppler-Effekt beleuchtet.

Den Abschluss der Arbeit bildet ein Überblick über die verschiedenen Möglichkeiten, das PMD-Pixel als Empfängermodul in Glasfasernetzwerken einzusetzen. Neben Anwendungen auf dem Gebiet der Navigation spielt hierbei hauptsächlich der Einsatz der PMD-Technologie in optischen Bussystemen zur parallelen Datenübertragung eine Rolle.

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	iii
Abstract	v
Einleitung	vii
Gliederung	ix
Inhaltsverzeichnis	xiii
I Modell des PMD-Gesamtsystems	1
1 Grundlagen	3
1.1 Modulationsinterferometrie	3
1.2 Photomischdetektor	10
1.2.1 Funktionsprinzip	10
1.2.2 Optimierte PMD-Strukturen	12
2 Modellierung des Photomischdetektors	17
2.1 Basisfunktionen des PMD-Gesamtsystems	17
2.1.1 Leistungsbilanz beim Phasenlaufzeitverfahren	17
2.1.2 Optoelektronischer Korrelationsprozess	23
2.1.3 Signalverarbeitung	26
2.1.4 Auswertung	30
2.2 Reduzierung der Signaldynamik	39
2.2.1 Hintergrundlichtkompensation	40
2.2.2 Adaptive Integrationszeitregelung	41
2.3 Systemuntersuchung mit Hilfe des PMD-Modells	41
2.3.1 Standardabweichung	42
2.3.2 Modulationsfrequenz	44
2.3.3 Beleuchtungsdauer	45
2.3.4 Reales LED-Signal	49

II	Fahrzeugspezifische Anwendungen	53
3	Entfernungsmessung im Innenraum	55
3.1	Konkurrierende Sensorkonzepte	56
3.1.1	Ultraschall (Jaguar)	57
3.1.2	Kapazitiver Sensor (BMW)	57
3.1.3	Triangulationssensorik (Temic)	58
3.1.4	Monokamera (TRW)	59
3.1.5	Stereokamera (Siemens)	60
3.2	Bildverarbeitung	61
3.2.1	Ingenieuransatz	61
3.2.2	Pädagogischer Ansatz	62
3.3	Sitzbelegungserkennung (SBE)	67
3.3.1	Spezifikation SBE	67
3.3.2	Klassifikationsergebnisse	69
3.4	Out-of-Position-Erkennung (OOP)	77
3.4.1	Spezifikation OOP	78
3.4.2	PMD-Innenraumsensorik	79
4	Anwendungen im Außenraum	83
4.1	Vorausschauende 3D-Sensorik	83
4.1.1	Funktionalität Precrash-Detektion	84
4.1.2	Funktionalität Stop&Go	85
4.1.3	Spezifikation der Systemparameter	86
4.1.4	Anforderungen an das Modulationsverfahren	87
4.1.5	Modulationskonzept	91
4.2	Dynamische Leuchtweitenregelung	102
4.2.1	Spezifikation der dynamischen Leuchtweitenregelung	102
4.2.2	Bestimmung der Leuchtweite	103
4.2.3	Notwendige Messgenauigkeit	104
4.3	Geschwindigkeitsmessung über den Doppler-Effekt	105
4.3.1	Doppler-Radar im Mikrowellenbereich	105
4.3.2	Doppler-Radar im Infrarotbereich	107
5	PMD-Lichtwellenleiterempfangsmodule	111
5.1	Navigation	111
5.1.1	Sagnac-Effekt	112
5.1.2	Faserkreisel	115
5.1.3	Ringlaserkreisel	118

5.2	Optische Datenübertragung	120
5.2.1	Multiple-Access-Verfahren	123
5.2.2	PMD-MSM-Demonstratoraufbau	124
5.2.3	Charakterisierung des MSM-Empfangsmoduls	132
5.2.4	Bestimmung der Empfindlichkeit	139
5.2.5	Multiplex-Datenübertragung	143
6	Ausblick	155
7	Anhang	157
7.1	Sensitivitätsanalyse	157
7.2	Fizeau-Experiment	160
7.3	Bestrahlungsstärke auf der MSM-Diode	162
	Literaturverzeichnis	165
	Lebenslauf	171

Teil I

Modell des PMD-Gesamtsystems

1 Grundlagen

Bevor im nächsten Kapitel näher auf die Modellierung des PMD-Gesamtsystems unter Matlab/Simulink eingegangen werden kann, widmet sich der folgende Abschnitt der Arbeit den für das Verständnis der PMD-Modellbildung notwendigen Grundlagen.

Zunächst wird das der PMD-Technologie zugrunde liegende Modulationsinterferometrieverfahren erläutert und exemplarisch dargestellt, wie die zu evaluierende Entfernung aus den detektierten Messgrößen ermittelt werden kann. Im Anschluss daran wird der Aufbau des Photomischdetektors und die generelle Funktionsweise veranschaulicht.

1.1 Modulationsinterferometrie

Die Klasse der berührungslosen Entfernungsmessverfahren mittels optischer Strahlung teilt sich gemäß Abbildung 1.1 in zwei grundlegend unterschiedliche Ansätze auf: Triangulationsmessungen und Laufzeitverfahren.

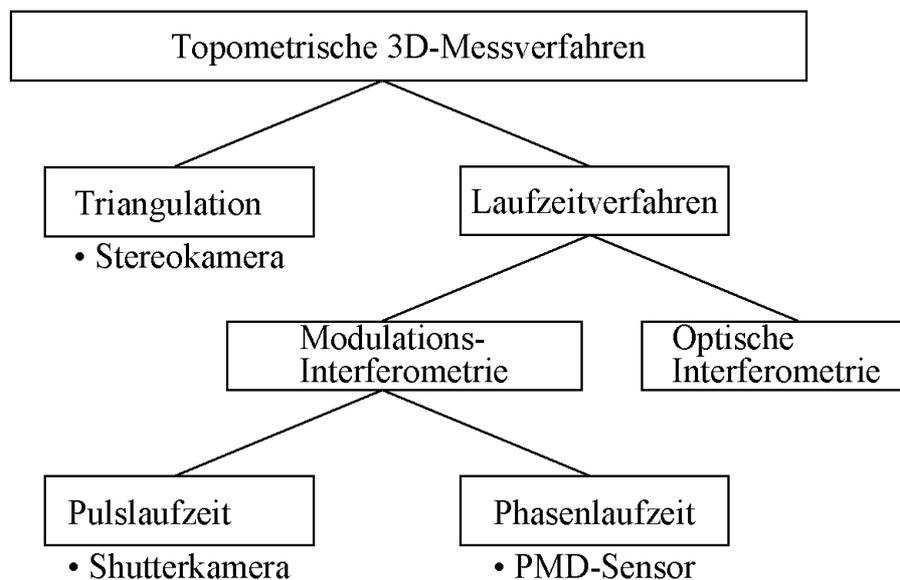


Abbildung 1.1: Überblick über verschiedene Entfernungsmessverfahren

Bei den Triangulationsverfahren geht es allgemein darum die von der zu untersuchenden Szene kommende optische Strahlung im Hinblick auf geometrische Beziehungen auszuwerten. Dabei gibt es verschiedene Varianten je nach dem, ob mit oder ohne aktive optische Beleuchtung gearbeitet wird. Vertreter der passiven Triangulation sind die sogenannten Stereokameras, bei denen die betreffende Szene mit zwei Kameras aus unterschiedlichen Beobachtungswinkeln aufgenommen wird (siehe Abschnitt 3.1.5). Demgegenüber handelt es sich bei den photogrammetrischen Verfahren mit Strukturprojektionen um aktive Ansätze.

Als Alternative zu den beschriebenen Triangulationsverfahren gibt es verschiedene Laufzeitverfahren, bei denen der Abstand zur Objektoberfläche über die Echolaufzeit und die entsprechende Geschwindigkeit bestimmt wird. Die grundlegende Schwierigkeit bei diesen Methoden resultiert aus der enormen Höhe der Lichtgeschwindigkeit. Soll eine Entfernungsauflösung von 1 mm erreicht werden, muss die Echolaufzeitmessung mit einer Genauigkeit von $6,6\text{ ps}$ durchgeführt werden. Einen erfolgreichen Ansatz zur Lösung dieses Problems liefert die optische Interferometrie, bei der kohärentes Licht konstruktiv bzw. destruktiv überlagert wird und die Entfernung aus der resultierenden Interferenzfigur gewonnen wird. Der große Vorteil dieser Variante liegt in der erzielbaren Entfernungsgenauigkeit, die in Bruchteilen der verwendeten Lichtwellenlänge angegeben werden kann.

Wenn jedoch ein großer Messbereich abgedeckt werden soll, ein entsprechend hoher Eindeutigkeitsbereich notwendig ist oder auf kohärentes Licht verzichtet werden soll, kann anstelle der optischen Interferometrie ein Modulationsinterferometrieverfahren realisiert werden. Je nach verwendeter Signalform wird dabei zwischen Pulslaufzeitverfahren, bei denen kurze Pulse und schnelle Shutter notwendig sind (siehe [BoDe00]), und Phasenlaufzeitmessungen unterschieden. Analog zu der am CSEM¹ in Zürich entwickelten 3D-Kamera (siehe [LSBS99]) ist der im Rahmen dieser Arbeit behandelte Photomischdetektor ebenfalls ein Vertreter dieses Messverfahrens.

Die für die optisch inkohärente Phasenlaufzeitmessung, die sogenannte Modulationsinterferometrie, prinzipiell notwendigen Funktionsblöcke sind in der nachfolgenden Abbildung zu sehen.

¹Centre Suisse d'Electronique et de Microtechnique

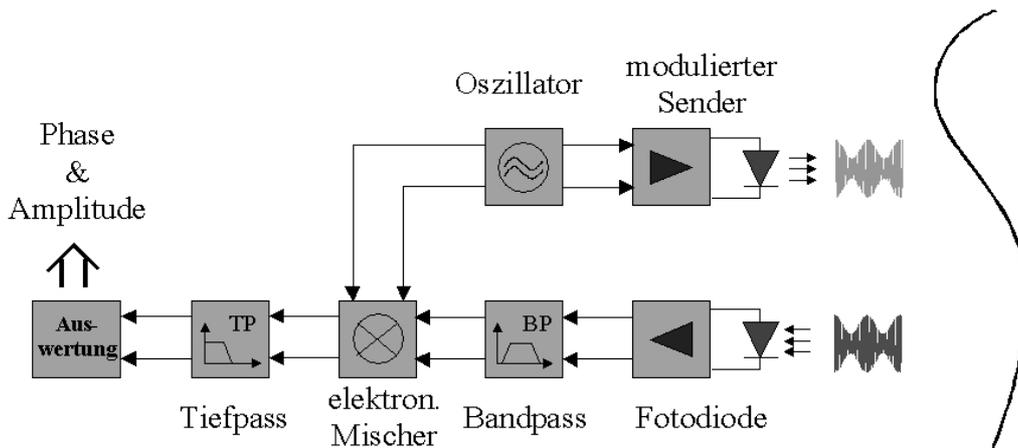


Abbildung 1.2: Prinzip des konventionellen Modulationsinterferometrieverfahrens ohne Referenzkanal

Über einen Oszillator wird die verwendete Sendequelle angesteuert, die in Abhängigkeit des anliegenden Modulationssignals amplitudenmodulierte Infrarotstrahlung emittiert. Die Modulationsfrequenz liegt dabei im Hochfrequenzbereich, damit geeignete Interferogramme mit Wellenlängen im Meterbereich dargestellt werden können. Das von der zu vermessenden Szene reflektierte Signal beinhaltet die Entfernungsinformation in Form von unterschiedlichen Phasenverzögerungen aufgrund der verschiedenen Echolaufzeiten.

Über einen nachgeschalteten Bandpass wird das in der Photodiode erzeugte elektrische Signal zusammen mit dem ursprünglichen Oszillatorsignal als Referenzsignal einem elektrischen Mischer zugeführt. Dieser ermittelt in Verbindung mit dem nachfolgenden Tiefpass die Korrelation zwischen den beiden Eingangssignalen in Form des Modulationsinterferogramms.

Der Zusammenhang zwischen der Korrelation als Ergebnis des Mischprozesses und der zu bestimmenden Entfernung wird im Folgenden am Beispiel von harmonischen Modulationssignalen mathematisch hergeleitet.

Die Strahlungsleistung $\Phi(t, \varphi)$ auf der Photodiode ergibt sich einerseits aus der Remission des harmonisch modulierten Sendesignals und andererseits aus dem zusätzlich einfallenden unmodulierten Hintergrundlicht.

$$\Phi(t, \varphi) = G_0 + R \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.1)$$

- φ : entfernungsabhängige Phasenverschiebung [rad]
- ω : Modulationsfrequenz $\left[\frac{\text{rad}}{\text{s}}\right]$
- G_0 : unmodulierter Gleichanteil [W]
- R : Remissionsamplitude [W]

Dabei korrespondiert die Phasenverzögerung φ mit der zu bestimmenden Entfernung d über die Beziehung

$$d = \frac{c \cdot \varphi}{2\omega}. \quad (1.2)$$

c : Lichtgeschwindigkeit $\left[\frac{m}{s}\right]$

Die Ermittlung der Phasenverzögerung kann über den unter der Bezeichnung ‘‘Lock-in’’-Verfahren (siehe [SpSe95]) bekannten Auswertungsalgorithmus erfolgen. Dabei werden die für die Korrelation erforderlichen Demodulationssignale $U(t, \psi)$ mit der zum Modulationssignal identischen Frequenz ω als symmetrische Gegentaktsignale gewählt.

$$U_a(t, \psi) = U_0 + U \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (1.3)$$

$$U_b(t, \psi) = U_0 - U \cdot \sin(\omega t + \psi) \quad (1.4)$$

U : Demodulationsamplitude

U_0 : Gleichanteil

ψ : wählbare Phasenverschiebung zwischen Modulation und Demodulation [rad]

Die mathematische Beschreibung des Mischprozesses bzw. der Korrelation zweier Signale ist gegeben durch deren Multiplikation in Verbindung mit einer Integration, wobei als Integrationsintervall ein ganzzahliges Vielfaches der Periodendauer $T_P = \frac{2\pi}{\omega}$ verwendet wird. Das Ergebnis N der Korrelation als Funktion der frei wählbaren Phasenverschiebung ψ kann auf folgende Weise berechnet werden, wobei für die Herleitung berücksichtigt wird, dass das Integral von harmonischen Funktionen in ωt über ganze Vielfache der Periodenlänge keinen Beitrag ergibt. Zur Charakterisierung der Empfindlichkeit des Halbleitermaterials wird die Sensitivität S [A/W] eingeführt.

$$\begin{aligned} N_a(\varphi, \psi) &= \frac{S}{e} \int_0^{nT_P} U_a(t, \psi) \cdot \Phi(t, \varphi) dt \\ &= \frac{S}{e} \int_0^{nT_P} (U_0 + U \cdot \sin(\omega t + \psi)) \cdot (G_0 + R \cdot \sin(\omega t + \varphi)) dt \\ &= \frac{S}{e} \int_0^{nT_P} (U_0 G_0 + UR \sin(\omega t + \psi) \cdot \sin(\omega t + \varphi)) dt \\ &\quad + \underbrace{\frac{S}{e} \int_0^{nT_P} (U_0 R \sin(\omega t + \psi) + U G_0 \sin(\omega t + \varphi)) dt}_{=0} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \underbrace{\frac{S}{e} U_0 G_0 n T_P}_{=H} + \frac{S}{e} U R \int_0^{nT_P} (\cos \psi \cos \varphi \sin^2(\omega t) + \sin \psi \sin \varphi \cos^2(\omega t)) dt \\
 &\quad + \underbrace{\frac{S}{e} U R \int_0^{nT_P} (\cos \psi \sin(\omega t) \cos(\omega t) + \sin \psi \cos \varphi \sin(\omega t) \cos(\omega t)) dt}_{=0} \\
 &= H + \underbrace{\frac{S}{2e} U R n T_P}_{=M} (\cos \psi \cos \varphi + \sin \psi \sin \varphi) \\
 &= H + M \cos(\varphi - \psi)
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

Analog gilt für das symmetrische Gegentaktdemodulationssignal

$$N_b(\varphi, \psi) = \frac{S}{e} \int_0^{nT_P} U_b(t, \psi) \cdot \Phi(t, \varphi) dt = H - M \cos(\varphi - \psi). \tag{1.6}$$

Insgesamt zeigt sich, dass die Korrelationssignale neben der einstellbaren Phasenverschiebung ψ ausschließlich von drei Systemparametern abhängig sind:

- variable Phasenverzögerung $\varphi = f(d, \omega)$
- unmodulierter Hintergrundanteil $H = f(U_0, G_0, n, T_P)$
- modulierter Signalanteil $M = f(U, R, n, T_P)$

Zur Bestimmung der Phasenverzögerung φ aus diesen drei Unbekannten müssen mindestens drei Korrelationssignale gemäß den Gleichungen 1.5 bzw. 1.6 ermittelt werden, da sonst das Gleichungssystem unterbestimmt ist. Beim symmetrischen “Lock-in”-Verfahren wird die wählbare Phasenverschiebung ψ durch das sogenannte IQ-Verfahren (0° -Inphase/ 90° -Quadraturphase)

$$N_{a,b}(\varphi, 0^\circ) = H \pm M \cos(\varphi) \tag{1.7}$$

$$N_{c,d}(\varphi, 90^\circ) = H \pm M \cos(\varphi - \frac{\pi}{2}) = H \pm M \sin(\varphi) \tag{1.8}$$

festgelegt, so dass insgesamt vier Signale evaluiert werden. Dabei entspricht die bei jeder Einzelmessung resultierende Summe

$$N_a + N_b = N_c + N_d = 2H \tag{1.9}$$

gerade dem von 2D-Kameras bekannten Grauwert.

Zur Bestimmung der Phasenverzögerung wird dieser Gleichanteil über Differenzbildung der Gegentaktkorrelationssignale eliminiert.

$$N_a - N_b = 2M \cos \varphi \quad (1.10)$$

$$N_c - N_d = 2M \sin \varphi \quad (1.11)$$

Aus den Differenzwerten ergibt sich die zu bestimmende Phasenverzögerung durch Quotientenbildung und Berechnung der arctan-Funktion.

$$\varphi = \arctan \left(\frac{N_c - N_d}{N_a - N_b} \right) \quad (1.12)$$

In Anbetracht der Tatsache, dass der Wertebereich der arctan-Funktion auf das Intervall $[0^\circ, 90^\circ]$ beschränkt ist, wird die Auswertung des kompletten Eindeutigkeitsbereichs $[0^\circ, 360^\circ]$ nur dann ermöglicht, wenn die Vorzeichen der Differenzwerte $N_a - N_b$ und $N_c - N_d$ mit berücksichtigt werden.

Aus dem in Abbildung 1.3 gezeigten Verlauf der Korrelationssignale in Abhängigkeit der Phasenverzögerung über den kompletten Eindeutigkeitsbereich kann ein geeigneter

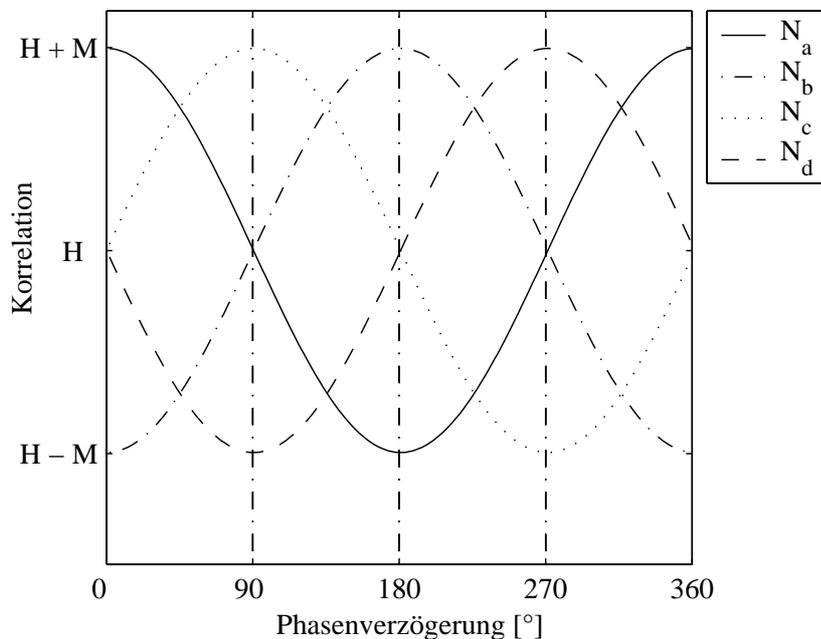


Abbildung 1.3: Verlauf der Korrelationssignale

Auswertungsalgorithmus nach folgender Vorschrift abgeleitet werden.

1. Fall $(N_a > N_b) \wedge (N_c \geq N_d)$:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{N_c - N_d}{N_a - N_b}\right) \quad (1.13)$$

2. Fall $(N_a \leq N_b) \wedge (N_c > N_d)$:

$$\varphi = \frac{\pi}{2} + \arctan\left(\frac{N_b - N_a}{N_c - N_d}\right) \quad (1.14)$$

3. Fall $(N_a < N_b) \wedge (N_c \leq N_d)$:

$$\varphi = \pi + \arctan\left(\frac{N_d - N_c}{N_b - N_a}\right) \quad (1.15)$$

4. Fall $(N_a \geq N_b) \wedge (N_c < N_d)$:

$$\varphi = \frac{3\pi}{2} + \arctan\left(\frac{N_a - N_b}{N_d - N_c}\right) \quad (1.16)$$

Zur Charakterisierung des Modulationsinterferometrieverfahrens unter Berücksichtigung von Rauscheffekten kann die im Anhang 7.1 berechnete Standardabweichung der Phasenverzögerung

$$\sigma_\varphi = \sqrt{\frac{H}{2M^2}} \quad (1.17)$$

und die daraus abgeleitete Entfernungsstandardabweichung

$$\sigma_d = \frac{\partial d}{\partial \varphi} \cdot \sigma_\varphi = \frac{c}{2\omega} \sqrt{\frac{H}{2M^2}} \quad (1.18)$$

herangezogen werden. Es zeigt sich, dass die Entfernungsgenauigkeit grundsätzlich mit steigender Modulationsintensität M und sinkender Hintergrundintensität H erhöht werden kann. Außerdem ist zu erkennen, dass sich ein Fehler in den Korrelationssignalen aufgrund von Rauscheffekten mit kleiner werdender Modulationsfrequenz zunehmend stärker auf die Entfernungsauflösung auswirkt.

1.2 Photomischdetektor

Konventionelle Verfahren der Phasenlaufzeitmessung, welche dem Prinzipaufbau aus Abbildung 1.2 entsprechen, sind durch den modularen Aufbau aus Photodiode mit breitbandigem Verstärker, Bandpass, elektrischem Mischer und nachfolgendem Tiefpass generell störanfällig. Vor allem innerhalb des Verstärkers kommt es zu erheblichen Temperaturdriften, die eine Referenzmessung unabdingbar machen. Außerdem beinhaltet der elektronische Mischer eine schaltungstechnisch aufwendige und kostspielige Hochfrequenzsignalverarbeitung.

Nach [HeSc99] liegt die Lösung dieser Probleme in der Verwendung eines neuartigen Halbleiterbauelementes in CMOS-Technologie dem Photomischdetektor (PMD). Durch die monolithische Integration von Active Pixel Sensor (APS [Foss93]) und komplexer Schaltungstechnik steht mit dem PMD-Chip ein leistungsfähiger Opto-ASIC² als Detektoreinheit zur Verfügung, der neue Perspektiven für die Entfernungsmessung eröffnet.

Die folgende Einführung in die PMD-Technologie beginnt mit der Beschreibung der prinzipiellen Funktionsweise und schließt mit einem Überblick über bereits realisierte Optimierungen des PMD-Bauelementes in Form von strukturellen Layoutanpassungen.

1.2.1 Funktionsprinzip

Als Vertreter der Modulationsinterferometrie umfasst der Messaufbau eines PMD-Sensors die in der nachfolgenden Abbildung gezeigten Komponenten.

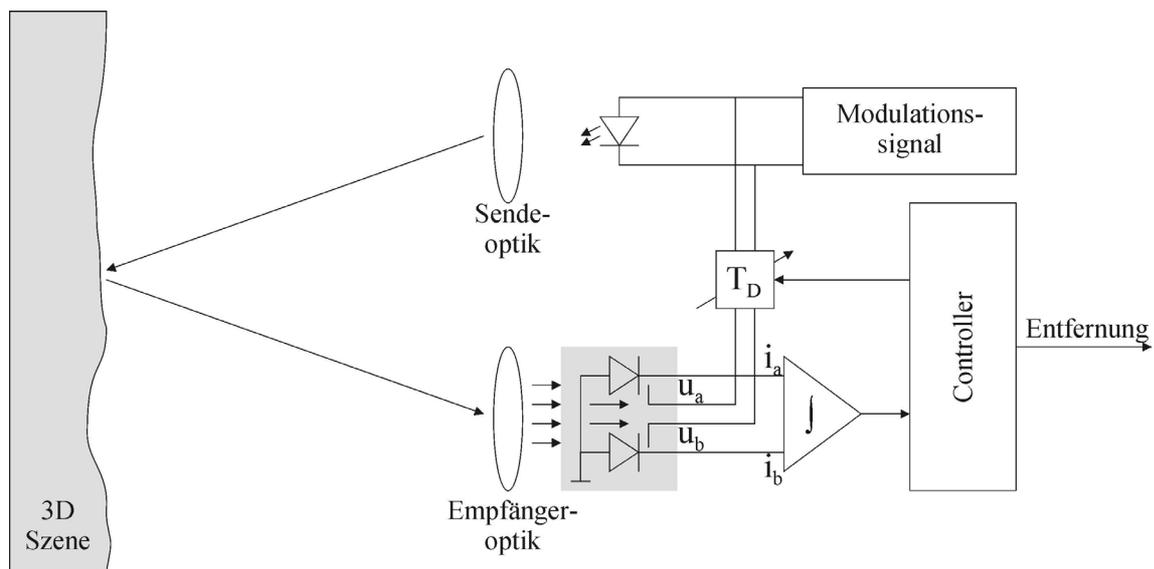


Abbildung 1.4: Aufbau eines Messsystems mit einem PMD-Empfängermodul

²Application Specific Integrated Circuit

Über eine Sendeoptik wird das von einer modulierten Lichtquelle emittierte Licht auf die zu vermessende 3D-Szene abgebildet. Das diffus remittierte Licht beinhaltet die Entfernungsinformation aufgrund von verschiedenen Laufzeiten in Form von unterschiedlichen Phasenverzögerungen des Intensitätsverlaufs. In Kombination mit der Empfängeroptik dient der als Schaltsymbol eingezeichnete PMD-Sensor als integriertes Empfängermodul und ersetzt dadurch die Photodiode, den breitbandigen Verstärker, den Bandpass und den elektrischen Mischer nebst nachgeschaltetem Tiefpass des konventionellen Verfahrens (Abbildung 1.2). Das zur Modulation des Senders verwendete Signal wird dem PMD-Chip als Referenzsignal für die Demodulation elektrisch zugeführt, wobei dessen Phaselage relativ zur Phase des einfallenden Intensitätssignals über die Verzögerungszeit T_D definiert verschoben werden kann. Die Auslesesignale werden auf Integrationskapazitäten gespeichert und können mit Hilfe eines Controllers ausgewertet werden.

Als Array aus PMD-Pixeln konzipiert stellt die resultierende PMD-Kamera einen Bildsensor dar, bei dem jedes Bildelement für sich in der Lage ist, die Tiefeninformationen einer 3D-Szene zu extrahieren.

Die prinzipielle Funktionsweise des PMD-Chips als optoelektronische Schnittstelle, welche die Signaldetektion und den Mischprozess mit der zugeführten elektrischen Referenzspannung gleichzeitig durchführt, wird anhand des in Abbildung 1.5(a) dargestellten Querschnitts durch ein PMD-Pixel [ScBu00] veranschaulicht.

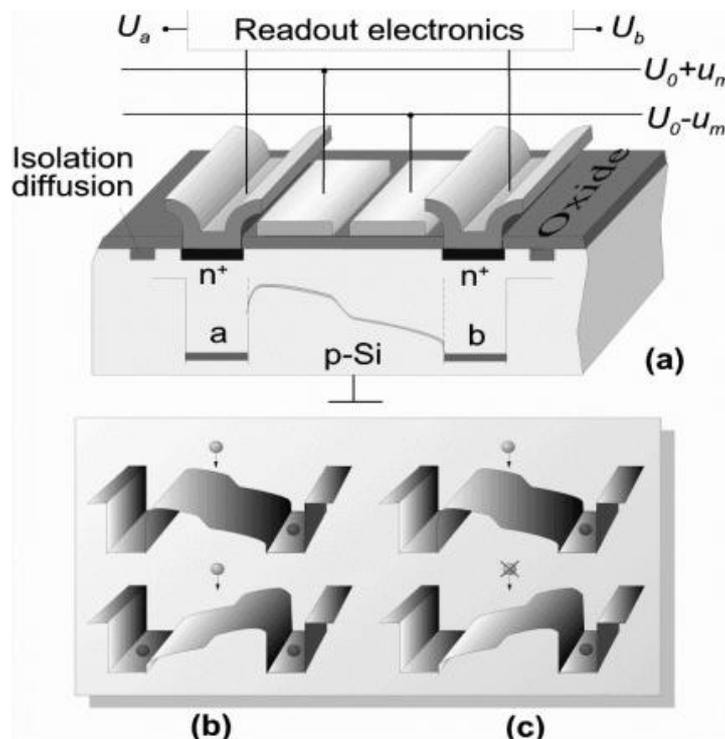


Abbildung 1.5: Realisierung des Mischprozesses

Über den inneren Photoeffekt lösen die einfallenden Photonen in der lichtempfindlichen p-Siliziumschicht Elektronen aus ihren Bindungen und generieren auf diese Weise Elektron-Loch-Paare. Wird eine Gegentakmodulationsspannung u_m an die transparenten Photogates angelegt, so entsteht ein Potenzialgefälle im photosensitiven Bereich unterhalb der Modulationsgates. Durch das elektrische Feld werden die Ladungsträgerpaare separiert. Variiert die Polarität der angelegten Modulationsspannung, so ändert sich auch die Neigung des sich ausbildenden Potenzialgefälles und die Elektronen werden je nach Polarität zur linken oder rechten Auslesediode dirigiert. Die erzeugten Löcher driften unabhängig vom Potenzialgefälle zur gemeinsamen Anode.

Der sich zeitlich ändernde Potenzialverlauf entspricht demnach einer Elektronenschaukel, die exakt den gewünschten Mischeffekt bewirkt. Dies wird durch den unteren Teil von Abbildung 1.5 verdeutlicht. Fällt unmoduliertes Licht konstanter Intensität auf ein PMD-Pixel, so werden bei jeder Schaukelstellung gleich viele Elektronen auf die gewünschte Seite bewegt (b). Handelt es sich bei dem zu detektierenden Licht um ein moduliertes Intensitätssignal, so bewirkt das Anlegen einer mit der äquivalenten Frequenz modulierten Gegentakspannung korrelierte Auslesesignale (c), die direkt mit der jeweiligen Phasenverzögerung korrespondieren.

Zur Vervollständigung der Korrelationsbestimmung werden die Auslesesignale als Ergebnis der Multiplikation auf beiden Seiten des PMD-Chips auf Speicherkapazitäten integriert. Die resultierenden Ladungszustände dieser Kondensatoren nach der Integration über ganzzahlige Vielfache der Periodendauer entsprechen exakt den Korrelationssignalen aus Gleichung 1.5 und 1.6. Die Auswertung zur Bestimmung der Entfernung erfolgt für harmonische Modulationssignale analog zum vorgestellten “Lock-in”-Verfahren aus Abschnitt 1.1 über mindestens zwei Differenzen der Auslesesignale. Die Summation der Korrelationswerte liefert die Gesamtzahl der erzeugten Ladungsträger und korrespondiert daher mit dem von herkömmlichen 2D-Kameras bekannten Grauwert.

1.2.2 Optimierte PMD-Strukturen

Nachdem 1997 die Prinziptauglichkeit der PMD-Technologie mit Hilfe des ersten PMD-Layouts unter Beweis gestellt werden konnte, wurden am Institut für Nachrichtenverarbeitung (INV) der Universität Siegen unter der Leitung von Prof. Dr.-Ing. Schwarte weitere Schritte unternommen, um die Performance der PMD-Strukturen zu optimieren.

Mittels Untersuchungen zur Charakterisierung der spektralen Eigenschaften der PMD-Bauelemente konnte festgestellt werden, dass sich der Mischprozess im sichtbaren Bereich bei 600 nm deutlich effektiver gestaltet als bei Verwendung von Infrarotsendemodulen, die für einen Einsatz im Automobilbereich erforderlich sind. Die Ursache für diesen Effekt konnte am INV über Halbleitersimulationen [RiBu99] ermittelt werden, deren Ergebnisse in der nachfolgenden Darstellung gezeigt sind.

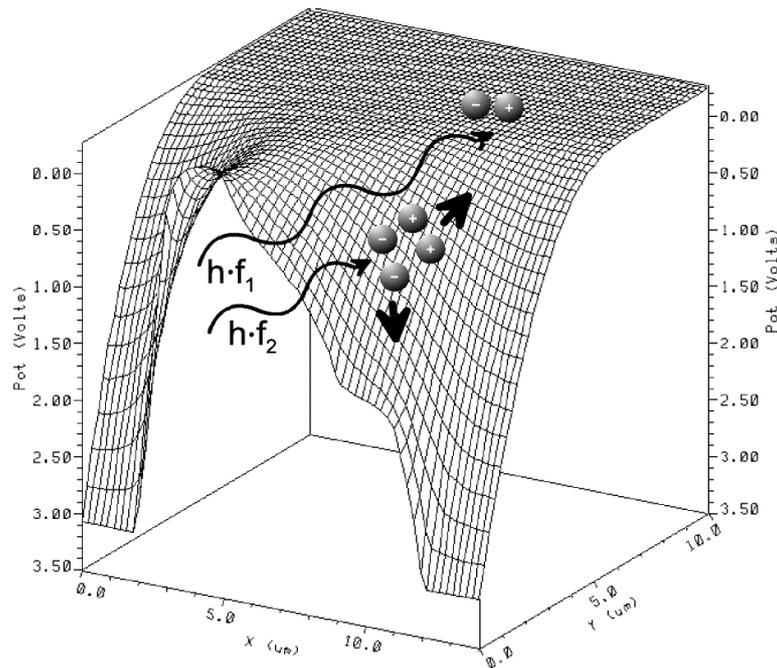


Abbildung 1.6: 3D-Potenzialverteilung in einer PMD-Struktur

Es ist zu erkennen, dass das Potenzialgefälle in den Bereichen der Modulationsgates ($y=0$) am stärksten ausgeprägt ist. In tieferen Regionen des Halbleitersubstrats ($y>0$) fällt die Ladungsschaukel dagegen deutlich flacher aus. Aufgrund der höheren Eindringtiefe der Infrarotstrahlung gegenüber dem sichtbaren Licht werden die Elektron-Loch-Paare in tieferen Schichten der photoempfindlichen Zone erzeugt, in denen das elektrische Feld bereits abgeschwächt ist. Darüber hinaus müssen die Ladungen eine größere Transferstrecke zurücklegen, um zu den Auslesedioden an der Oberfläche des Halbleiters zu gelangen.

Die auf diese Weise verursachten Laufzeiten könnten deutlich verringert werden, wenn es gelingt, das Potenzialgefälle auf tiefere Schichten des PMD-Pixels auszudehnen. Das in [HeSc99] beschriebene Buried-n-Channel-PMD mit 3-Gate-Fingerstruktur stellt eine Lösung dieses Problems dar. Ein in tiefere Schichten vergrabener n-Kanal bewirkt eine Erhöhung des Potenzialgradienten, eine effektivere Ladungsträgerseparation und eine Steigerung der Transporteffizienz der Ladungen zu den Auslesedioden. Dadurch kann die Performance des PMD-Pixels hinsichtlich Empfindlichkeit, Transitgeschwindigkeit und Linearität deutlich gesteigert werden.

Um die Laufzeiten der Ladungsträger innerhalb des PMD-Pixels zu den Auslesedioden noch weiter zu verringern und somit die Modulationsbandbreite zu erhöhen, bietet sich eine weitere Modifikation der PMD-Struktur (siehe [Schw98]) an. Anstelle von zwei breiten Modulationsgates pro PMD-Pixel wird die in Abbildung 1.7 gezeigte Fingerstruktur eingeführt.

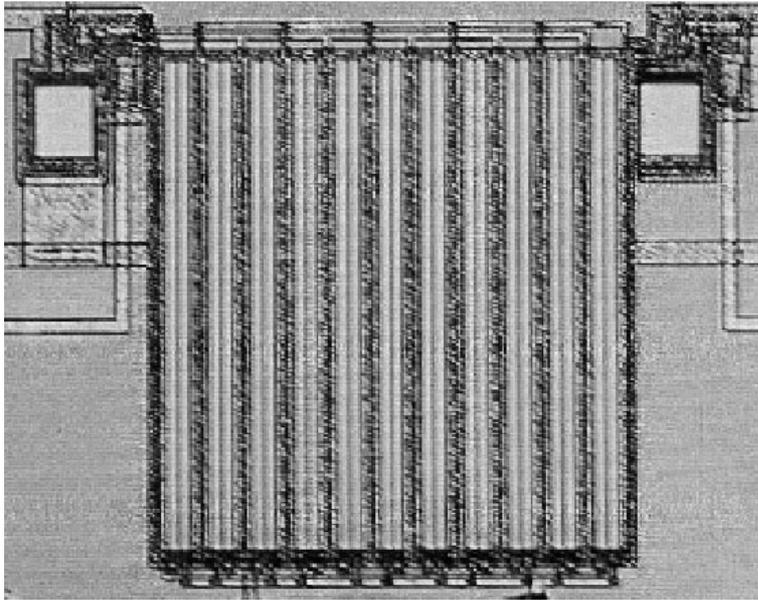


Abbildung 1.7: Layout eines Fingerstrukturpixels

Dabei entsprechen je zwei Fingerstreifen den im Gegentakt betriebenen PMD-Hälften, wobei diese verschiedenen Fingerstreifenpaare durch die jeweils benötigten Ausledioden separiert werden. Da sich in erster Linie im Bereich zwischen zwei Modulationsgates eine hohe Feldstärke zur Trennung der Ladungsträgerpaare ausbildet, kann durch die Verwendung mehrerer paralleler Streifen die Separationseffizienz deutlich gesteigert werden.

Darüber hinaus wird eine merkliche Reduzierung der Driftstrecke erreicht, die ohne Verringerung der gesamten sensitiven Fläche eine Verkürzung der Laufzeiten ermöglicht. Außerdem wird das PMD-Pixel durch die Fingerstruktur weitestgehend unempfindlich gegenüber räumlichen Fluktuationen des Beleuchtungsspot [BuSc99].

Der einzige Nachteil liegt in der Vergrößerung der Gesamtkapazität eines Pixels, wodurch schließlich eine höhere Leistung für das Umpolen der Modulationsgates aufgewendet werden muss.

Wird eine PMD-Anwendung angestrebt, bei der mit einer einzigen Messung die zu bestimmende Entfernung ausgewertet werden kann, so müssen mindestens zwei PMD-Pixel parallel betrieben werden. In [ScHe98] wird zu diesem Zweck die nachfolgend dargestellte IQ-Struktur aus insgesamt vier Fingerstrukturpixel vorgeschlagen, wobei je zwei Inphase- bzw. Quadraturphase-Pixel integriert sind. Durch diese symmetrische Anordnung ist die Messung unempfindlich gegenüber Störeinflüssen durch auftretende Intensitätskanten aufgrund ungleichförmiger Infrarotreflektivitäten des Reflexionsobjektes.

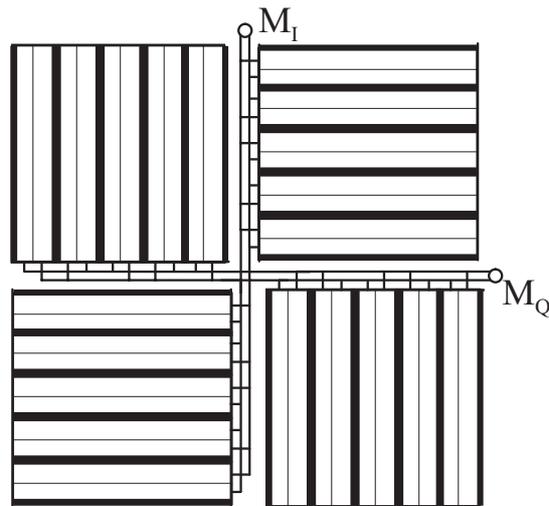


Abbildung 1.8: IQ-PMD-Pixel mit orthogonaler Fingerstruktur

Die resultierenden IQ-Kombinationen können dabei entweder jeweils einzeln oder als Mittelwert über die gesamte Pixelfläche ausgewertet werden, wobei durch das parallele Messverfahren alle Bestimmungsgrößen zur Evaluierung eines Entfernungswertes (Gleichung 1.8) gleichzeitig erfasst werden. Erkauft wird dieser Vorteil durch eine Verringerung des lateralen Auflösungsvermögens einer aus mehreren dieser 4-Quadrantenpixeln aufgebauten PMD-Kamera.

Ein exemplarisches Design eines PMD-Arrays aus Fingerstrukturpixeln ist in der folgenden Darstellung zu sehen.

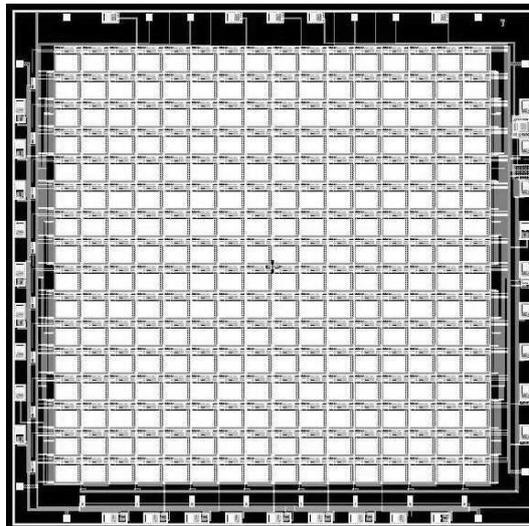


Abbildung 1.9: Chiplayout eines 16x16-Arrays

Für die von der Firma Temic angestrebte Innenraumbesichtigung (siehe Kapitel 3) wurden vom PMD-Competence Center in Ingolstadt 256 Fingerstrukturpixeln auf einem PMD-Chip monolithisch integriert.

2 Modellierung des Photomischdetektors

Nachdem im vorherigen Abschnitt das Messprinzip der Modulationsinterferometrie und die Funktionsweise des Photomischdetektors vorgestellt wurde, befasst sich dieses Kapitel mit der Modellierung des PMD-Gesamtsystems mit Matlab/Simulink ([Hein01]).

Zunächst werden die physikalischen Vorgänge in den verschiedenen Basissystemkomponenten mathematisch beschrieben und darüber hinaus mögliche zusätzliche Funktionalitäten zur Reduzierung der Signaldynamik im Gesamtsystem vorgestellt. Abschließend wird gezeigt, welche Systemuntersuchungen mit dem entwickelten PMD-Modell durchgeführt werden können.

2.1 Basisfunktionen des PMD-Gesamtsystems

Ein vollständiges Modell eines PMD-Gesamtsystems umfasst notwendigerweise alle Funktionen, die in der Prinzipdarstellung der optisch inkohärenten Phasenlaufzeitmessung in Abbildung 1.2 zu sehen sind. Für die nachfolgende Modellbildung werden diese thematisch in vier Blöcke gegliedert.

Nach der Aufstellung der Leistungsbilanz des aktiven Messverfahrens wird die Implementierung des optoelektronischen Korrelationsprozesses erläutert. Die Aspekte der Signalverarbeitung und die möglichen Auswertungsalgorithmen vervollständigen das PMD-Basissystem.

2.1.1 Leistungsbilanz beim Phasenlaufzeitverfahren

Für die Berechnung der Strahlungsleistung auf ein bestimmtes PMD-Pixel, welches innerhalb des zu beschreibenden aktiven Entfernungsmessverfahrens verwendet wird, müssen sowohl die Spezifikationen der aktiven Signalquelle als auch der Einfluss des störenden Hintergrundlichtes in Betracht gezogen werden. Außerdem sind die Art der Signalreflexion und die Eigenschaften der Empfangsoptik zu berücksichtigen.

Sendesignal

Der prinzipielle Aufbau der Beleuchtungseinheit innerhalb des PMD-Senders ist in der nachfolgenden Abbildung dargestellt.

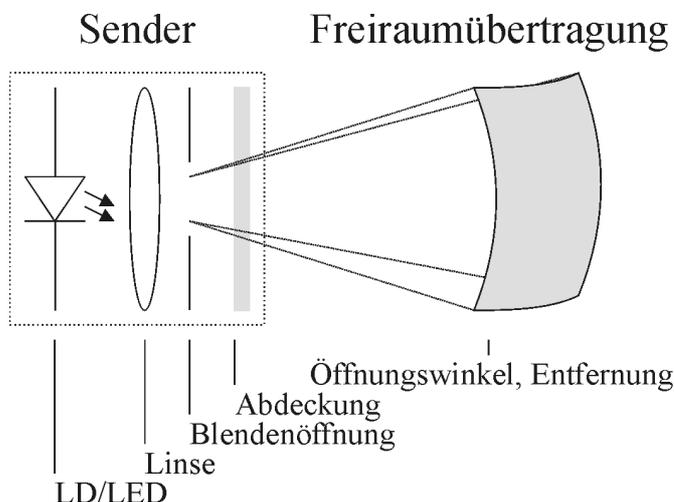


Abbildung 2.1: Aufbau des Sendeelementes

Das von einer Laserdiode oder LED erzeugte Sendelicht wird über eine Sendeoptik bestehend aus einer Linse, einer Blende und gegebenenfalls einer Abdeckung auf die zu vermessende Szene abgebildet.

Für die Berechnung der Bestrahlungsstärke pro Flächeneinheit im Abstand r vom Sender wird davon ausgegangen, dass die Sendeoptik die emittierte Infrarotstrahlung homogen auf den durch die Öffnungswinkel festgelegten Senderaumwinkel verteilt. Bei allen Parametern in den nachfolgenden Beziehungen handelt es sich um strahlungsphysikalische (radiometrische) und nicht um lichttechnische (photometrische) Größen. Das menschliche Auge spielt erst dann eine Rolle, wenn es um die Einhaltung gewisser Grenzwerte für die Sendeleistung geht, die durch die Augensicherheitsbestimmungen (Abschnitt 4.1.4) der verschiedenen Laserschutzklassen in der DIN EN60825-1 festgelegt sind.

Die Strahlungsleistung Φ_S am Ausgang des Senders berechnet sich zu

$$\Phi_S = P_S \cdot \tau_S. \quad (2.1)$$

- P_S : mittlere Sendeleistung [W]
- τ_S : Transmission der Sendeoptik

Die Transmission der Sendeoptik berücksichtigt dabei den dämpfenden Einfluss der verwendeten Linsen und der Abdeckungen.

Wird am Empfänger ein Interferenzfilter verwendet, um den Einfluss des störenden Hintergrundlichtes zu minimieren, dann sollte bei der Konzeption des Senders darauf

geachtet werden, dass der Spektralbereich des Filters an die spektrale Breite der Sendestrahlung angepasst ist. Für die Anwendung des zu beschreibenden Modells bedeutet das wiederum, dass für den Parameter P_S nur der Leistungsanteil eingesetzt werden darf, der innerhalb des entsprechenden Spektralbereichs liegt.

Die Bestrahlungsstärke E_S auf einem Objekt im Abstand r vom Sender ergibt sich unter Berücksichtigung der Freiraumausbreitung in den Senderaumwinkel Ω_S zu

$$E_S(r) = \frac{\Phi_S}{\Omega_S \cdot r^2} \cdot \cos(\alpha_B) \cdot \exp(-k_a \cdot r). \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} \alpha_B & : \text{ Beleuchtungswinkel [rad]} \\ k_a & : \text{ Dämpfungskoeffizient } \left[\frac{1}{m} \right] \end{aligned}$$

Dabei beschreibt die Abhängigkeit vom Beleuchtungswinkel die Projektion der Leistung auf ein Objekt, das gegenüber der Ausbreitungsrichtung geneigt ist. Der Beleuchtungswinkel wird definiert aus der Orientierung der Flächennormalen des beleuchteten Objektes zur Senderichtung.

Der Dämpfungskoeffizient berücksichtigt den Einfluss des Mediums auf die Ausbreitung einer elektromagnetischen Welle in Form von Absorption und Streuung und nimmt für Infrarotstrahlung in Luft bei Normalbedingungen den Wert $k_a = 5.12 \cdot 10^{-4} \frac{1}{m}$ an. Bis zu Entfernungen von $d = 50 \text{ m}$ spielt diese Dämpfung mit Werten kleiner als 0.11 dB eine untergeordnete Rolle.

Wird eine rechteckförmige Sensorkonfiguration vorausgesetzt, so kann der bestrahlte Raumwinkel Ω_S aus den Öffnungswinkeln der Sendeeinheit bei Verwendung von Polarkoordinaten wie folgt berechnet werden:

$$\Omega_S(\phi, \theta) = \int_0^\phi 1 \int_{\frac{\pi}{2}-\frac{\theta}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\frac{\theta}{2}} \sin \theta \, d\theta \, d\phi = \phi \cdot \left(\cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\theta}{2} \right) - \cos \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\theta}{2} \right) \right) \quad (2.3)$$

$$\begin{aligned} \phi & : \text{ horizontaler Öffnungswinkel [rad]} \\ \theta & : \text{ vertikaler Öffnungswinkel [rad]} \end{aligned}$$

Hintergrundlicht

Neben dem für die Entfernungsmessung erforderlichen Sendelicht fällt in der Regel immer auch störendes Hintergrundlicht auf die zu vermessende Szene. Je nach Anwendungsszenario im Automobil können dabei unterschiedliche künstliche Lichtquellen wie etwa die Innenraumbeleuchtung beim Insassenschutz oder die Straßenlaternen bei der Einparkhilfe sowie das natürliche Sonnenlicht eine Rolle spielen. Um den störenden Einfluss der Hintergrundstrahlung möglichst minimal zu gestalten, wird in den meisten Anwendungsfällen ein Interferenzfilter verwendet, der wie im vorherigen Abschnitt bereits angedeutet auf die spektralen Eigenschaften des Senders abgestimmt sein muss.

Durch die Verwendung dieses Interferenzfilters reduziert sich die relevante Bestrahlungsstärke E_H aufgrund des Hintergrundlichtes auf dem beleuchteten Objekt zu

$$E_H = E_H(\lambda) \cdot B_\lambda. \quad (2.4)$$

$$\begin{aligned} E_H(\lambda) &: \text{spektrale Bestrahlungsstärke des Hintergrundlichtes } \left[\frac{W}{m^2 nm} \right] \\ B_\lambda &: \text{spektrale Breite des Interferenzfilters } [nm] \end{aligned}$$

Die maximale Hintergrundlichtleistung wird im Automobilbereich durch volles Sonnenlicht zur Mittagszeit in 3000 m Höhe (AM0,7¹) definiert. Unter diesen Bedingungen kann die spektrale Bestrahlungsstärke der Sonne im Wellenlängenbereich von 800 nm bis 900 nm in erster Näherung konstant mit $E_H(\lambda) = 0.8 \frac{W}{m^2 nm}$ angenommen werden.

Insgesamt resultiert somit für die Bestrahlungsstärke E_{Obj} auf der zu vermessenden Szene

$$E_{Obj}(r) = E_S(r) + E_H, \quad (2.5)$$

wobei an dieser Formulierung bereits abzulesen ist, dass die Bestrahlungsstärke aufgrund des Hintergrundlichtes im Gegensatz zum Sendelicht keine Funktion der Objektentfernung r darstellt.

Remission

Für die Berechnung der Strahlungsleistung auf ein bestimmtes PMD-Pixel ist ausschließlich diejenige Strahlungsleistung relevant, die von dem Anteil der Objektfläche zurück reflektiert wird, der exakt mit diesem Pixel korrespondiert. Diese virtuelle Pixelfläche $A_{Pix}(r)$ wächst quadratisch mit der Objektentfernung r bzw. aufgrund der Projektion auf die Objektfläche umgekehrt proportional zum Cosinus des Reflexionswinkels α_R .

Darüber hinaus kann nur der Anteil der Bestrahlungsstärke $E_{Obj}(r)$ ausgewertet werden, der vom Objekt diffus in den Halbraum remittiert wird. Die Objektoberfläche wirkt dabei als Lambert-Strahler.

Für die von der virtuellen Pixelfläche in den Halbraum remittierte Strahlungsleistung folgt somit

$$\Phi(r) = E_{Obj}(r) \cdot A_{Pix}(r) \cdot \gamma(r) \cdot \rho = E_{Obj}(r) \cdot \frac{\Omega_P \cdot r^2}{\cos \alpha_R} \cdot \gamma(r) \cdot \rho. \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} \Omega_P &: \text{Pixelraumwinkel } [sr] \\ \rho &: \text{Remissionskoeffizient} \\ \gamma(r) &: \text{prozentuale Abdeckung der virtuellen Pixelfläche} \end{aligned}$$

¹AM = Air Mass: charakterisiert die Abschwächung der Sonnenstrahlung durch die Luftmasse der Erdatmosphäre. AM1,0 $\hat{=}$ Strahlung der Sonne im Zenit am Äquator auf Meereshöhe

Der Pixelraumwinkel Ω_P charakterisiert vollständig die verwendete Empfängeroptik (Brennweite, Bildweite) und die Pixelabmessungen des Sensors. Zu beachten ist hierbei, dass die virtuelle Pixelfläche umso kleiner ist, je weiter das entsprechende Pixel von der optischen Achse entfernt angeordnet ist, d.h. je größer der Winkel wird, unter dem die Photonen auf das Pixel auftreffen.

Der Remissionskoeffizient gibt an, welcher Anteil der auftreffenden Strahlung zur diffusen Remission beiträgt, d.h. weder absorbiert noch spiegelnd reflektiert wird. Der Parameter $\gamma(r)$ berücksichtigt diejenigen Fälle, in denen das Objekt kleiner ist als die virtuelle Pixelfläche.

Die resultierende Bestrahlungsstärke E_E am Ort des Empfängers ist abhängig vom Reflexionswinkel α_R und vom Lambert-Raumwinkel Ω_L der diffusen Remission gemäß der Beziehung

$$E_E(r) = \Phi(r) \cdot \frac{\cos(\alpha_R)}{\Omega_L \cdot r^2}, \quad (2.7)$$

wobei sich Ω_L unter Berücksichtigung der \cos -Abstrahlcharakteristik der Lambert-Reflexion aus der Normierung der Gesamtleistung über den Halbraum

$$\int_0^{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \frac{1}{\Omega_L} \cos \theta \cdot \sin \theta \, d\theta \, d\psi = 1 \quad (2.8)$$

exakt zu $\Omega_L = \pi$ ergibt.

Detektion

Die Anordnung des Empfängermoduls zur Detektion der reflektierten Infrarotstrahlung ist in Abbildung 2.2 skizziert und umfasst die Komponenten Abdeckung, Filter, Blende und Linse sowie den PMD-Sensorchip.

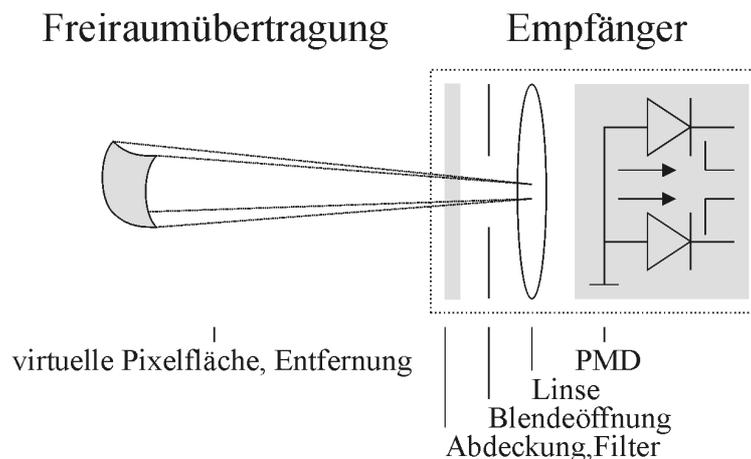


Abbildung 2.2: Aufbau des Empfängermoduls

Über den Blendenöffnungsquerschnitt A_B und die Transmission τ_E der gesamten Empfängeroptik resultiert insgesamt für die Strahlungsleistung Φ_{PMD} auf dem PMD-Pixel:

$$\begin{aligned}\Phi_{PMD}(r) &= E_E(r) \cdot A_B \cdot \tau_E & (2.9) \\ &= \left(\frac{P_S \tau_S \cos(\alpha_B)}{\Omega_S r^2} + E_H(\lambda) B_\lambda \right) \cdot \frac{\Omega_P \gamma(r) \rho}{\pi} \cdot A_B \tau_E \\ &= \Phi_{PMD}^S(r) + \Phi_{PMD}^H \quad \text{für } \gamma(r) = \text{const.}\end{aligned}$$

$\Phi_{PMD}^S(r)$: entfernungsabhängige Signalleistung [W]

Φ_{PMD}^H : entfernungsunabhängige Hintergrundleistung [W]

Zu beachten ist hierbei, dass die Strahlungsleistung Φ_{PMD} vollkommen unabhängig vom Reflexionswinkel α_R ist. Dies kann dadurch erklärt werden, dass die Abnahme der Lambertschen Remissionsleistung in α_R -Richtung gerade durch die Zunahme der auf das Reflexionsobjekt projizierten, virtuellen Pixelfläche kompensiert wird. Die hochgradige Abhängigkeit der Strahlungsleistung von der Objektentfernung und die damit einhergehende beträchtliche Signaldynamik ist am Beispiel ausgedehnter Reflexionsobjekte ($\gamma(r) = \text{const}$) anhand der nachfolgenden Darstellung gut zu erkennen.

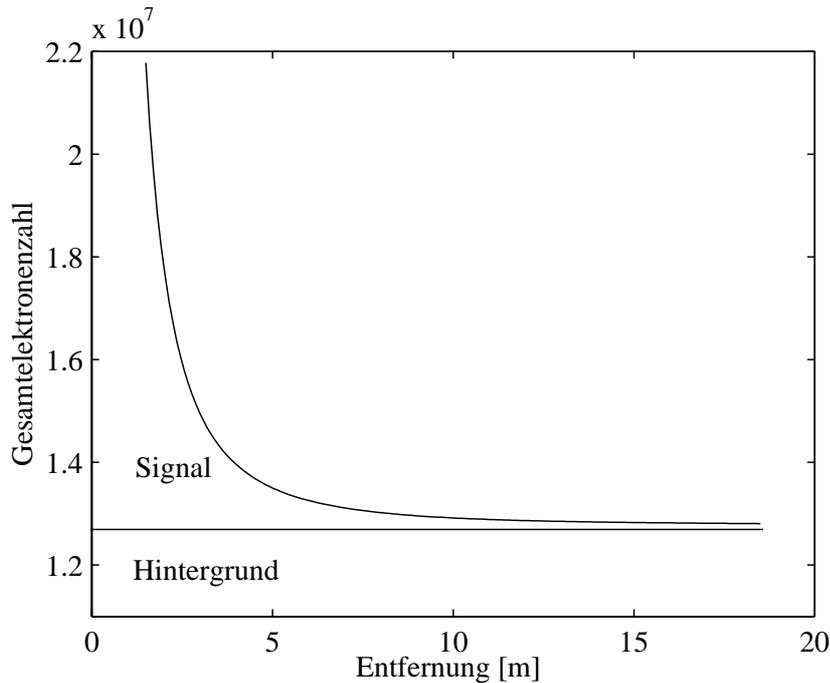


Abbildung 2.3: Dynamik der Signalleistung

Die Signalleistung ist proportional zu $\frac{1}{r^2}$, wohingegen die Hintergrundleistung unabhängig von der Objektentfernung ist. Dieser Gegensatz lässt sich dadurch erklären, dass die vom Sender beleuchtete Fläche mit der Entfernung quadratisch zunimmt, wodurch sich die Beleuchtungsstärke durch das Sendelicht indirekt proportional reduziert. Demgegenüber ist die Hintergrundbeleuchtungsstärke durch die Sonne unabhängig vom Abstand zwischen Objekt und PMD-Sensor.

2.1.2 Optoelektronischer Korrelationsprozess

Der zu beschreibende optoelektronische Korrelationsprozess innerhalb des PMD-Sensors umfasst die Ladungsträgergenerierung, die Signalmischung und die anschließende Speicherung der resultierenden Korrelationsströme auf symmetrischen Auslesekapazitäten.

Ladungsträgergenerierung

Die Rate $R^{S,H}$ der über den inneren Photoeffekt im sensitiven Bereich des PMD-Pixels pro Zeiteinheit generierten Signal- bzw. Hintergrundladungsträger berechnet sich aus der einfallenden Strahlungsleistung $\Phi_{PMD}^{S,H}$ über

$$R^{S,H} = \frac{\Phi_{PMD}^{S,H}(r) \cdot S_{PMD}}{e}. \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned} S_{PMD} &: \text{Sensitivität des PMD-Siliziumchips } \left[\frac{A}{W} \right] \\ e &: \text{Elementarladung } [As] \end{aligned}$$

Die Sensitivität des CMOS-PMD-Chips ist proportional zur Wahrscheinlichkeit, mit der ein Photon ein Elektron-Loch-Paar generiert und ist abhängig von der Wellenlänge λ der verwendeten Strahlung.²

Signalmischung

Für die Modellierung der Signalmultiplikation ist es erforderlich, die spezielle Form der Amplitudenmodulation zu berücksichtigen. Für das reflektierte Sendesignal wird allgemein eine periodische Funktion F mit Periodendauer T_P vorausgesetzt, welche die Entfernungsinformation als variable Phasenverzögerung φ beinhaltet, wobei diese Phasenlage über Gleichung 1.2 mit der zu messenden Entfernung korrespondiert. Die Zahl der pro Zeiteinheit erzeugten Ladungsträger $R(t)$ kann damit dargestellt werden durch

$$R(t, \varphi) = R^H + R^S \cdot F(t, \varphi), \quad (2.11)$$

wobei das Integral der periodischen Funktion auf 1 normiert werden muss, damit die resultierende Elektronenzahl dem Wert aus Gleichung 2.10 entspricht.

Für die Repräsentation der Demodulationsspannungen $U_{a,b}$ wird in der Regel (Ausnahmefälle sind in Abschnitt 2.1.4 dokumentiert) die äquivalente periodische Funktion F herangezogen.

$$U_{a,b}(t, \psi_{a,b}) = U_0 + F(t, \psi_{a,b}) \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \psi_{a,b} &: \text{Demodulationsphasenlage [rad]} \\ U_0 &: \text{Gleichanteil} \end{aligned}$$

²für $\lambda = 875 \text{ nm}$ gilt: $S_{PMD} \approx 0.24 \frac{A}{W}$

Je nach Auswertungsalgorithmus (siehe Abschnitt 2.1.4) kann die Phasenlage $\psi_{a,b}$ der Demodulationsspannung relativ zum einfallenden Intensitätssignal geeignet verschoben werden. Dabei muss generell der Zusammenhang $\psi_b = \psi_a + \pi$ erfüllt sein, wodurch gewährleistet ist, dass die beiden Demodulationsspannungen gegenphasig zueinander verlaufen.

Der eigentliche Mischprozess kann über die Korrelationsfunktion³ modelliert werden.

$$\widetilde{N}_{a,b}(\varphi) = \int_0^{T_P} R(t, \varphi) \cdot U_{a,b}(t, \psi_{a,b}) dt \quad (2.13)$$

Über diese Beziehung wird die theoretisch zu erwartende Zahl $\widetilde{N}_{a,b}$ der Ladungsträger ermittelt, die während der Periodendauer T_P aufgrund der angelegten Modulationsspannung auf den Speicherkondensator a bzw. b aufintegriert werden. Zur Berechnung der tatsächlichen Zahl der Elektronen, die auf die Seite a bzw. b bewegt werden, muss jedoch zusätzlich der Modulationsgrad m berücksichtigt werden. Dieser ist direkt von der Länge der Driftstrecke im Pixel sowie der angelegten Modulationsfrequenz abhängig und beschreibt insgesamt die Effektivität der Ladungsträgermodulation innerhalb des PMD-Pixels. Demnach ist der Modulationsgrad ein Maß dafür, wie viele Elektronen trotz angelegter Modulationsspannung aufgrund von selbstinduzierten Feldern und thermischer Diffusion [RiBu99] die falsche Auslesediode erreichen.

Die Definition des Modulationsgrades ist gegeben durch

$$m = \frac{\widetilde{N}_a(\varphi_{max}) - \widetilde{N}_b(\varphi_{max})}{\widetilde{N}_a(\varphi_{max}) + \widetilde{N}_b(\varphi_{max})}, \quad (2.14)$$

wobei φ_{max} diejenige Phasenverzögerung bezeichnet, für welche die Differenz im Zähler maximal wird.

Über diese Beziehung folgt für die tatsächlich resultierende Anzahl der Ladungsträger auf den Kondensatoren:

$$N_a(\varphi) = \widetilde{N}_a(\varphi) \left(\frac{1}{2} + \frac{m}{2} \right) + \widetilde{N}_b(\varphi) \left(\frac{1}{2} - \frac{m}{2} \right) \quad (2.15)$$

$$N_b(\varphi) = \widetilde{N}_a(\varphi) \left(\frac{1}{2} - \frac{m}{2} \right) + \widetilde{N}_b(\varphi) \left(\frac{1}{2} + \frac{m}{2} \right) \quad (2.16)$$

³Im Modell ist die Multiplikation und Summation über eine Periode über die skalare Multiplikation des Spannungsvektors $U_{a,b}$ mit dem Elektronenvektor R implementiert.

Speicherung

Den Abschluss des Korrelationsprozesses bildet die Summation der resultierenden Korrelationssignale über mehrere Modulationsperioden hinweg. Die sich ausbildende Kondensatorspannung $U_{a,b}$ bestimmt sich über die Beziehung

$$U_{a,b} = \frac{N_{a,b} \cdot e \cdot Z_P}{C}. \quad (2.17)$$

- C : Kapazität der Speicherkondensatoren $\left[\frac{As}{V}\right]$
 Z_P : Zahl der aufintegrierten Perioden

Wird die Zahl der aufzuintegrierenden Perioden Z_P und damit die Integrationszeit $T_{int} = T_P \cdot Z_P$ zu groß gewählt, kann es zu Sättigungseffekten der Kondensatoren kommen.

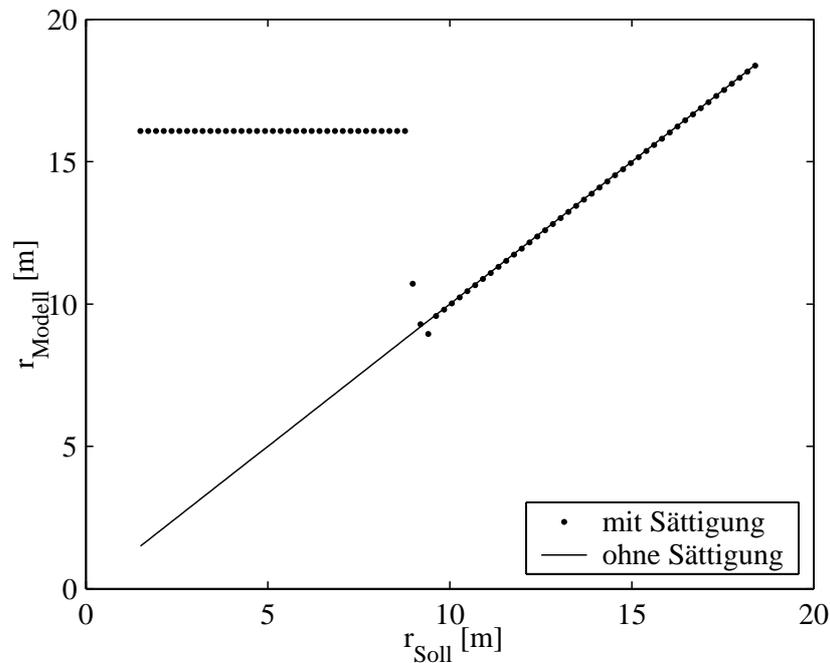


Abbildung 2.4: Auswirkung einer Kondensatorsättigung

Im dargestellten Fall wird der lineare Auswertungsbereich der Speicherkapazitäten für Entfernungen kleiner als zehn Meter überschritten. Dadurch können die Auslesesignale nicht in adäquater Weise aufintegriert werden und die daraus berechneten Entfernungswerte r_{Modell} weichen von den Sollentfernungen r_{Soll} ab.

Für den Fall, dass alle Randbedingungen einer realen Anwendung des PMD-Sensors konkret spezifiziert sind, stellt das Modell des PMD-Gesamtsystem ein optimales Werkzeug zur Dimensionierung der notwendigen Integrationskapazität dar.

2.1.3 Signalverarbeitung

Im Rahmen der Modellierung der Signalverarbeitung im PMD-Gesamtsystem werden einerseits Rauscheffekte berücksichtigt und andererseits die AD-Wandlung in Verbindung mit der für die Auswertung notwendigen Differenzbildung der Auslesesignale umgesetzt.

Rauscheffekte

Nach [Hupp00] kann sowohl das Photonenrauschen, welches die statistische Generierung der Ladungsträger in der photosensitiven Schicht des PMD-Chips beschreibt als auch das Schrotrauschen, das durch die statistische Natur des Ladungstransports im Halbleiter entsteht, durch die Poisson-Verteilung berücksichtigt werden. Damit lässt sich die rauschbehaftete Zahl der auf den Kapazitäten integrierten Ladungsträger als diskrete, poissonverteilte Zufallsgröße $P_\mu(k)$ mit Erwartungswert μ modellieren.

$$P_\mu(k) = e^{-\mu} \cdot \frac{\mu^k}{k!}, \quad k \in N_0 \quad (2.18)$$

Für große Elektronenzahlen kann diese diskrete Wahrscheinlichkeitsverteilung hinreichend gut über die kontinuierliche Normalverteilung angenähert werden

$$P_{\mu,\sigma}(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \frac{(x-\mu)^2}{\sigma^2}\right), \quad (2.19)$$

wobei der Erwartungswert μ bzw. die Standardabweichung σ der Zufallsgröße x wie folgt definiert sind:

$$\mu = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \quad (2.20)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \mu)^2} \quad (2.21)$$

Die Wahrscheinlichkeitsverteilung $P_{\mu,\sigma}(x)$ beschreibt das poissonverteilte Rauschen um die mittlere Elektronenzahl $\mu = \bar{N}$ hinreichend gut, wenn die Standardabweichung der Bedingung

$$\sigma = \sqrt{\bar{N}} \quad (2.22)$$

genügt. Der somit resultierende Verlauf der Wahrscheinlichkeitsverteilung $P_{\mu,\sigma}(x)$ ist exemplarisch für $\bar{N} = 1000$ in der Abbildung 2.5 geplottet.

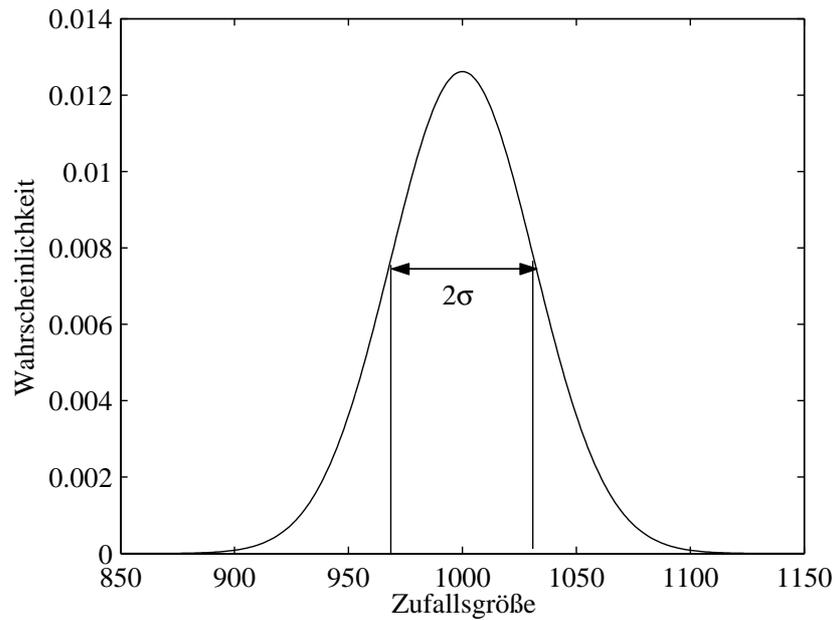


Abbildung 2.5: Wahrscheinlichkeitsverlauf der Normalverteilung

Als charakteristische Größe der Normalverteilung umfasst das eingezeichnete Intervall der Breite 2σ insgesamt etwa 68% der Zufallswerte.

Die auf den Speicherkapazitäten aufintegrierten und mit dem obigen Rauschen behafteten Elektronenzahlen korrespondieren direkt mit statistischen Abweichungen der ermittelten Entfernungswerte. Die Auftragung der von den Sollwerten abweichenden Unsicherheiten über der Objektentfernung ist in der nachfolgenden Darstellung gezeigt.

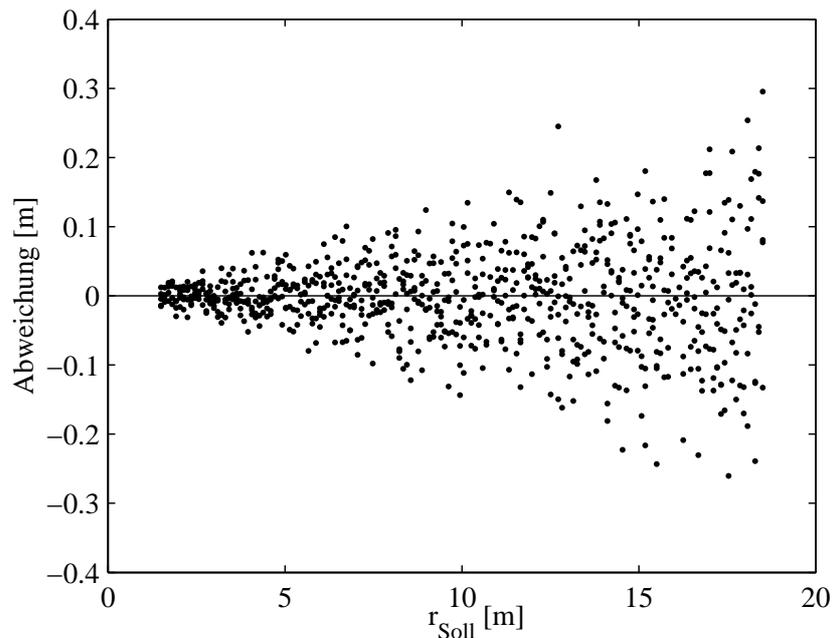


Abbildung 2.6: Einfluss der Rauschstatistik auf die Entfernungsgenauigkeit

Die Abnahme der Entfernungsgenauigkeit mit steigender Distanz zum Reflexionsobjekt lässt sich über das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) der poissonverteilten Ladungsträgerzahl [SaTe91]

$$SNR_{Poisson} = \frac{\bar{x}^2}{\sigma_x^2} = \bar{N} \quad (2.23)$$

erklären. In dem Maße wie sich die Zahl der Signalladungsträger mit wachsender Entfernung proportional zu $\frac{1}{r^2}$ verringert, nimmt das Signal-Rausch-Verhältnis ab und demzufolge die Entfernungsunsicherheit deutlich zu.

Differenzbildung und AD-Wandlung

Um die analogen Auslesesignale des PMD-Chips mit einem Mikrocontroller weiterverarbeiten zu können, ist eine Digitalisierung der Signale über einen AD-Wandler erforderlich. Dabei sind prinzipiell zwei Varianten möglich, die sich dadurch unterscheiden zu welchem Zeitpunkt die für die Auswertung notwendige Differenzbildung der Gegentaktspannungen $U_{a,b}$ der beiden Speicherkondensatoren vorgenommen wird.

1. AD-Wandlung der Absolutwerte

Das Quantisierungsintervall Δ_{abs} des AD-Wandlers wird durch den maximal zu detektierenden Absolutwert U_{max} definiert, der durch ein Objekt mit maximaler Remission ρ in der geringsten Entfernung (Mindestentfernung) bei vollem Hintergrundlicht festgelegt wird.

$$\Delta_{abs} = \frac{U_{max}}{2^{bit}} \quad (2.24)$$

bit : Bitzahl des AD-Wandlers

2. AD-Wandlung der Differenzwerte

Erfolgt die AD-Wandlung erst nach der Bildung der Differenz der Kondensatorspannungen, müssen die Quantisierungsintervalle lediglich an die um den Gleichanteil reduzierte maximale Differenz ΔU_{max} angepasst werden.

$$\Delta_{diff} = \frac{2 \cdot \Delta U_{max}}{2^{bit}} \quad (2.25)$$

Dabei berücksichtigt der Faktor zwei im Zähler der obigen Gleichung, dass die Spannungsdifferenz auch negative Werte annehmen kann.

Eine Gegenüberstellung dieser beiden Varianten ist in der nachfolgenden Darstellung für einen 16Bit-AD-Wandler abgebildet.

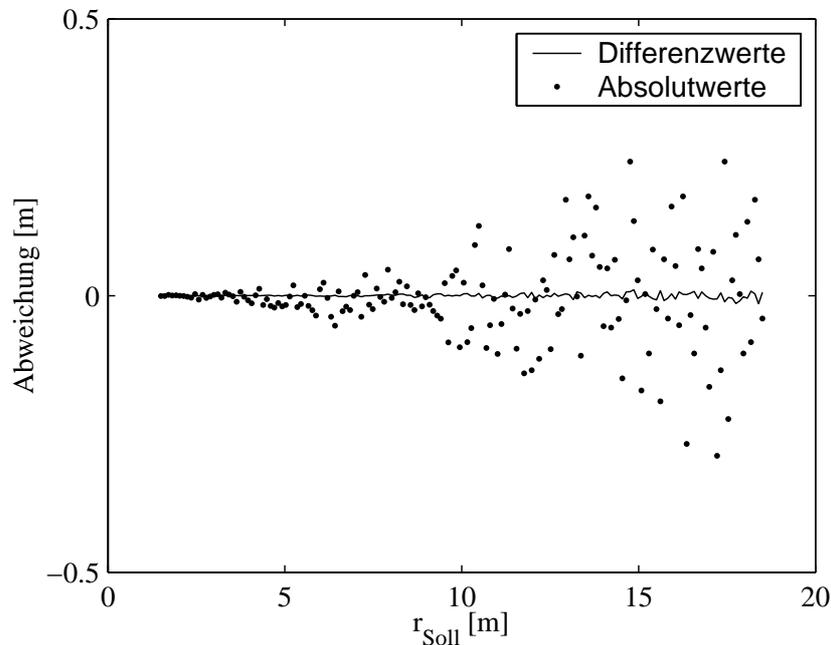


Abbildung 2.7: Einfluss der AD-Wandlung auf die Entfernungsgenauigkeit

Zum einen ist zu erkennen, dass die Quantisierungsfehler mit zunehmenden Entfernungen erheblich ansteigen, da für kleine Signale das Quantisierungsrauschen durch das Auf- oder Abrunden zur nächsten Quantisierungsstufe bezogen auf den absoluten Wert einen relativ großen Anteil ausmacht.

Zum anderen wird deutlich, dass eine AD-Wandlung der Differenzwerte ein wesentlich geringeres Quantisierungsrauschen verursacht. Diese Aussage kann damit begründet werden, dass die Quantisierungsintervalle nach Gleichung 2.24 aufgrund des vorhandenen Gleichanteils in den absoluten Spannungswerten erkennbar größere Dimensionen annehmen.

Wird aus diesem Grund die Differenzbildung und die AD-Wandlung onchip durchgeführt, um zusätzlich zu vermeiden, dass das Rauschen der Videoleitungen über welche die Signale an den Mikrocontroller übermittelt werden das Ergebnis unnötig verschlechtert, so geht dadurch jedoch die Information über den Gleichanteil bzw. den Grauwert verloren. Alternativ lässt sich für diesen Fall aus der Addition des Quadrats der Differenzwerte ein Maß für die Infrarotreflektivität des beleuchteten Szenenausschnitts ableiten.

2.1.4 Auswertung

In Abhängigkeit von den zur Modulation bzw. Demodulation verwendeten Signalformen müssen verschiedene Auswertungsverfahren zur Bestimmung der entfernungsabhängigen Phasenverzögerung φ herangezogen werden. Mit Ausnahme des FMCW⁴-Verfahrens sind die folgenden Modulationsprinzipien innerhalb des PMD-Modells implementiert und untersucht worden.

Harmonische Korrelationsfunktion

Die harmonischen Modulationsverfahren sind dadurch charakterisiert, dass die beim Mischprozess resultierenden Korrelationssignale eine sinus- bzw. cosinusförmige Schwingung mit der Periodendauer $T_P = \frac{2\pi}{\omega}$ und Eindeutigkeitsbereich $D = \frac{\pi-c}{\omega}$ darstellen. Für harmonische Modulation und Demodulation

$$R(t, \varphi) = R^H + R^S \cdot F_\omega(t, \varphi) = R^H + R^S \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (2.26)$$

$$U_{a,b}(t, \psi_{a,b}) = U_0 + F_\omega(t, \psi_{a,b}) = U_0 \pm \sin(\omega t + \psi) \quad (2.27)$$

wurde bereits in Abschnitt 1.1 die Abhängigkeit der Zahl der Korrelationsladungsträger $N_{a,b}$ von der frei wählbaren Phasenverschiebung ψ exemplarisch hergeleitet (siehe Gleichungen 1.5 und 1.6). Daraus ergibt sich die folgende Beziehung für die Korrelationsströme $I_{a,b}(\varphi, \psi)$, welche auf die Speicherkapazitäten fließen:

$$I_{a,b}(\varphi, \psi) = \frac{eH}{T_P} \pm \frac{eM}{T_P} \cos(\varphi - \psi) \quad (2.28)$$

Analog resultiert für die zeitlich gemittelten Ströme bei harmonischer Modulation und rechteckförmiger Demodulation die vergleichbare Beziehung

$$\tilde{I}_{a,b}(\varphi, \psi) = \frac{eH}{T_P} \pm \frac{e\tilde{M}}{T_P} \cos(\varphi - \psi) \quad \text{mit} \quad \tilde{M} = \frac{2}{\pi} M, \quad (2.29)$$

wobei lediglich die Amplitude der Cosinus-Funktion variiert.

In beiden Fällen lässt sich die entfernungsabhängige Phasenverzögerung φ unter Berücksichtigung der harmonischen Korrelationsfunktion durch das in Kapitel 1.1 vorgestellte IQ-Verfahren gemäß

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\Delta I_{90^\circ}}{\Delta I_{0^\circ}}\right) \quad \text{mit} \quad \Delta I_\psi = \bar{I}_a(\psi) - \bar{I}_b(\psi) \quad (2.30)$$

ermitteln. Aufgrund der Tatsache, dass pro Entfernungswert zwei Messungen $\psi_1 = 0^\circ$ und $\psi_2 = 90^\circ$ durchgeführt werden, wird dieses Verfahren als 2-Phasenalgorithmus bezeichnet. Alternativ dazu sind weitere Auswertungsverfahren denkbar, welche besser dazu geeignet sind den vollkommen symmetrischen Aufbau des PMD-Pixels auszunutzen.

⁴Frequency-Modulation Continuous-Wave

4-Phasenalgorithmus

Beim 4-Phasenalgorithmus werden anstelle von vier Auslesesignalen insgesamt acht Korrelationsströme nach der Vorschrift

$$\bar{I}_{a,b}(\psi_i) = \frac{eH}{T_P} \pm \frac{eM}{T_P} \cos(\varphi - \psi_i) \quad \text{mit} \quad \psi_i = \frac{2\pi}{4} \cdot i \quad , \quad i = 0, 1, 2, 3 \quad (2.31)$$

evaluiert. Dies bedeutet, dass jede Messung des 2-Phasenalgorithmus unter Spiegelung der Polarität des Modulationssignals wiederholt wird. Bildlich ausgedrückt werden die beiden Seiten a und b symmetrisch miteinander vertauscht.

Unter erneuter Verwendung der in Gleichung 2.30 eingeführten abkürzenden Schreibweise der Gegentaktdifferenzen ΔI_ψ , kann die für den 4-Phasenalgorithmus geeignete Auswertungsformel wie folgt geschrieben werden:

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\Delta I_{90^\circ} - \Delta I_{270^\circ}}{\Delta I_{0^\circ} - \Delta I_{180^\circ}}\right) \quad (2.32)$$

Anhand dieser Beziehung lässt sich erkennen, inwiefern die symmetrische Natur des 4-Phasenalgorithmus dazu beiträgt, systematische Störungen, die während der Entfernungsmessung auftreten können, zu kompensieren. Sind z.B. elektromagnetische Störungen vorhanden, welche sich in Form einer modulationsspannungsunabhängigen Neigung der Elektronenschaukel auf die Seite a auswirken, so werden die ungestörten Messwerte $\Delta \tilde{I}_\psi$ jeweils um einen Anteil δ_ψ verfälscht.

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\Delta \tilde{I}_{90^\circ} + \delta_{90^\circ} - \Delta \tilde{I}_{270^\circ} - \delta_{270^\circ}}{\Delta \tilde{I}_{0^\circ} + \delta_{0^\circ} - \Delta \tilde{I}_{180^\circ} - \delta_{180^\circ}}\right) \quad (2.33)$$

Die Symmetrie der Auswertungsformel bewirkt demnach, dass zumindest eine teilweise Kompensation der Verfälschungen erfolgen kann. Für den Fall, dass $\delta_{90^\circ} = \delta_{270^\circ}$ und $\delta_{0^\circ} = \delta_{180^\circ}$ gilt, ist darüber hinaus eine vollständige Neutralisierung möglich.

8-Phasenalgorithmus

Der 8-Phasenalgorithmus zeichnet sich dadurch aus, dass einerseits die Zahl der Abtastungen der Korrelationsfunktion gegenüber dem 4-Phasenalgorithmus verdoppelt und andererseits die wählbare Phasenverschiebung ψ in 45° -Schritten variiert wird.

$$\bar{I}_{a,b}(\psi_i) = \frac{eH}{T_P} \pm \frac{eM}{T_P} \cos(\varphi - \psi_i) \quad \text{mit} \quad \psi_i = \frac{2\pi}{8} \cdot i \quad , \quad i = 0, 1 \dots 7 \quad (2.34)$$

Entsprechend muss die Bestimmungsgleichung für die Phasenverzögerung φ angepasst werden.

$$\varphi = \arctan\left(\frac{(\Delta I_{90^\circ} - \Delta I_{270^\circ}) - \frac{1}{\sqrt{2}}((\Delta I_{225^\circ} - \Delta I_{45^\circ}) + (\Delta I_{315^\circ} - \Delta I_{135^\circ}))}{(\Delta I_{0^\circ} - \Delta I_{180^\circ}) + \frac{1}{\sqrt{2}}((\Delta I_{225^\circ} - \Delta I_{45^\circ}) + (\Delta I_{315^\circ} - \Delta I_{135^\circ}))}\right) \quad (2.35)$$

Analog zum 4-Phasenalgorithmus ist die obige Form vollkommen symmetrisch hinsichtlich einer Vertauschung der Koeffizienten a und b und gestattet daher ebenfalls die Kompensierung von systematischen Offsetstörungen.

Pseudo-Noise Modulation

Eine Alternative zur Modulation mit harmonischen Signalen stellt die Verwendung von periodischen Pseudo-Noise-Folgen (PN-Folgen) dar. Diese Signale können mit Hilfe eines Schieberegisters erzeugt werden, wie es exemplarisch für das primitive Generatorpolynom $P = u^3 + u + 1$ in der folgenden Abbildung zu sehen ist.

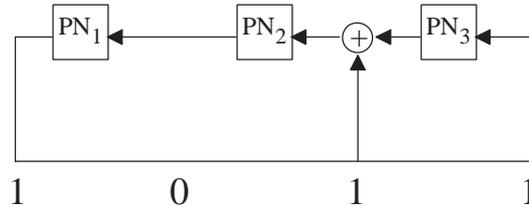


Abbildung 2.8: Aufbau eines Schieberegisters zur Erzeugung von PN-Folgen

Bei Verwendung eines solchen Schieberegisters ergibt sich die Länge T_W der Periode eines bestimmten PN-Wortes allgemein zu

$$T_W = (2^G - 1) \cdot T_B. \quad (2.36)$$

- G : Grad des Generatorpolynoms
- T_B : Bitlänge

Ein mögliches PN-Wort der Wortlänge $T_W = 7T_B$ ist z.B. die Ziffernfolge [0010111]. Anhand der ungleichen Anzahl der Zeichen "0" und "1" ist bereits ersichtlich, dass eine Demodulation mit einem PN-Signal ungerader Wortlänge nicht zu einer symmetrischen Verteilung des unmodulierten Gleichanteils auf beiden Speicherkondensatoren führen würde. Zur Vermeidung dieses Effektes kann das obige PN-Wort um die fehlende Ziffer "0" symmetrisch zum periodischen Modulationssignal $F_{PN}(t) \cong [00101110]$ ergänzt werden.

Im Gegensatz zur Phasenverzögerung φ bei harmonischen Funktionen wird bei PN-Folgen der Begriff der Phasenlaufzeit τ eingeführt, welche über die Beziehung

$$d = \frac{c \cdot \tau}{2}. \quad (2.37)$$

mit der Objektentfernung d korrespondiert. Der Eindeutigkeitsbereich der periodischen PN-Signalen wird durch das Intervall $[0, T_W]$ festgelegt.

Um aus der nach Gleichung 2.11 pro Zeiteinheit erzeugten Zahl der Ladungsträger im Halbleiter die Phasenlaufzeit τ ermitteln zu können, müssen die Demodulationssignale $U_{a,b}$ geeignet an die Eigenschaften der PN-Signale angepasst werden. Das wichtigste Merkmal der PN-Folgen ist die charakteristische Korrelationsfunktion, wie sie in der nachfolgenden Abbildung exemplarisch für die beiden Folgen $F_{PN}(t)$ und $F_{PN}(t - T_D)$ mit der Periodenlänge $T_W = 32T_B$ dargestellt ist.

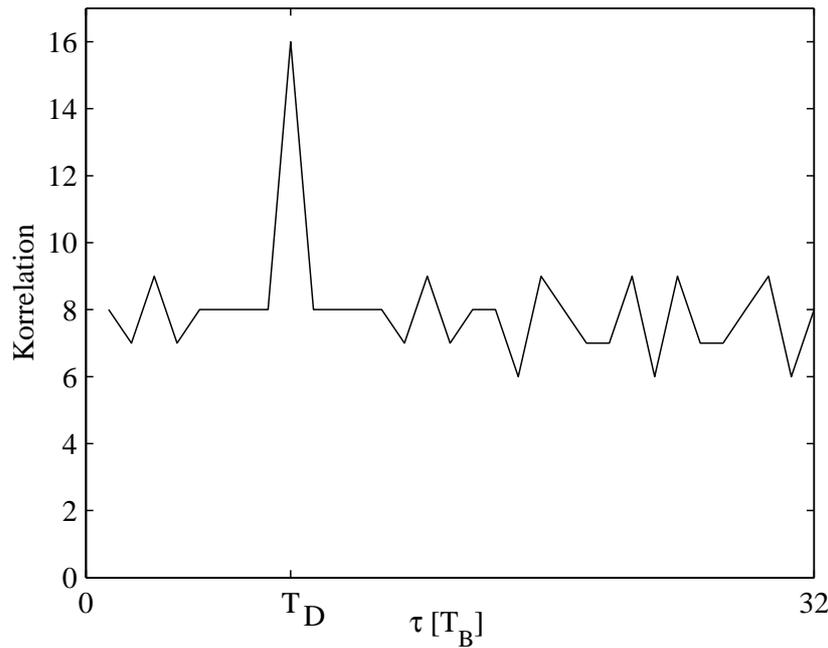


Abbildung 2.9: Korrelation zweier gegeneinander verschobener PN-Folgen

Nur wenn die beiden PN-Folgen phasengleich ($\tau = T_D$) multipliziert werden, weist die Korrelationsfunktion das signifikante Maximum auf. Die übrigen Nebenmaxima, die sich dadurch ergeben, dass die ideale PN-Folge der Länge 31 *Bit* um die Ziffer “0” symmetrisch ergänzt wurde, zeigen eine vergleichsweise geringe Höhe. Somit wird deutlich, dass die Korrelationsfunktion zweier äquivalenter, jedoch zueinander phasenverschobener PN-Folgen nur im Bereich des Korrelationsmaximums Informationen über die Größe der Phasenverschiebung enthält. Bevor eine Entfernungsmessung erfolgen kann, ist es daher notwendig die einstellbare interne Verzögerungszeit T_D geeignet zu wählen, so dass die zu bestimmende Phasenlaufzeit τ in den auswertbaren Bereich des Korrelationsmaximums fällt. Ein möglicher Algorithmus zur Lösung dieser Problematik wird im Folgenden vorgestellt [ScHe97].

Analog zum 2-Phasenalgorithmus sind mindestens zwei aufeinanderfolgende Messungen notwendig, um die drei unbekannt Parameter Hintergrundanteil durch Störlicht, Amplitude der reflektierten Strahlung und entfernungsabhängige Phasenverzögerung zu bestimmen. Dazu werden die notwendigen Demodulationsspannungen wie folgt gewählt:

$$U_{a,b} = U_0 \pm U \cdot F_{PN}(t - T_D) \quad (2.38)$$

$$U_{c,d} = U_0 \pm U \cdot F_{PN}(t - T_D - T_B) \quad (2.39)$$

Die im PMD-Chip erzeugten Korrelationsströme I_n der um ein Bit gegeneinander verschobenen Demodulationssignale sind gemäß Abbildung 2.10 innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs ebenfalls um ein Bit zueinander versetzt angeordnet.

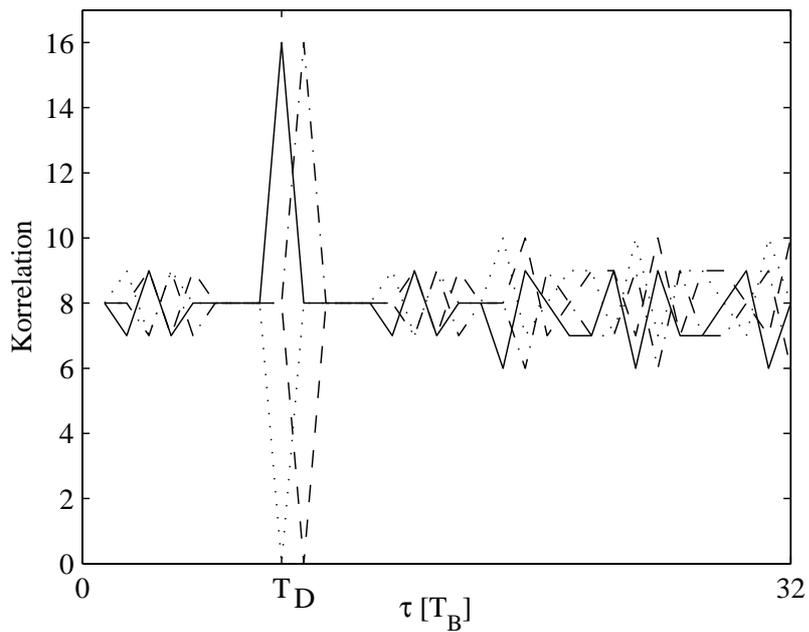


Abbildung 2.10: Korrelationsströme zweier um T_B verschobener Messungen

Für die Ermittlung der geeigneten Verzögerungszeit T_D wird aus den vier gemessenen Stromsignalen zunächst der Summenkoeffizient D_Σ definiert.

$$D_\Sigma(\tau, T_D) = (I_a - I_b) + (I_c - I_d) \quad (2.40)$$

Eine Darstellung der resultierenden Summenkennlinie für eine feste Phasenlaufzeit τ als Funktion der Verzögerungszeit T_D ist in der nachfolgenden Abbildung zu sehen.

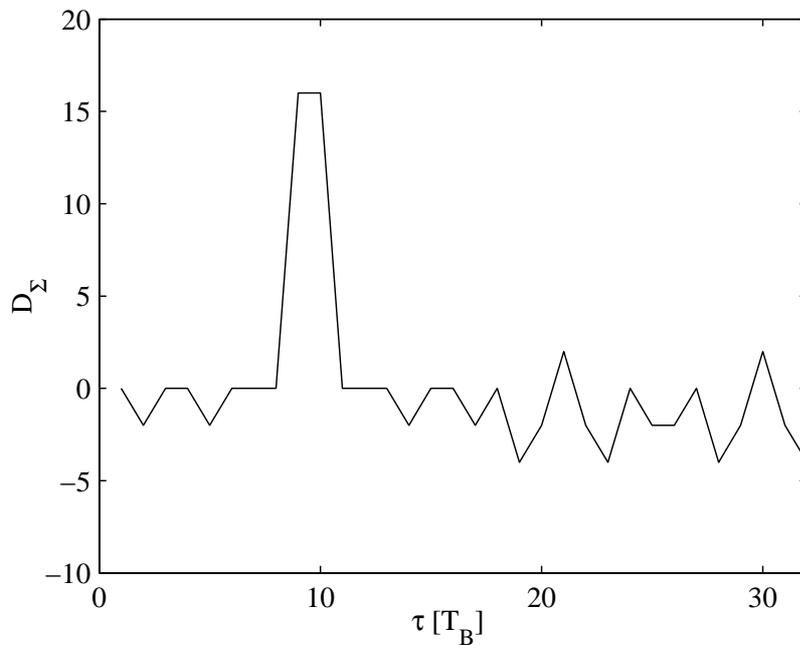


Abbildung 2.11: Verlauf der Summenkennlinie D_Σ

Der auswertbare Bereich der Breite T_B , der die Information über die Phasenlaufzeit τ beinhaltet, wird in obigem Beispiel durch das Intervall $[9 T_B, 10 T_B]$ festgelegt, in welchem der Summenkoeffizient seinen maximalen Wert konstant beibehält. Die Wahl der Verzögerungszeit T_D orientiert sich somit daran, ob der Summenkoeffizient eine festgelegte Detektionsschwelle δ_Σ , welche die Anwesenheit eines Reflexionsobjektes anzeigt, überschreitet. Zusätzlich zu dieser Bedingung ist die Relation der Stromwerte $I_a > I_b$ und $I_c > I_d$, wie in Abbildung 2.10 zu erkennen ist, ebenfalls nur für den auswertbaren Bereich der Breite T_B erfüllt.

Mit diesen Bedingungen kann für jede beliebige Phasenverzögerung τ das auswertbare Intervall durch eine geeignete Wahl von T_D so gelegt werden, dass die Phasenlaufzeit sinnvoll bestimmt werden kann. Die Berechnung von τ innerhalb des festgelegten Wertebereichs kann mit Hilfe der sogenannten Diskriminator Kennlinie D_Δ

$$D_\Delta(\tau, T_D) = (I_a - I_b) - (I_c - I_d) \quad (2.41)$$

durchgeführt werden, deren Verlauf unter den gleichen Bedingungen wie zuvor die folgende Gestalt annimmt.

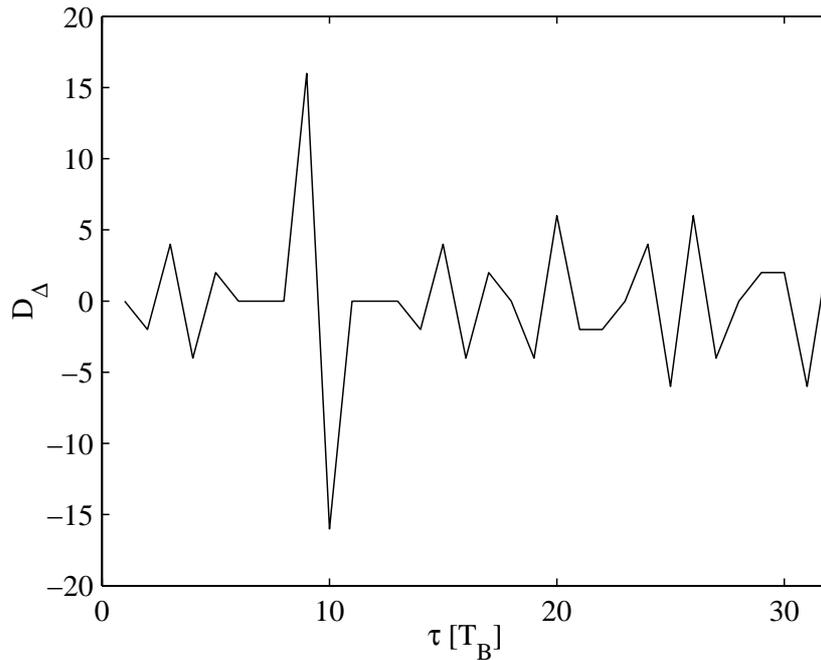


Abbildung 2.12: Verlauf der Diskriminator Kennlinie D_Δ

Für die Berechnung der Phasenlaufzeit τ muss zunächst die Gleichung der im Intervall $[9 T_B, 10 T_B]$ abfallenden Geraden aufgestellt werden, wobei der in diesem Bereich konstante Wert des Summenkoeffizienten, der exakt mit dem Maximalwert der Diskriminatorgeraden übereinstimmt, zur Normierung herangezogen wird. Das Auflösen der resultierenden Geradengleichung liefert die Bestimmungsgleichung für die Phasenlaufzeit.

$$\tau = T_D + \frac{T_B}{2} - \frac{D_\Delta}{D_\Sigma} \cdot \frac{T_B}{2} \quad (2.42)$$

Heterodynverfahren

Im Gegensatz zu den beiden bisher vorgestellten homodynen Auswertungsverfahren tritt bei den heterodynen Verfahren eine Frequenzverschiebung zwischen Modulations- und Demodulationssignal auf. Dabei sind zwei Varianten möglich, je nachdem, ob die Größe einer von außen verursachten Differenzfrequenz bestimmt werden soll, oder ob ein definierter Frequenzoffset bewusst eingestellt wird, um eine Entfernung zu messen.

Bestimmung einer Frequenzverschiebung

Die Ermittlung einer auftretenden Frequenzverschiebung kann z.B. dann erforderlich sein, wenn eine Relativbewegung zwischen Sender und Reflexionsobjekt aufgrund des Doppler-Effektes eine Differenzfrequenz $\Delta f = f_D$ bewirkt und die zugrunde liegende Relativgeschwindigkeit daraus bestimmt werden soll (siehe Abschnitt 4.3.2).

Im Folgenden wird das für diese Aufgabenstellung geeignete Modulationsverfahren am Beispiel harmonischer Signale vorgestellt. Als Demodulationssignal im PMD-Sensor wird das gleiche Signal verwendet wie zur Ansteuerung des Sendemoduls.

$$U_{a,b}(t) = U_0 \pm \sin(\omega t) \quad (2.43)$$

Eine Frequenzverschiebung Δf innerhalb des Reflexionssignals kann als zeitabhängige, sich kontinuierlich ändernde Phase $\varphi(t)$ gemäß

$$R(t, \varphi) = R^H + R^S \cdot \sin(2\pi(f + \Delta f)t + \varphi) = R^H + R^S \cdot \sin(2\pi ft + \varphi(t)) \quad (2.44)$$

beschrieben werden, wobei

$$\varphi(t) = 2\pi\Delta f \cdot t + \varphi \quad (2.45)$$

gilt. Aufgrund dieser variablen Phasenbeziehung zwischen einfallendem optischen Signal und dem am PMD-Pixel angelegten elektrischen Referenzsignal ändern sich ebenfalls die erzeugten Korrelationsströme kontinuierlich. In Abbildung 2.13 ist der exemplarische Verlauf der Differenz zweier Korrelationsströme für eine solche variable Phasenlage zu sehen.

Zur quantitativen Bestimmung von $\varphi(t)$ und damit der Frequenzverschiebung Δf werden sukzessive äquidistante Messungen der Differenz $I_a - I_b$ durchgeführt, wie sie in Abbildung 2.13 am Beispiel dreier Abtastzeiten t_1, t_2, t_3 eingezeichnet sind. Aus der Zahl der durchlaufenen Schwingungen pro Zeiteinheit oder, anders ausgedrückt, aus der Periodendauer der sich kontinuierlich ändernden Stromdifferenz ergibt sich die Frequenzverschiebung Δf .

Anstelle der Auswertung des Differenzsignals ist die Bestimmung der Frequenzverschiebung prinzipiell auch aufgrund eines einzigen Korrelationssignals möglich, da sich dieses genau wie das Differenzsignal kontinuierlich über der Zeit ändert. Treten jedoch Fluktuationen in der Größe des Gleichanteils auf, so ist eine Auswertung des offsetbereinigten Differenzsignals von Vorteil.

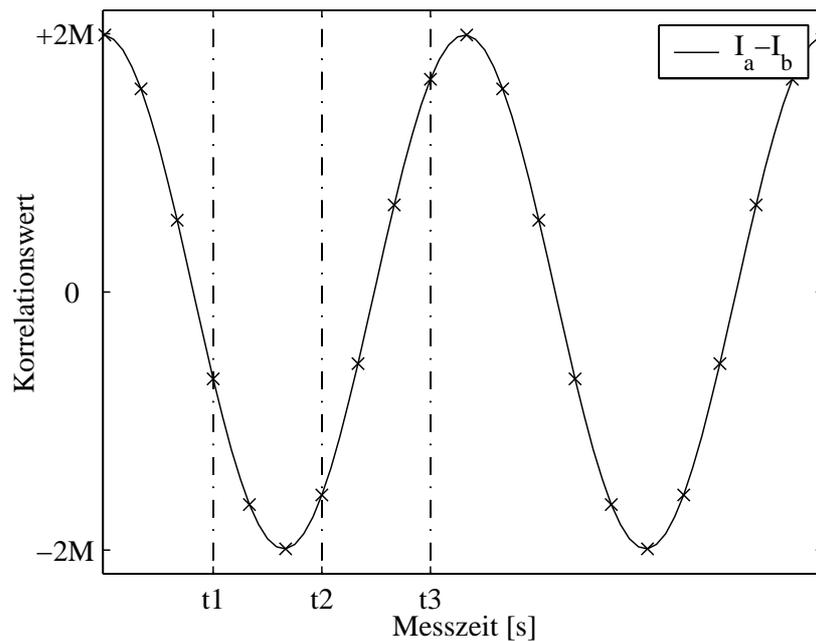


Abbildung 2.13: Zeitliches Durchlaufen der Korrelationsfunktion

Frequenzoffset zur Entfernungsmessung

Ein ähnlicher Effekt wie beim Auftreten einer äußeren Frequenzverschiebung ergibt sich, wenn zum Zweck der Entfernungsmessung ganz bewusst ein Frequenzunterschied zwischen Modulationssignal und Demodulationssignal eingestellt wird. Auch in diesem Fall wird die entsprechende Korrelationsfunktion analog zur Abbildung 2.13 kontinuierlich durchlaufen. Für die zu bestimmende Entfernung ist jedoch im Gegensatz zum vorherigen Auswertungsverfahren nicht mehr die Geschwindigkeit, mit der die Korrelationsfunktion durchlaufen wird, ausschlaggebend, da diese für ein ruhendes Reflexionsobjekt ausschließlich von dem gewählten Frequenzunterschied abhängig ist. Vielmehr wird der relative Abstand zweier Korrelationsmaxima ausgewertet, wobei die Lage eines der beiden Maxima durch eine bekannte Referenzentfernung normiert wird.

Das beschriebene Auswertungsverfahren bietet sich vor allem bei Anwendungen wie der Füllstandsmessung [GVHS01] an, wo jedes Pixel zwei Reflexe aus verschiedenen Entfernungen (von der semitransparenten Flüssigkeitsfläche und vom darunterliegenden Tankboden) gleichzeitig sieht und eine der beiden Entfernungen, im beschriebenen Beispiel der Abstand zwischen Sensor und Tankboden, als bekannt vorausgesetzt werden kann. In diesem Fall ist keine separate Referenzmessung notwendig.

Anstelle von harmonischen Signalen, bei denen die Maxima zweier ineinandergeschachtelter Sinusschwingungen sehr schwer zu trennen sind, kann eine PN-Folge als Modulationssignal verwendet werden. Aus dem gemessenen Abstand der beiden resultierenden Korrelationspeaks ergibt sich bei bekanntem Frequenzunterschied exakt die zu vermessenden Füllstandshöhe.

FMCW-Verfahren

Den Abschluss dieses Überblicks über die verschiedenen Modulationsformen bildet das sogenannte FMCW⁵-Verfahren. Dieses PMD-Modulationsverfahren orientiert sich an den aus Laserradaranwendungen bekannten Verfahren basierend auf frequenzveränderlichen Chirp-Signalen. Das in diesem Zusammenhang verwendete Auswertungsverfahren ist dabei unabhängig davon, ob mit einem konventionellen elektrischen Mischer [StRS96] oder mit MSM-Dioden (siehe Kapitel 5.2) als optoelektronische Mischer [ShSt00] gearbeitet wird.

Das vom Sendemodul emittierte Laserlicht ist mit einem frequenzvariablen Chirp-Signal im Radiofrequenzbereich amplitudenmoduliert.

$$f(t) = f_0 + \frac{\Delta F}{T_{Chirp}} \cdot t \quad \text{mit} \quad -\frac{T_{Chirp}}{2} \leq t \leq \frac{T_{Chirp}}{2} \quad (2.46)$$

$$\begin{aligned} f_0 & : \text{Mittenfrequenz [Hz]} \\ \Delta F & : \text{Bandbreite des Chirp-Signals [Hz]} \\ T_{Chirp} & : \text{Sweepzeit [s]} \end{aligned}$$

Das von der Szene reflektierte, zeitverzögerte Signal wird inkohärent detektiert und mit dem unverzögerten Modulationssignal gemischt. Das aus dem Mischprozess resultierende Signal

$$M(t) \sim \cos \left(2\pi f_0 \tau + \frac{2\pi \Delta F}{T_{Chirp}} \tau t \right) \quad (2.47)$$

beinhaltet die Laufzeitverzögerung τ sowohl im zeitunabhängigen Phasenterm $2\pi f_0 \tau$ als auch in der für die Auswertung relevanten Zwischenfrequenz f_{ZF}

$$f_{ZF} = \frac{\Delta F}{T_{Chirp}} \tau. \quad (2.48)$$

Durch Bestimmung der Zwischenfrequenz mit Hilfe der Fouriertransformation von $M(t)$ kann die Entfernung d über die Beziehung

$$d = \frac{c}{2} \cdot \frac{f_{ZF}}{\Delta F} \cdot T_{Chirp} \quad (2.49)$$

ermittelt werden. Die dabei erzielbare Entfernungsauflösung ergibt sich über

$$\Delta R = \frac{c}{2} \cdot \Delta F. \quad (2.50)$$

Die Entfernungsmessung nach dem FMCW-Verfahren mit Hilfe des PMD-Sensors als optoelektronischer Mischer kann nach dem gleichen Auswertungsalgorithmus erfolgen. Aufgrund der integrierenden Funktionsweise des PMD-Chips muss die Bestimmung von $M(t)$ in abgewandelter Form realisiert werden (siehe [GVHS00] und

⁵Frequency-Modulation Continuous-Wave

[GVHS01]). Anstelle eines kontinuierlichen Durchfahrens des Chirp-Signals kann die Erhöhung der Modulationsfrequenz lediglich in diskreten, äquidistanten Frequenzschritten Δf durchgeführt werden. Aus der bei diesem sogenannten FSCW⁶-Verfahren gewonnenen Folge von diskreten Korrelationswerten

$$I(k) \sim \cos(2\pi f_0 \tau + 2\pi \Delta f k \tau) \quad (2.51)$$

kann über eine diskrete Fouriertransformation die Zwischenfrequenz und daraus über Gleichung 2.49 die gewünschte Entfernung berechnet werden.

Nach [GVHS00] sind die Vorteile dieses Verfahrens darin zu sehen, dass keine Probleme durch Mehrdeutigkeiten entstehen und dass innerhalb des Messbereichs mehrere Ziele aufgelöst werden können, vorausgesetzt deren Abstand ist größer als die erreichbare Entfernungsauflösung aus Gleichung 2.50. Nachteilig macht sich die aufwendige Signalverarbeitung durch die Ermittlung der Fourier-Transformation und die demzufolge niedrige Bildwiederholrate bemerkbar.

2.2 Reduzierung der Signaldynamik

In Abschnitt 2.1 dieser Arbeit wurde bereits auf die $\frac{1}{r^2}$ -Abhängigkeit des Sendesignals und die daraus resultierende Variation der Signalleistung bei aktiven Entfernungsmesssystemen hingewiesen. Darüber hinaus wird die Signaldynamik im Gesamtsystem beeinflusst durch

- Variationen im Remissionskoeffizienten ρ von 3% bis 80%
- wechselnde Hintergrundlichtverhältnisse, z.B. zwischen Tag und Nacht
- unterschiedliche Werte in der prozentualen Pixelabdeckung γ .

Die daraus resultierende Gesamtdynamik kann abhängig von den Spezifikationen der jeweiligen Anwendung sehr hohe Werte annehmen und stellt insgesamt die größte Anforderung an eine geeignete Realisierung des PMD-Sensors dar. Wird die Integrationskapazität zu klein dimensioniert, treten bei hohen Signalleistungen Sättigungseffekte auf. Demgegenüber bewirken zu große Kondensatoren, dass die niedrigen Signalpegel im Rauschen der Kapazität und der Videoleitungen untergehen. Zur Lösung dieses Problems weist die PMD-Technologie spezielle Eigenschaften auf als notwendige Voraussetzung für verschiedene Funktionalitäten zur Reduzierung der Signaldynamik. Sowohl die Hintergrundlichtkompensation als auch die adaptive Integrationszeit wurden im Rahmen der PMD-Modellbildung unter Matlab/Simulink implementiert.

⁶Frequency-Stepped Continuous-Wave

2.2.1 Hintergrundlichtkompensation

Der symmetrische Aufbau des PMD-Pixels stellt die Grundvoraussetzung für eine funktionierende Hintergrundlichtunterdrückung dar. Die Idee dieses Verfahrens beruht auf der Tatsache, dass sich die Ladungsträger, welche durch unmoduliertes Hintergrundlicht entstehen, symmetrisch auf beide Auslesekapazitäten verteilen. Da lediglich die Differenzen der Korrelationsströme in die Formeln der Entfernungsberechnung eingehen, trägt der Gleichanteil unnötigerweise zur Sättigung der Speicherkondensatoren bei. Um diesen Effekt zu vermeiden, kann die nachfolgend gezeichnete Hintergrundlichtunterdrückungsschaltung in die symmetrischen Auslesewege integriert werden.

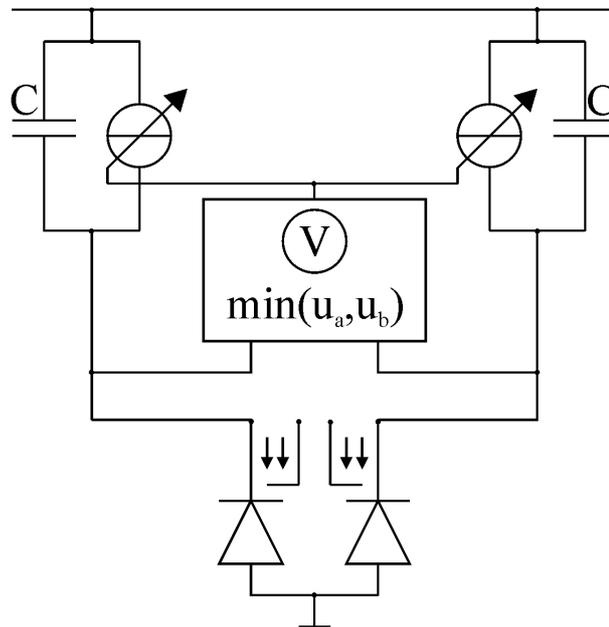


Abbildung 2.14: Prinzipschaltbild der Hintergrundlichtkompensation

Während der Ladungsintegration werden die beiden Korrelationsspannungen an den Speicherkapazitäten beobachtet und daraus die Korrelationsströme, welche von den Auslesedioden zu den Speicherkapazitäten fließen, berechnet. Mit Hilfe zweier symmetrischer Stromquellen wird ein Strom eingespeist, der entgegengesetzt gerichtet ist und gerade den kleineren der Korrelationsströme kompensiert. Dadurch wird erreicht, dass ausschließlich die resultierenden Differenzladungsträger auf den Kondensatoren angesammelt werden.

Auf diese Weise wird nicht nur unmoduliertes Hintergrundlicht kompensiert, sondern auch der Gleichanteil im nicht hundertprozentig modulierten Sendesignal und der Gleichanteil aufgrund einer nicht idealen Ladungsschaukel im PMD-Pixel, was durch einen Modulationsgrad kleiner als eins beschrieben wird. Für die Dimensionierung der

Speicherkapazitäten spielt daher lediglich noch die Dynamik im Differenzsignal eine Rolle.

Zwei Aspekte müssen jedoch berücksichtigt werden. Zum einen entspricht die Summe der aufintegrierten Ladungsträger nicht mehr dem Grauwert, sondern ist ein Maß für die Infrarotreflektivität des Szenenausschnitts. Zum anderen hat die Kompensation des Gleichanteils keinen Einfluss auf Rauscheffekte, die durch das Hintergrundlicht verursacht werden, da die Detektion der Hintergrundphotonen sowie der Ladungstransport im Halbleiter als Ursache des Photon- und Schrotrauschens nicht vermieden wird.

2.2.2 Adaptive Integrationszeitregelung

Die Möglichkeit der pixelindividuellen Ansteuerung innerhalb des PMD-Arrays stellt die Voraussetzung für eine adaptive Integrationszeitregelung dar. Während der Integrationsphase wird der Ladungszustand der Speicherkapazitäten sensiert und ermittelt, ob eine definierte Schwelle innerhalb des linearen Arbeitsbereichs der Kondensatoren überschritten wird. Wird dieser Punkt erreicht, so wird die Integrationsphase vorzeitig beendet und zusammen mit den entsprechenden Ladungszuständen der Kapazitäten die effektive Integrationszeit ausgegeben.

Die Speicherung der effektiven Integrationszeit \tilde{T} ist notwendig, damit der Auswertungsalgorithmus an die geänderten Bedingungen angepasst werden kann. Nur wenn die berechneten Stromdifferenzen $\Delta\tilde{I}_\psi$ auf die effektive Integrationszeit bezogen werden, können die normierten Differenzen $\Delta I_\psi = \frac{\Delta\tilde{I}_\psi}{\tilde{T}}$ in die bekannten Auswertungsformeln aus Abschnitt 2.1.4 eingesetzt werden.

2.3 Systemuntersuchung mit Hilfe des PMD-Modells

Nachdem die verschiedenen Komponenten und Funktionalitäten, aus denen sich das PMD-Modell zusammensetzt, ausführlich erläutert worden sind, werden im Folgenden die Ergebnisse von Systemuntersuchungen, welche durch das PMD-Modell ermöglicht werden, vorgestellt.

Neben dem Einfluss der Dimensionierung verschiedener Modellparameter wie Modulationsfrequenz und Beleuchtungsdauer auf die Standardabweichung der Entfernungsmessung können z.B. die systematischen Abweichungen untersucht werden, welche durch nicht ideale Modulationssignale hervorgerufen werden. Alle im Folgenden gezeigten Ergebnisse wurden auf Basis harmonischer Modulationssignale unter Verwendung des 4-Phasenalgorithmus erstellt. Simulationsergebnisse zu Pseudo-Noise-Folgen finden sich in Kapitel 4.1.5 dieser Arbeit.

2.3.1 Standardabweichung

Zunächst sollen die simulativ ermittelten Werte für die Standardabweichung der verauschten Entfernungswerte unter Berücksichtigung des Photon- und Schrotrauschens mit dem theoretisch zu erwartenden Verlauf verglichen werden. Unter der Voraussetzung, dass die Systemparameter wie die Größe der Speicherkapazität und die Bitzahl des AD-Wandlers geeignet dimensioniert sind, so dass weder Sättigungseffekte noch erhöhtes Quantisierungsrauschen auftreten, sieht der Verlauf der simulativ ermittelten Standardabweichungen bei vorhandenem Hintergrundlicht über dem dargestellten Messbereich wie folgt aus:

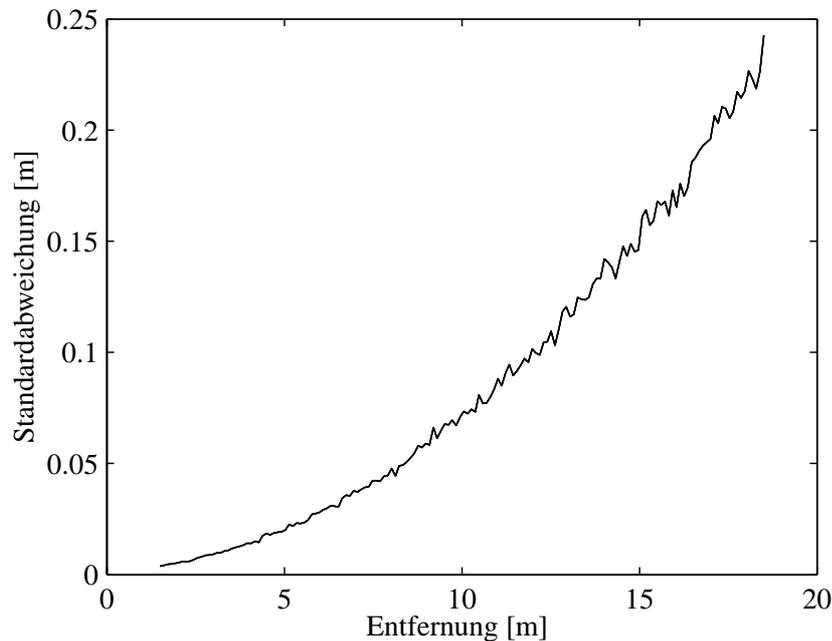


Abbildung 2.15: Entfernungsabhängige Standardabweichung mit Fremdlicht

Dieser parabelförmig ansteigende Verlauf kann mit Hilfe der in Abschnitt 7.1 für das IQ-Verfahren hergeleiteten Formel

$$\sigma_{\varphi} = \sqrt{\frac{H}{2}} \cdot \frac{1}{M} \quad (2.52)$$

erklärt werden. Bei vorhandenem Fremdlicht durch Sonneneinstrahlung wird der Parameter H in erster Näherung allein durch den Fremdlichtanteil H_0 bestimmt, der nach Gleichung 2.9 von der Entfernung unabhängig ist. Die Standardabweichung als Funktion der Entfernung lässt sich somit über den entfernungsabhängigen Modulationskoeffizienten $M(r)$ über die Beziehung

$$\sigma_{\varphi}(r) = \sqrt{\frac{H(r)}{2}} \cdot \frac{1}{M(r)} \approx \sqrt{\frac{H_0}{2}} \cdot \frac{r^2}{M_0} \quad (2.53)$$

ausdrücken, womit gezeigt ist, dass das obige Simulationsergebnis mit der Theorie übereinstimmt.

Für den entgegengesetzten Fall, dass kein Fremdlicht zusammen mit dem modulierten Signalanteil auf den PMD-Sensor einfällt, zeigt der simulierte Verlauf der Standardabweichung eine lineare Abhängigkeit von der Entfernung:

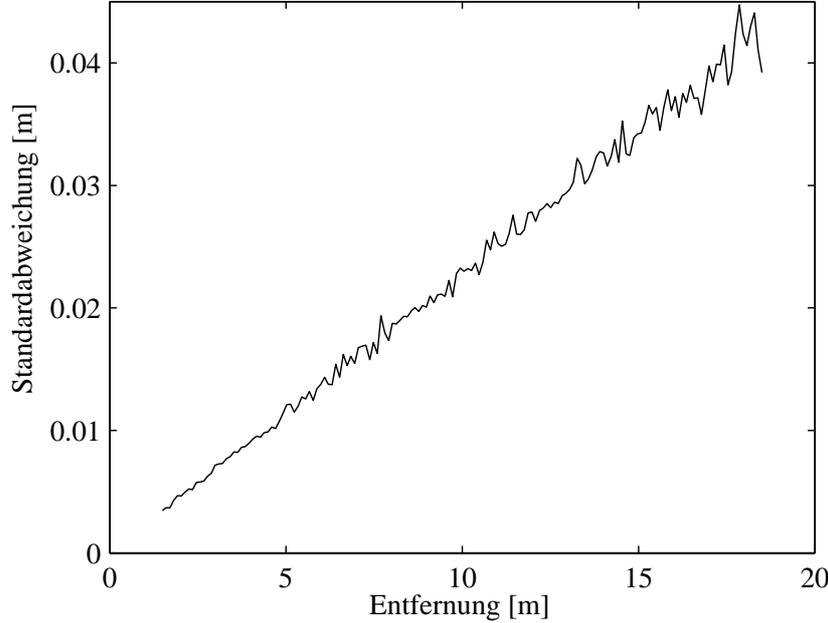


Abbildung 2.16: Entfernungsabhängige Standardabweichung ohne Fremdlicht

Zur Erklärung dieser veränderten Abhängigkeit kann erneut die Beziehung für die Standardabweichung der Phasenverzögerung herangezogen werden. Allerdings muss in diesem Fall die Entfernungsabhängigkeit des Hintergrundparameters H näher betrachtet werden. Wenn H nur den unmodulierten Anteil des Fremdlichtes umfassen würde, müsste der Parameter bei fehlendem Fremdlicht den Wert Null annehmen und folglich die Standardabweichung der Phasenverzögerung ebenfalls gegen Null gehen. Dies steht jedoch im Widerspruch zu der Tatsache, dass auch die Ladungsträger, die durch das modulierte Beleuchtungssignal generiert werden dem Einfluss des Photonen- und Schrotrauschens unterliegen.

Die Begründung für den linearen Verlauf in obiger Abbildung liefert Gleichung 1.1. Daraus geht hervor, dass der Gleichanteil des einfallenden optischen Signals dem durchschnittlichen Intensitätsniveau G_0 des z.B. sinusförmigen Modulationssignals entspricht. Der daraus resultierende Hintergrundanteil $H(r) = \frac{S}{e} U_0 G_0 n T$ ist analog zum Modulationsparameter $M(r)$ entfernungsabhängig mit $\frac{1}{r^2}$. Somit ergibt sich für die Standardabweichung die Beziehung

$$\sigma_\varphi(r) = \sqrt{\frac{H(r)}{2}} \cdot \frac{1}{M(r)} = \sqrt{\frac{H_0}{2r^2}} \cdot \frac{r^2}{M_0} = \sqrt{\frac{H_0}{2}} \cdot \frac{r}{M_0}, \quad (2.54)$$

wodurch die Übereinstimmung von Theorie und Simulation nachgewiesen ist.

2.3.2 Modulationsfrequenz

Ein weiterer Parameter, dessen Einfluss auf die Entfernungsgenauigkeit mit Hilfe des PMD-Gesamtmodells unter Berücksichtigung des Photonen- und Schrotrauschens bestimmt werden kann, stellt die Modulationsfrequenz $f = \frac{\omega}{2\pi}$ dar. Da eine Halbierung der Modulationsfrequenz bei harmonischer Modulation ebenfalls eine entsprechende Verringerung des Eindeutigkeitsbereichs nach sich zieht, ist der Vergleich der Standardabweichung für $f = 7 \text{ MHz}$ und $f = 14 \text{ MHz}$ lediglich über den verkürzten Messbereich aufgetragen.

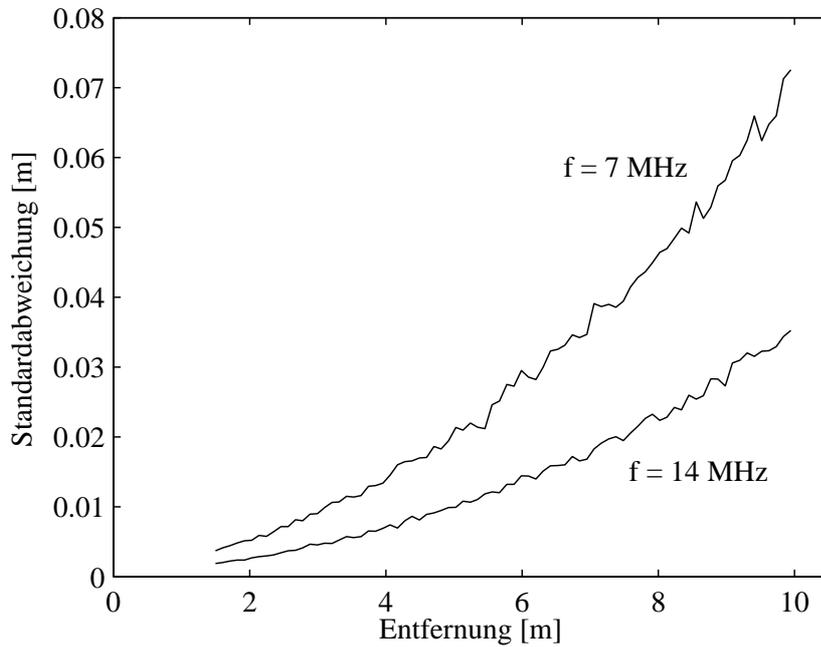


Abbildung 2.17: Standardabweichung in Abhängigkeit der Modulationsfrequenz

Mit obigem Simulationsergebnis bestätigt sich die Beziehung

$$\sigma_d(r) = \frac{\partial d}{\partial \varphi} \cdot \sigma_\varphi(r) = \frac{c}{4\pi f} \cdot \sigma_\varphi(r), \quad (2.55)$$

wonach mit einer Verdoppelung der Modulationsfrequenz eine Halbierung der Entfernungsstandardabweichung σ_d erreicht werden kann.

Bei einer definierten Anwendung unter Verwendung harmonischer Modulationssignale muss somit für das Erzielen einer optimalen Entfernungsgenauigkeit ein Kompromiss zwischen möglichst hoher Modulationsfrequenz und genügend großem Messbereich gefunden werden. Auch bei der Verwendung von PN-Folgen ist es nicht immer sinnvoll die Modulationsfrequenz bis an die technologischen Grenzen zu steigern, da ansonsten der auswertbare Bereich (siehe Abschnitt 2.1.4) mit sinkender Bitdauer $T_B = \frac{1}{f}$ so klein werden würde, dass die sukzessive Auswertung des kompletten Messbereichs zu viel Zeit in Anspruch nimmt.

2.3.3 Beleuchtungsdauer

Im Folgenden wird die Abhängigkeit der Entfernungsgenauigkeit von der möglichen Beleuchtungsdauer bzw. von der zur Verfügung stehenden Integrationszeit demonstriert. Dazu wird zunächst eine konstante Beleuchtungsleistung vorausgesetzt und anschließend die Rahmenbedingung einer fest vorgegebenen Beleuchtungsenergie zugrunde gelegt.

Konstante Beleuchtungsleistung

In der nachfolgenden Darstellung sind zwei Timing-Schemata für einen 4-Phasenalgorithmus zu sehen, die an eine vorgegebene Bildzeit T_{Bild} angepasst sind. Der einzige Unterschied besteht darin, dass verschiedene Beleuchtungszeiten und damit unterschiedliche Integrationszeiten vorausgesetzt wurden. Dies wäre z.B. dann der Fall, wenn für die Signalspeicherung jeweils unterschiedlich große Integrationskapazitäten verwendet werden und keine adaptive Integrationszeitregelung vorhanden ist, um Sättigungseffekte zu vermeiden. Die Beleuchtungsleistung pro PMD-Pixel soll dabei für beide Beispiele den gleichen Wert I_0 annehmen.

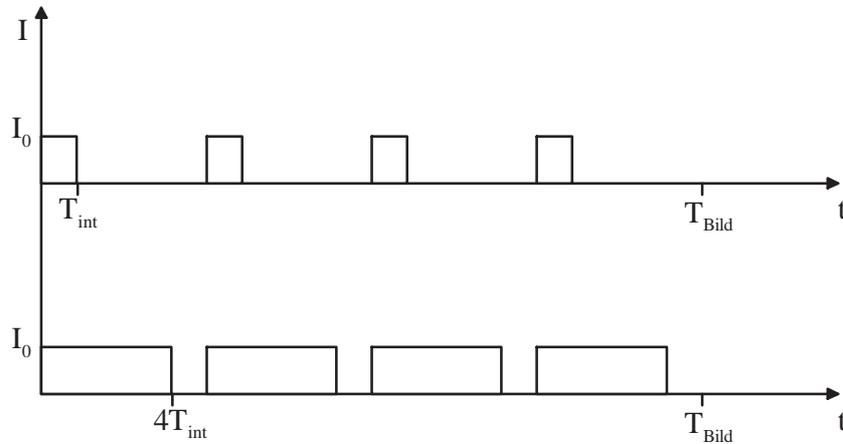


Abbildung 2.18: Timingschema für konstante Beleuchtungsleistung

Nach der theoretischen Überlegung

$$\frac{\sigma_{4ms}}{\sigma_{1ms}} = \frac{\sqrt{\frac{H_{4ms}}{2M_{4ms}^2}}}{\sqrt{\frac{H_{1ms}}{2M_{1ms}^2}}} = \frac{\sqrt{\frac{4H_{1ms}}{2(4M_{1ms})^2}}}{\sqrt{\frac{H_{1ms}}{2M_{1ms}^2}}} = \frac{1}{2} \quad (2.56)$$

macht sich die Erhöhung der Integrationszeit um den Faktor vier in einer Halbierung der Standardabweichung bemerkbar.

Das äquivalente Ergebnis lässt sich ebenfalls aus der Simulation der jeweiligen Standardabweichungen unter Berücksichtigung der poissonverteilten Rauscheffekte ableiten:

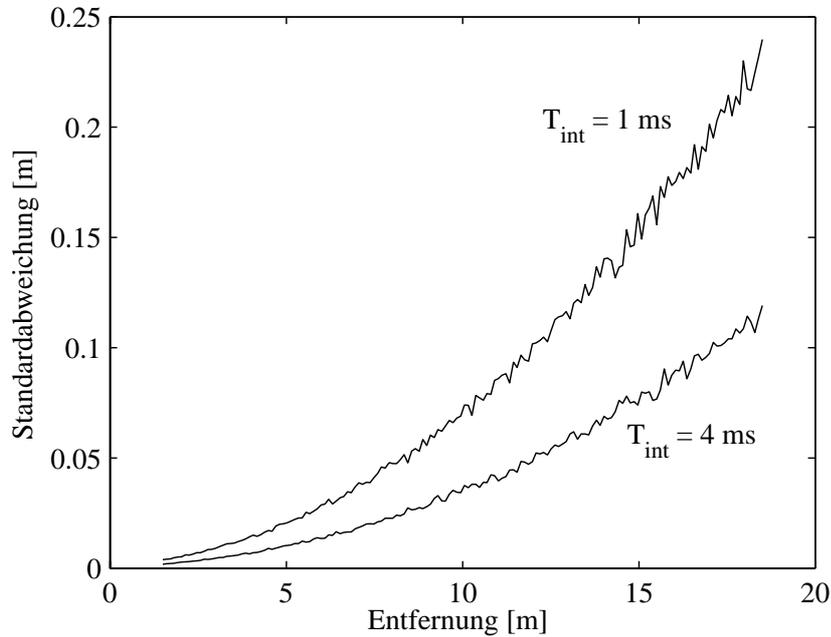


Abbildung 2.19: Standardabweichung für konstante Beleuchtungsleistung

Der mittlere Quotient der Standardabweichungen aus obiger Graphik nimmt den Wert 0.498 an und stimmt daher hinreichend gut mit der Theorie überein.

Allgemein formuliert ergibt sich die Folgerung, dass die Standardabweichung der Entfernungswerte bei vorgegebener Beleuchtungsleistung mit wachsender Integrationszeit gemäß der Beziehung

$$\sigma_{T_{\text{int}}} = \sqrt{\frac{T_{\text{int}}^0}{T_{\text{int}}}} \cdot \sigma_{T_{\text{int}}^0} \quad (2.57)$$

verringert werden kann. Umgekehrt bewirkt eine zu kleine Integrationskapazität und die dadurch notwendige Reduzierung der Integrationszeit eine deutliche Verschlechterung der Entfernungsgenauigkeit.

Konstante Beleuchtungsenergie

Reale Anwendungen müssen jedoch in der Regel andere Rahmenbedingungen erfüllen, die es nicht erlauben, dass bestimmte Sendeleistungen dauerhaft während der durch die Bildwiederholrate definierten Beleuchtungszeiten emittiert werden. Vielmehr muss jeder im Automotivebereich eingesetzte aktive Sensor die Augensicherheitsbestimmungen erfüllen. Wie in Abschnitt 4.1.4 erläutert wird, limitieren die Vorgaben der Laserschutzklasse 1 die innerhalb der Bildzeit T_{Bild} zur Verfügung stehende Beleuchtungsenergie. Die Aufteilung der Signalenergie auf kürzere Beleuchtungszeiten (T_{int}) mit höherer Intensität oder längere Integrationszeiten ($4T_{int}$) bei niedriger Intensität wird darin nicht reglementiert, solange die Grenzwerte für die Einzelimpulse nicht überschritten werden und die Fläche unterhalb der nachfolgend gezeigten Graphen konstant bleibt.

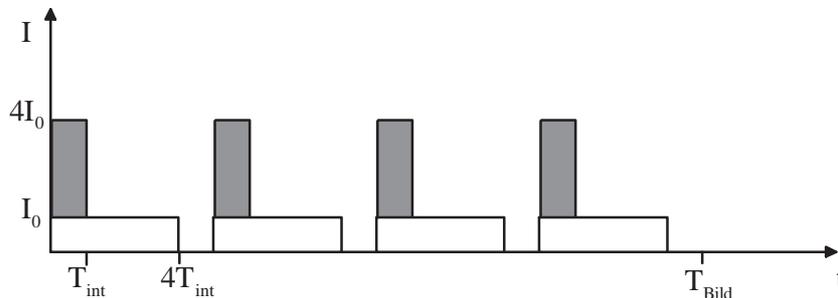


Abbildung 2.20: Timingschema für konstante Beleuchtungsenergie

Der Einfluss der Variation der Integrationszeit auf die Simulationsergebnisse der Standardabweichungen beider Varianten macht sich wie folgt bemerkbar:

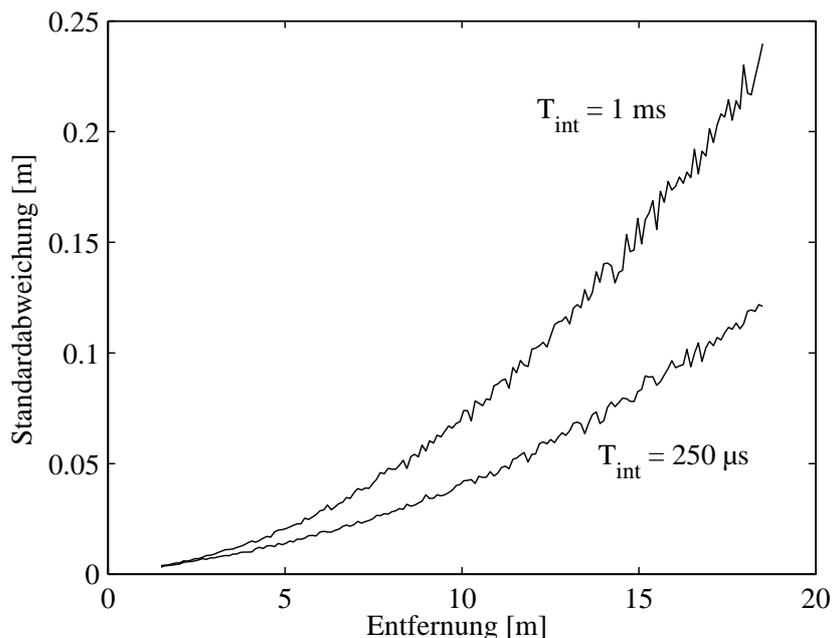


Abbildung 2.21: Standardabweichung für konstante Beleuchtungsenergie

Es ist zu erkennen, dass die Standardabweichung für $T_{int} = 250 \mu s$ vor allem im größeren Entfernungsbereich wesentlich kleiner ist als diejenige für $T_{int} = 1 ms$. Als Begründung für diesen Verlauf kann das Verhältnis der beiden Standardabweichungen analog zur Gleichung 2.56 folgendermaßen abgeschätzt werden:

$$\frac{\sigma_{250\mu s}}{\sigma_{1ms}} = \frac{\sqrt{\frac{H_{250\mu s}}{2M_{250\mu s}^2}}}{\sqrt{\frac{H_{1ms}}{2M_{1ms}^2}}} \approx \frac{\sqrt{\frac{\frac{1}{4}H_{1ms}}{2M_{1ms}^2}}}{\sqrt{\frac{H_{1ms}}{2M_{1ms}^2}}} = \frac{1}{2} \quad (2.58)$$

Dabei wurde verwendet, dass sich das Hintergrundlicht proportional zur Integrationszeit verhält, wohingegen der Modulationsanteil ausschließlich von der an die Integrationszeit angepassten, emittierten Energie abhängig ist. Die verwendete Umformung $H_{250\mu s} = \frac{1}{4}H_{1ms}$ ist jedoch ausschließlich hinsichtlich des Gleichanteils aufgrund des unmodulierten Fremdlichtes exakt. Wird der Gleichanteil im modulierten Sendesignal mit berücksichtigt, ergibt sich die Relation $H_{250\mu s} > \frac{1}{4}H_{1ms}$. Dieser Unterschied ist umso deutlicher je größer der Gleichanteil des Sendesignals gegenüber dem des Fremdlichtes wird. Veranschaulichen lässt sich dieser Effekt, indem der Quotient $\frac{\sigma_{250\mu s}}{\sigma_{1ms}}$ als Funktion der Entfernung, wie in Abbildung 2.22 zu sehen, aufgetragen wird.

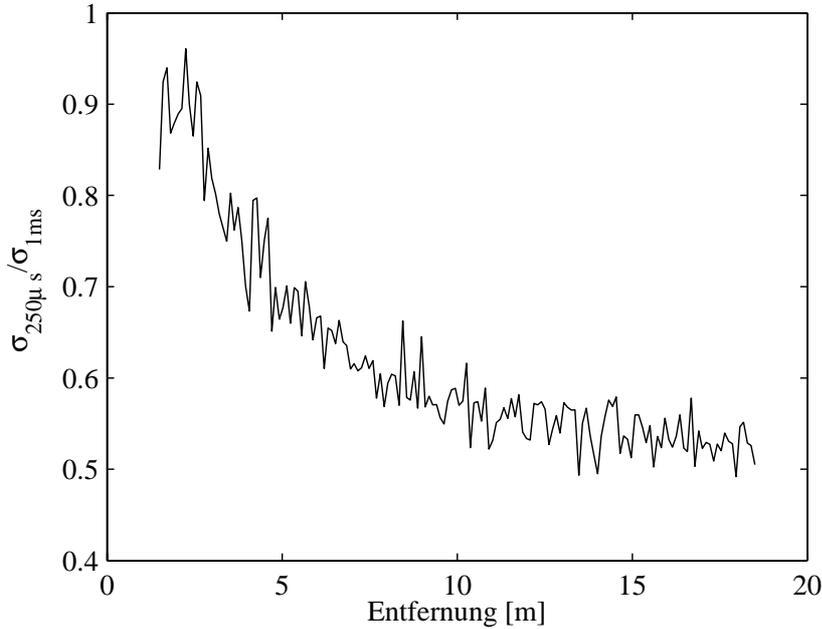


Abbildung 2.22: Asymptotischer Verlauf des Quotienten der Standardabweichungen

Der Quotient der beiden Standardabweichungen nähert sich demnach lediglich im Grenzwert für verschwindende Signalenergien asymptotisch dem abgeleiteten Wert $\frac{1}{2}$ an.

Allgemein formuliert gilt für die Bedingung einer definierten Beleuchtungsenergie pro Bildzeit, dass die Entfernungsgenauigkeit mit kleinerer Integrationszeit steigt.

2.3.4 Reales LED-Signal

Nachdem bisher in erster Linie die Dimensionierung von Systemparametern untersucht und der Einfluss von Rauscheffekten auf die Entfernungsgenauigkeit dargestellt wurde, befasst sich der folgende Abschnitt mit der Simulation von systematischen Entfernungsfehlern aufgrund des nichtidealen Verlaufs eines realen LED-Signals. Dazu werden alle sonstigen Fehlerquellen wie Quantisierungsrauschen, Photonen- oder Schrotrauschen innerhalb des Gesamtmodells deaktiviert. Darüber hinaus wird die Berechnung für eine konstante Entfernung durchgeführt, um einzig und allein die Auswirkung der speziellen Signalform auf die Entfernungsauswertung innerhalb des Eindeutigkeitsbereichs verdeutlichen zu können.

Ein reales Sendemodul wird über spezielle Treiberschaltungen moduliert, welche den Stromfluss durch die einzelnen LEDs periodisch ein- bzw. ausschalten. Das resultierende optische Signal weist die in der folgenden Abbildung dargestellten charakteristischen Anstiegs- und Abfallsflanken auf.

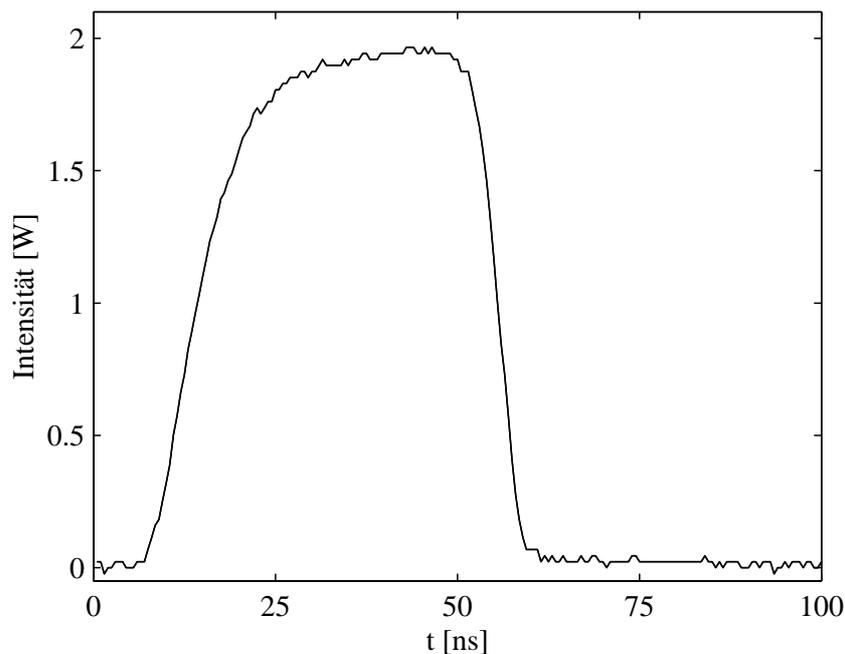


Abbildung 2.23: Verlauf eines realen LED-Signals

Anhand der graphischen Darstellung des abgetasteten Amplitudenverlaufs wird deutlich, dass es sich um ein unsymmetrisches Signal mit unterschiedlichen Anstiegs- und Abfallszeiten handelt.

Den verschiedenen Auswertungsverfahren für die Phasenbestimmung bei harmonischer Modulation liegt durchweg zugrunde, dass die Korrelationsfunktion zwischen Modulations- und Demodulationssignal einen sinus- bzw. cosinusförmigen Verlauf annimmt (siehe Kapitel 2.1.4).

Die Bestimmung der charakteristischen Korrelationsfunktion des LED-Signals mit

einem Rechtecksignal gleicher Periodenlänge liefert die in Abbildung 2.24 dargestellte Graphik. Demnach treten bei der Verwendung der nichtidealen Signalform auffällige

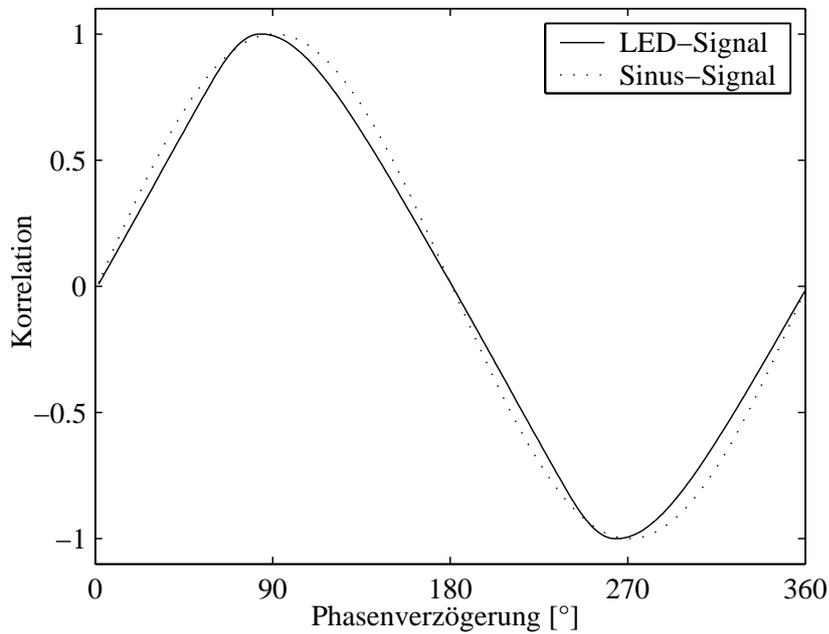


Abbildung 2.24: Abweichungen gegenüber dem idealen Korrelationssignal

Abweichungen gegenüber dem für die Auswertung zugrunde gelegten harmonischen Verlauf auf. Wird dennoch der 4-Phasen- bzw. 8Phasenalgorithmus angewendet, so ergeben sich in Abhängigkeit der zu bestimmenden Phasenverzögerung die nachfolgend aufgetragenen systematischen Entfernungfehler.

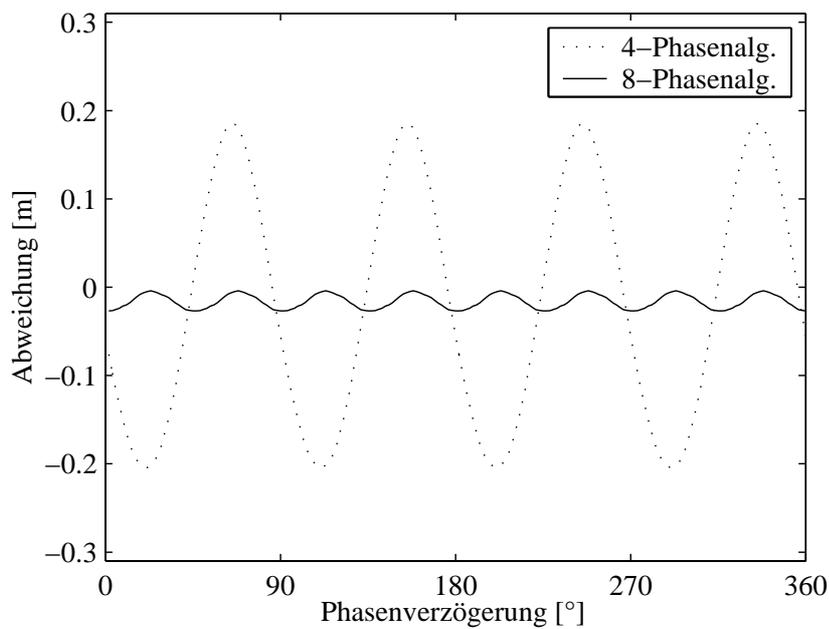


Abbildung 2.25: Systematische Entfernungsabweichungen

Diese Entfernungsabweichungen fallen umso schwächer aus, je näher die entsprechende Korrelationsfunktion dem harmonischen Verlauf kommt. Die Gegenüberstellung der beiden Auswertungsverfahren zeigt, dass es mit dem 8-Phasenalgorithmus möglich ist, die systematischen Abweichungen zu einem Großteil zu kompensieren. Als Ursache dafür kann geltend gemacht werden, dass die Demodulationsphasenlage ψ gegenüber den 90° -Schritten des 4-Phasenalgorithmus in 45° -Stufen variiert wird. Dadurch werden für die Fouriersynthese zur Approximation des tatsächlichen Korrelationsverlaufs zusätzlich die ungeraden Harmonischen der Ordnung drei und fünf berücksichtigt⁷.

Der Vorteil der simulativen Untersuchung der Auswirkung eines realen Signalverlaufs liegt auf der Hand. Die Kenntnis der Größe der systematischen Abweichung erlaubt eine nachträgliche Kompensierung in Form einer Lookup-Tabelle. Dieses Verfahren setzt natürlich voraus, dass die Form des LED-Signals reproduzierbar konstant bleibt, damit die Entfernungsfehler und die korrespondierende Phasenlage deterministisch festgelegt sind.

⁷Quelle: "Dokumentation zu PMD-Sensoren" (S. 37) erstellt durch die Firma S-Tec GmbH im Auftrag der DaimlerChrysler AG, 1999

Teil II

Fahrzeugspezifische Anwendungen

3 Entfernungsmessung im Innenraum

Nachdem im ersten Teil dieser Arbeit die Funktionsweise des PMD-Sensors dargestellt und auf das Zusammenspiel der einzelnen Komponenten innerhalb eines PMD-Gesamtsystems eingegangen wurde, werden im zweiten Teil die potenziellen fahrzeugspezifischen Anwendungen beleuchtet. Dabei orientiert sich die Gliederung der vorliegenden Dokumentation an der chronologischen Reihenfolge in welcher der Einsatz der PMD-Technologie in den verschiedenen Anwendungsfeldern innerhalb des Automobilbereichs diskutiert wurde.

Als erstes Anwendungsgebiet des PMD-Sensors im Automotivbereich wurde im Rahmen des Insassenschutzes die Beobachtung von Fahrer und Beifahrer aktuell. Die Firma Temic, eine ehemalige hundertprozentige Tochter des DaimlerChrysler-Konzerns, war als Zulieferer für Kfz-Elektroniksysteme insbesondere an einer intelligenten Airbagsteuerung mit Hilfe der PMD-Sensorik interessiert.

Mit der erstmaligen Einführung des Airbags¹ als Serienausstattung durch Mercedes-Benz im Jahre 1980 wurde ein deutliches Zeichen gesetzt, dass der Insassenschutz im Automobilbereich eine immer wichtigere Rolle einnimmt. Aus Marketinggründen wurde die Bedeutung des Airbags so lange betont, bis ein Fahrzeug ohne Fahrer- und Beifahrerairbag undenkbar wurde. In den letzten Jahren kommt der Airbag aber in zunehmendem Maße in die Diskussion.

Eine Studie des US-amerikanischen IIHS² von 1998 belegt, dass bei 3,9 Millionen Unfällen in den USA, bei denen ein Airbag gezündet wurde, insgesamt rund 3800 Menschenleben gerettet werden konnten. Diesem Verdienst des Airbags werden in der gleichen Studie jedoch 125 Todesfälle gegenübergestellt, die bei weniger schweren Unfällen allein durch das folgenschwere Auslösen des Airbags verursacht wurden.

Die Situationen mit dem größten Gefahrenpotenzial können im Allgemeinen den folgenden zwei Kategorien zugeordnet werden:

1. Befindet sich ein entgegen der Fahrtrichtung eingebauter Kindersitz auf dem Beifahrersitz, erweist sich die Entfaltung des Airbags als hochgradige Gefährdung des Säuglings bzw. Kleinkindes.
2. Ist der Abstand zwischen Beifahrer und Airbagmodul zum Zeitpunkt eines Unfalles zu gering, muss mit erheblichen Verletzungen des Insassen gerechnet werden.

¹1. Patent in den USA von John Hetrick 1952

²Insurance Institut for Highway Safety

Um das vorhandene Gefahrenpotenzial des Airbags zu mindern, wurde 1997 von der US-amerikanischen Behörde für Transportwesen (NHTSA³) eine dafür notwendige Rahmenbedingung geschaffen, indem der für Insassensicherheit geltende Standard FMVSS208⁴ neu formuliert wurde. Damit ist eine sogenannte low-risk Airbagauslösung möglich geworden, bei welcher der Airbag mit einem geringeren Druck und einer kleineren Entfaltungsgeschwindigkeit gezündet wird. Dieses Vorgehen kommt in erster Linie leichteren Insassen und Kleinkindern zugute, da diese auch durch den weniger aggressiven Airbag noch optimal geschützt werden. Für schwere Insassen, die nicht angeschnallt sind, würde die Airbagdrosselung jedoch eine Verringerung der Effektivität bedeuten.

Aus diesem Grund wurde im Jahr 2000 eine erneute Anpassung der FMVSS208 vorgenommen und Testszenarien für eine intelligente Airbagsteuerung festgelegt, die einen mehrstufig zündbaren Airbag an den Insassentyp, dessen Gewicht und gegebenenfalls an die Position des Insassen adaptiert. Die Gewichtsmessung kann dabei nach [Park00] beispielsweise mit Hilfe einer von der Firma International Electronics and Engineering (IEE) entwickelten Sitzmatte mit integrierten Gewichtssensoren oder mit dem von Siemens Automotive realisierten Weight Classification System erfolgen. Die Performance einer solchen intelligenten Airbagsteuerung kann noch weiter verbessert werden, wenn zum einen die Unfallschwere berücksichtigt und zum anderen die Verwendung eines Sitzgurtes überprüft wird.

Bevor in diesem Abschnitt auf die beiden Hauptanwendungen der PMD-Sensorik in Bezug auf den Insassenschutz die Sitzbelegungserkennung und die Out-of-Position-Erkennung eingegangen wird, soll zunächst ein Überblick über die unterschiedlichen Ansätze der verschiedenen Automobilhersteller und -zulieferer im Hinblick auf die Innenraumsensorik gegeben und die Methoden der Bildverarbeitung zur Auswertung von 3D-Informationen erläutert werden.

3.1 Konkurrierende Sensorkonzepte

Bei der Entwicklung einer neuen Funktionalität für den Einsatz im Automobilbereich müssen neben den aktuellen gesetzlichen Rahmenbedingungen verschiedene weitere Faktoren wie Integrierbarkeit, Designverträglichkeit, Zuverlässigkeit, Leistungsfähigkeit und der Kostenrahmen berücksichtigt werden. Da die verschiedenen Aspekte nicht unabhängig voneinander sind, ist es in den meisten Fällen erforderlich einen geeigneten Kompromiss zu finden. Der Schwerpunkt liegt hierbei in erster Linie in der Abwägung zwischen kostengünstigen Technologien und möglichst hoher Funktionalität.

In Bezug auf die Innenraumbeobachtung im Automobil existieren mehrere Konkurrenzansätze zur PMD-Technologie, mit denen versucht wird, einen möglichst optimalen Kompromiss zu erzielen. Der folgende Überblick beginnt mit der kostengünstigsten Methode und endet mit dem Verfahren der höchsten Funktionalität.

³National Highway Transportation Safety Administration

⁴Federal Motor Vehicle Safety Standard

3.1.1 Ultraschall (Jaguar)

Die geringsten Kosten (25 EUR) werden durch die Verwendung von Ultraschallsensoren verursacht, die jedoch selbst bei piezoelektrischen Sensoren mit ihren vergleichsweise kleinen Abmessungen äußerst schwer zu kaschieren sind. Aufgrund der fehlenden lateralen Auflösung innerhalb einer Ultraschallkeule ist die Funktionalität sehr stark eingeschränkt. Der Fahrzeuginnenraum kann daher lediglich in wenige Gefährdungszonen eingeteilt werden wie sie in der Abbildung 3.1 rot und gelb markiert sind.



Abbildung 3.1: Konfiguration eines Ultraschallsensors im Jaguar

Die Beobachtung dieser Zonen mit Hilfe der Ultraschallsensorik liefert ausschließlich das Ergebnis, ob sich ein Objekt darin befindet oder nicht. Dabei ist es nicht möglich zu erkennen, um welches Objekt es sich handelt. Außerdem besteht die Gefahr, dass die erzeugten Ultraschallwellen durch weiche Kleidung der Insassen (Pelzmäntel, Fließjacken) absorbiert werden bzw. die zu untersuchende Szene durch Gegenstände wie Zeitungen abgedeckt wird. Darüber hinaus kann die Auswertung durch zusätzliche nichtvermeidbare Ultraschallquellen, wie z.B. Dieselmotoren, sowie durch Luftdruck- und Temperaturschwankungen aufgrund von offenen Fenstern gestört werden.

3.1.2 Kapazitiver Sensor (BMW)

Beim Field Detection System (FDS) [EiMa00], das von BMW entwickelt wurde, werden vier Kondensatorplatten im Sitz integriert, die oberhalb der Sitzfläche elektrische Felder aufspannen. Ein menschlicher Körper wirkt aufgrund seines hohen Wasseranteils als Dielektrikum mit sehr hoher Dielektrizitätskonstante. Die Gegenwart eines Beifahrers schlägt sich demnach in einer hohen Kondensatorkapazität nieder. Der Systempreis wird mit 50 EUR angegeben.

Die Vorteile dieser Sensorik liegen in der guten Integrierbarkeit im Sitz und der Vermeidung von Abdeckungssituationen. Nachteilig wirkt sich das schlechte Auflösungsvermögen und die Anfälligkeit gegenüber Feuchtigkeit, z.B. durch nasse Kleidung, aus.

3.1.3 Triangulationssensorik (Temic)

Die Triangulationssensorik, die von der Firma Temic konzipiert wurde, stellt einen aktiven optischen Sensor dar, der im nicht sichtbaren Infrarotwellenlängenbereich arbeitet. Von einem Sendemodul werden Lichtpulse mit einer Pulslänge zwischen $100 \mu s$ und $400 \mu s$ ausgesendet. Für unterschiedliche Reflexionsentfernungen werden diese Abtaststrahlen auf verschiedene Bereiche des Empfängermoduls abgebildet. Für jeden Entfernungswert ist dabei eine separate Infrarotdiode (LED bzw. Laserdiode) notwendig. Außerdem muss die Messung sequentiell durchgeführt werden, damit jedes detektierte Signal der jeweiligen Sendediode zugeordnet werden kann. Insgesamt wird dadurch die laterale Auflösung bzw. die Bildwiederholrate deutlich eingeschränkt. Somit lässt sich erklären, dass das von der Firma Temic favorisierte Triangulationssystem abhängig von der Ausführung lediglich acht bis zwölf Abtaststrahlen umfasst. Diese Strahlen liegen alle innerhalb einer Ebene, wodurch als Empfängerchip eine Sensorzeile aus 128 Pixeln ausreichend ist. Untersuchungen zur Performance dieser Zeilenkonfiguration werden in Abschnitt 3.3.2 vorgestellt.

Als genereller Einbauort einer optischen Innenraumsensorik wird von allen Automobilherstellern die Dachbedieneinheit (siehe Abbildung 3.2) anvisiert, um das Abdeckungsrisiko möglichst gering zu halten. Dies bringt aber gleichzeitig das Problem mit



Abbildung 3.2: Einbauort der Innenraumsensorik

sich, dass der spezifizizierte Temperaturbereich von $-40^{\circ}C$ bis in den Bereich von $120^{\circ}C$ festgelegt ist. Darüber hinaus wirft die in der obigen Abbildung zu erkennende Basislänge zwischen Sendeoptik (links) und Empfangsöffnung (rechts), die Voraussetzung für eine adäquate Entfernungsauflösung ist, Probleme hinsichtlich der Integrierbarkeit auf. Außerdem unterliegt der beschriebene Triangulationssensor als aktiver Sensor den Einschränkungen der Augensicherheitsbestimmungen (siehe Kapitel 4.1.4), wodurch die maximale Sendeenergie und damit das erreichbare Signalrauschverhältnis limitiert wird.

3.1.4 Monokamera (TRW)

Der von dem Automobilzulieferer TRW favorisierte Ansatz zur Innenraumbeobachtung besteht in der Verwendung eines zweidimensionalen bildgebenden Systems. Da CCD-Kameras bei den hohen Temperaturen des spezifizierten Temperaturbereichs zunehmende Transportverluste aufweisen und keine integrierte onchip Signalverarbeitung zur Verfügung stellen, werden im Automobilbereich in zunehmendem Maße CMOS-Kameras eingesetzt.

Um auch bei fehlendem Tageslicht keine Funktionalität einbüßen zu müssen, wird die konventionelle Monokamera um eine aktive Infrarotquelle zur Beleuchtung der Szene erweitert. Zur Auswertung wird das Differenzbild zweier Aufnahmen, einmal mit und einmal ohne Infrarotbeleuchtung, herangezogen.

Die für die intelligente Airbagsteuerung benötigte Bestimmung der Kopfposition erfolgt mit Hilfe eines Verfahrens der Firma EYEMATIC über die Größenproportionen von Gesichtsmerkmalen wie es in der nachfolgenden Abbildung exemplarisch gezeigt ist.



Abbildung 3.3: Bildverarbeitung von Eyematic

Dieses Verfahren wirft jedoch die Frage auf, inwieweit ein Kinderkopf in kurzer Entfernung von einem Erwachsenengesicht in größerer Distanz unterschieden werden kann bzw. ob für jeden Passagier eine Initialmessung bei normierten Bedingungen notwendig wird?

Im Vergleich zu den bisher vorgestellten Sensorsystemen nimmt insgesamt die Komplexität hinsichtlich eingesetzter Hardware bzw. erforderlicher Bildverarbeitung zu und die Kosten steigen dadurch auf rund 100 EUR. Jedoch ermöglicht das Monokamerasystem verschiedene Zusatzfunktionalitäten im Bereich der Zugangsberechtigung und der Personalisierung.

3.1.5 Stereokamera (Siemens)

Um die bei Monokameras fehlende Entfernungsinformation gewinnen zu können ohne auf die möglichen Zusatzfunktionalitäten verzichten zu müssen, erweitert Siemens Automotiv die Innenraumbeobachtung um eine zweite Kamera. Die resultierende, nach dem Prinzip der Triangulationsmessung arbeitende Stereokamera bringt jedoch das Problem der Integrierbarkeit mit sich. Außerdem muss das hohe Maß an Funktionalität mit einem entsprechend großen Kostenaufwand von etwa 150 EUR bezahlt werden. Darüber hinaus wird aufgrund der aufwendigen Stereobildverarbeitung zur Extraktion der Entfernungsinformation die Bildwiederholrate gegenüber den vorherigen Ansätzen deutlich⁵ herunter gesetzt.

Wird jedoch die in der Vergangenheit gezeigte Steigerung der Rechenleistung von Microprozessoren bei gleichzeitiger Preisreduzierung in die Zukunft projiziert, so ist das vorhandene Potenzial des Stereoansatzes nicht von der Hand zu weisen. Gerade im Außenraum des Automobils (siehe Kapitel 4) werden durch das gleichzeitig mitgelieferte hochaufgelöste 3D-Bild verschiedene Anwendungen ermöglicht, wie z.B. die im Folgenden dargestellte maschinelle Verkehrszeichenerkennung.



Abbildung 3.4: Verkehrszeichenerkennung mit einer Videokamera

⁵Mit einem Pentium 500 konnten lediglich vier Bilder pro Sekunde in VGA-Auflösung gerechnet werden.

3.2 Bildverarbeitung

Um beurteilen zu können, welche Sensorkonfiguration für eine bestimmte Aufgabe am besten geeignet ist, reicht es nicht aus, die Vor- und Nachteile der Sensorik zu vergleichen. Vielmehr muss in gleichem Maße berücksichtigt werden, welche Methoden der Bildverarbeitung die verwendete Hardware zulässt. Dazu ist zum einen entscheidend, welche laterale Auflösung und Bildwiederholfrequenz erreicht wird. Zum anderen spielt es eine Rolle, ob eine entsprechende Tiefeninformation zur Verfügung steht und welche Entfernungsauflösung erzielt werden kann.

Um der Bedeutung der Bildverarbeitung Rechnung zu tragen, wird im Folgenden darauf eingegangen, inwiefern die prinzipielle Arbeitsweise der Bildverarbeitung derzeit im Wandel ist.

3.2.1 Ingenieuransatz

Das konventionelle Verfahren zum Lösen einer konkreten Aufgabenstellung aus dem Bereich der Bildverarbeitung ist der in Abbildung 3.5 skizzierte Ingenieuransatz.

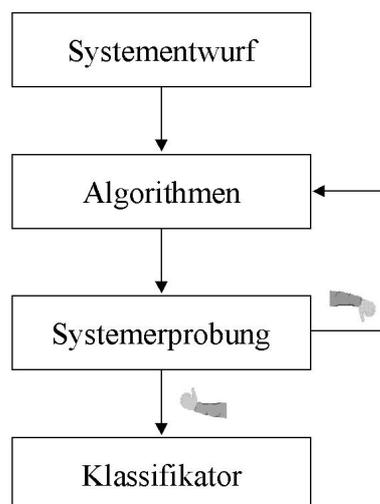


Abbildung 3.5: Klassifikation nach dem Ingenieuransatz

Zunächst ist ein Systementwurf notwendig, der die physikalischen Beziehungen und funktionalen Zusammenhänge modelliert. Basierend auf den dadurch gewonnenen Erkenntnissen werden geeignete Klassifikationsalgorithmen entwickelt. Deren Optimierung umfasst eine sehr aufwendige Rekursion aus Verifikation des Klassifikators innerhalb einer Systemerprobung und anschließender Modifikation der Algorithmen, bis die geforderte Erkennungsrate erreicht ist.

Der auf diese Weise entwickelte wissensbasierte Klassifikator weist insgesamt eine experimentell nachgewiesene Zuverlässigkeit auf.

3.2.2 Pädagogischer Ansatz

Mit zunehmender Komplexität der heutigen Anwendungen wird der Systementwurf und die Algorithmenentwicklung innerhalb des beschriebenen Ingenieuransatzes immer weniger praktikabel. Darüber hinaus nimmt die notwendige Rekursion von Systemerprobung und Algorithmenadaption zunehmend mehr Zeit in Anspruch. Daher ist es plausibel, dass eine allgemeine Änderung der Entwicklungsprozesse innerhalb der Bildverarbeitung beobachtet werden kann. Anstelle des wissensbasierten Klassifikator-designs treten lernende Verfahren, sogenannte pädagogische Ansätze, in den Vordergrund.

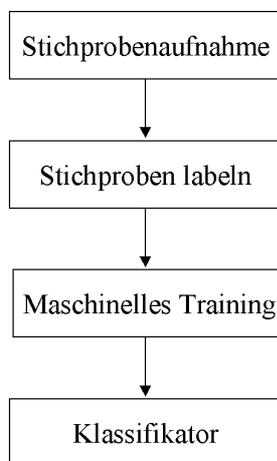


Abbildung 3.6: Klassifikation nach dem pädagogischen Ansatz

Für die Lösung eines konkreten Problems werden zunächst möglichst repräsentative Stichproben aufgenommen. Anschließend müssen diese entsprechend der vorgegebenen Aufgabenstellung gelabelt werden. Abschließend wird mit den gesammelten Lernbeispielen ein geeigneter pädagogischer Klassifikator trainiert, z.B. ein neuronales Netzwerk oder ein Polynomklassifikator, bis die geforderte Erkennungssicherheit erreicht ist.

Ein Problem bei diesem lernenden Verfahren besteht darin, dass sich der Klassifikator zu intensiv auf die präsentierten Trainingsbeispiele einstellen kann und weniger das generelle Problem abbildet. Deshalb wird in der Regel eine bestimmte Anzahl der aufgenommenen Stichproben für das Training und eine separate unbekannte Stichprobenmenge für die Validierung des Klassifikators herangezogen. Das erzielte Resultat weist somit eine stichprobengarantierte Zuverlässigkeit auf.

Die Schlüsselkompetenz, d.h. die Fähigkeit, die einen heutigen Anwender gegenüber seiner Konkurrenz auszeichnet, liegt zur Zeit in den maschinellen Trainingsmethoden. Hierzu zählt der Entwurf von Trainingsverfahren und deren softwareseitige Optimierung. In den nächsten Jahren wird die Entwicklung dahin gehen, dass sich erfolgreiche

Klassifikator topologien und Trainingsalgorithmen etablieren werden, die allen Anwendern zugänglich sind. Die zukünftigen Schlüsselkompetenzen werden sich dann in den Bereich der Stichprobenaufnahme und des Datenlabelns verschieben, denn nur eine umfassende Stichprobenmenge kann gewährleisten, dass alle zu beachtenden Eventualitäten in den lernenden Klassifikatoren abgebildet sind.

Neuronaler Klassifikator

Ein neuronales Netzwerk, wie es in Abbildung 3.7 exemplarisch für eine Feedforward-Struktur dargestellt ist, umfasst generell eine Eingabeschicht (I), eine oder mehrere verdeckte Ebenen (J) und eine Ausgabeschicht (K).

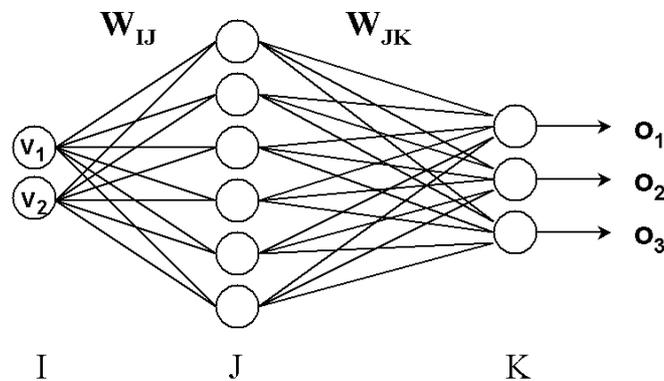


Abbildung 3.7: Struktur eines neuronalen Feedforward-Netztes

Muss kein zeitlicher Zusammenhang innerhalb des Netzes abgebildet werden, sind Feedforward-Netze ausreichend, in denen jedes Neuron ausschließlich die Informationen aus den vorhergehenden Schichten verarbeitet. Ansonsten werden in der Regel rekurrente Strukturen mit zeitverzögerten Rückkopplungsverbindungen [Schn97] verwendet.

Jede Ebene eines neuronalen Netzes besteht aus einer bestimmten Anzahl von Knoten, den Neuronen, die untereinander mit gewichteten Verbindungen (Gewichtsmatrizen W_{xy}) vernetzt sind.

Die Ausgabe o_y jedes Knotens ergibt sich gemäß

$$o_y = A(net_y) = A\left((1 - \delta_{Y,1}) \sum_x w_{xy} \cdot o_x + \delta_{Y,1} v_y\right). \quad (3.1)$$

w_{xy} : Gewicht von Neuron x in Schicht X
zu Neuron y in Schicht Y

net_y : aktueller Aktivierungszustand

v_y : Wert des Eingangsneurons y

$A(x)$: Aktivierungsfunktion

Dabei legt die Aktivierungsfunktion $A(x)$ fest, wie sich der Ausgang eines Neurons aus seinem aktuellen Aktivierungszustand berechnet.

Zur Lösung eines speziellen Problems, z.B. die Klassifikation von Musterdaten, werden in einem neuronalen Netzwerk die modifizierbaren Gewichte so lange adaptiert, bis eine definierte Fehlerfunktion einen möglichst niedrigen Wert annimmt. Beim überwachten Lernen erfolgt dies über eine sich wiederholende Präsentation von Lernbeispielen, wobei die einzelnen Gewichte je nach Abweichung der tatsächlichen Netzausgabe vom gewünschten Netzoutput nach einer festgelegten Lernregel angepasst werden.

Das bekannteste Lernverfahren für Feedforward-Netze ist der Backpropagation-Algorithmus. Nach [Rume86] kann dieses Verfahren auf eine beliebige Anzahl von Ebenen angewendet werden, ohne dass die Gesamtzahl der Neuronen eingeschränkt werden muss. Als Fehlerfunktion wird der über alle Trainingsmuster (M) und alle Ausgabe-neuronen (L) gemittelte quadratische Fehler E_{ase} (average squared error) verwendet.

$$E_{ase} = \frac{1}{2ML} \sum_{q=1}^M \sum_{p=1}^L (t_{q,p} - o_{q,p})^2 \quad (3.2)$$

$t_{q,p}$: Sollwert (*target*) des Ausgangsneurons p für Muster q

$o_{q,p}$: Istwert (*output*) des Ausgangsneurons p für Muster q

Als Lernregel kommt für den Backpropagation-Algorithmus in erster Linie das Gradientenabstiegsverfahren in Frage. Dabei berechnet sich die Änderung eines Gewichtswertes $w_{x,y}$ über die jeweilige partielle Ableitung der mehrdimensionalen Fehlerfläche E_{ase} .

$$\Delta w_{x,y} = -\eta \frac{\partial E_{ase}}{\partial w_{x,y}} \quad (3.3)$$

Der Parameter η ist die für ein konkretes Problem anzupassende Lernrate. Für die partielle Ableitung von E_{ase} erhält man mit Gleichung 3.2:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_{ase}}{\partial w_{x,y}} &= \frac{1}{2ML} \frac{\partial \sum_{q=1}^M \sum_{p=1}^L (t_{q,p} - o_{q,p})^2}{\partial w_{x,y}} \\ &= -\frac{1}{ML} \sum_{q=1}^M \sum_{p=1}^L (t_{q,p} - o_{q,p}) \frac{\partial o_{q,p}}{\partial w_{x,y}} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Der Fehler $(t_{q,p} - o_{q,p})$ ist für jedes Muster einfach zu bestimmen, womit die eigentliche Berechnung auf die Bestimmung aller partiellen Ableitungen der Netzausgänge $o_{q,p} := o_z$ nach jedem Gewicht $w_{x,y}$ zurückgeführt ist. Mit Gleichung 3.1 ergibt sich

$$\frac{\partial o_z}{\partial w_{x,y}} = \frac{\partial A(net_z)}{\partial w_{x,y}} = A'(net_z) \cdot \frac{\partial net_z}{\partial w_{x,y}}. \quad (3.5)$$

Demnach muss die Aktivierungsfunktion $A(net_z)$ beim Gradientenabstiegsverfahren die notwendige Bedingung erfüllen, dass sie in ihrem kompletten Definitionsbereich stetig differenzierbar ist. Aus diesem Grund wird sehr häufig die sigmoide Funktion

$$A(net_z) = \frac{a}{1 + e^{-\frac{net_z}{\theta}}} - b \quad (3.6)$$

gewählt. Die Variablen a, b und θ sind dabei frei wählbare Parameter, welche die Form und den Wertebereich der Funktion bestimmen.

Nach [Roja96] fällt die günstigste Wahl der Parameter auf die konkreten Werte $a = 1$, $b = 0$ und $\theta = 1$, da sich in diesem Fall die partielle Ableitung sehr einfach aus dem bereits bekannten Wert $A(\text{net}_z) = o_z$ berechnen lässt.

$$\frac{dA(\text{net}_z)}{d \text{net}_z} = \frac{e^{-\text{net}_z}}{(1 + e^{-\text{net}_z})^2} = A(\text{net}_z) \cdot (1 - A(\text{net}_z)) \quad (3.7)$$

Einsetzen von Gleichung 3.7 in Gleichung 3.5 liefert

$$\frac{\partial o_z}{\partial w_{x,y}} = o_z(1 - o_z) \cdot \frac{\partial \text{net}_z}{\partial w_{x,y}}. \quad (3.8)$$

Für die Bestimmung des Gradienten $\frac{\partial \text{net}_z}{\partial w_{x,y}}$ müssen zwei Fälle unterschieden werden:

1. Das Gewicht $w_{x,y}$ verbindet die Ebenen $Z - 1$ und Z :

$$\frac{\partial \text{net}_z}{\partial w_{x,y}} = \delta_{z,y} o_x \quad (3.9)$$

2. Das Gewicht $w_{x,y}$ liegt zwischen zwei vorangegangenen Netzebenen:

$$\frac{\partial \text{net}_z}{\partial w_{x,y}} = \sum_{l=1}^{N^Z-1} w_{l,z} \frac{\partial o_l}{\partial w_{x,y}} \quad (3.10)$$

Für die fehlenden partiellen Ableitungen $\frac{\partial o_l}{\partial w_{x,y}}$ werden rekursiv die Gleichungen 3.8 - 3.10 eingesetzt, bis die Position von Gewicht $w_{x,y}$ in Ebene Y erreicht ist. Somit wird deutlich, dass bei diesem Verfahren das Netzwerk von hinten nach vorne sukzessive über jede Verbindung durchlaufen wird, über die sich eine Adaption des betreffenden Gewichtes auf die Ausgangsneuronen bemerkbar machen kann.

Hat das Fehlergebirge einen ungünstigen Verlauf mit flachen, ausgedehnten Plateaus, führt dieser gradientenbasierte Algorithmus in jedem Lernschritt lediglich zu einer sehr kleinen Adaption der Gewichte. Bei einer solchen Anwendung empfiehlt es sich daher mit einer adaptiven Lernrate η zu arbeiten, die berücksichtigt, ob das Fehlergebirge über eine längere Zeit in der gleichen Richtung durchlaufen wird [Schn97].

Polynomklassifikator

Nach dem *Approximationssatz von Weierstraß* ist der Polynomklassifikator ein Beispiel eines universellen Approximators, da die damit darstellbaren Funktionen bei steigender Anzahl der freien Parameter jede physikalische Funktion beliebig genau annähern können. Die prinzipielle Struktur eines solchen Klassifikators ist in der folgenden Abbildung zu sehen.

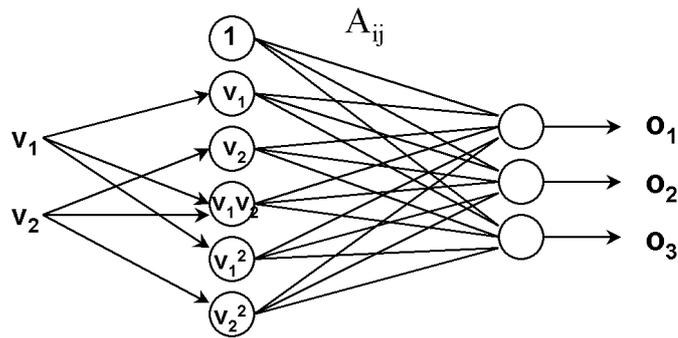


Abbildung 3.8: Struktur des Polynomklassifikators

Im Gegensatz zu neuronalen Netzen weist ein Polynomklassifikator lediglich eine Schicht von einstellbaren Verbindungen A_{ij} auf. Die Werte o_j der Ausgangsschicht ergeben sich aus den Eingangsgrößen v_i aus einer Linearkombination von Produkttermen in v_i mit den adaptierbaren Koeffizienten $a_{i,j}$:

$$\begin{aligned}
 o_j &= a_{0,j} + a_{1,j} v_1 + \dots + a_{N,j} v_N + a_{N+1,j} v_1^2 + a_{N+2,j} v_1 v_2 + \dots \\
 &= a_{0,j} + a_{1,j} x_1 + \dots + a_{N,j} x_N + a_{N+1,j} x_{N+1} + a_{N+2,j} x_{N+2} + \dots \\
 &= \vec{a}_j^T \cdot \vec{x}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Beim sogenannten vollständigen Polynomansatz ergibt sich die Dimension des Vektors \vec{x} über

$$\dim(\vec{x}) = \binom{N + G}{G}. \tag{3.12}$$

- N : Dimension des Eingangsvektors \vec{v}
- G : Polynomgrad

Werden die M Unterscheidungsfunktionen o_j der verschiedenen Ausgänge zum Schätzvektor \vec{o} und die Koeffizienten in der Matrix A^T zusammengefasst, so folgt damit

$$\vec{o} = A^T \cdot \vec{x}. \tag{3.13}$$

Zum Lösen einer konkreten Aufgabenstellung muss beim Polynomklassifikator anstelle der Gewichtsmatrizen von neuronalen Netzen die Koeffizientenmatrix A^T optimiert werden. Dazu wird erneut ein Quadratmittelkriterium definiert, der mittlere quadratische Schätzfehler $S^2(A)$ aus Istausgang \vec{x} und Sollvektor \vec{t} :

$$S^2(A) = E\{|\vec{t} - A^T \cdot \vec{x}|^2\} \tag{3.14}$$

Nach [ScKr92] ist $S^2(A)$ im Allgemeinen nicht negativ definit und hat aus diesem Grund ein eindeutiges Minimum. Die Ermittlung der *Bestimmungsgleichung für die optimale Koeffizientenmatrix A*

$$E\{\vec{x} \vec{x}^T\} \cdot A = E\{\vec{x} \vec{y}^T\} \quad (3.15)$$

und das Verfahren zur effizienten Auflösung dieser Bestimmungsgleichung kann in [ScKr92] nachgelesen werden.

Ein Vergleich der beiden Propagierungsfunktionen 3.1 und 3.11 zeigt, dass sich der Polynomklassifikator deutlich besser für die Umsetzung innerhalb eines Controllers eignet. Beim neuronalen Netz muss zusätzlich zur Addition von Produkttermen für die Bestimmung der Aktivierungsfunktion zum einen die Exponentialfunktion berechnet werden und zum anderen ist eine Quotientenbildung notwendig.

Demgegenüber ist zu erwarten, dass neuronale Netzwerke aufgrund der flexibleren Topologie (variable Anzahl der Ebenen und Zahl der Knoten) einen Vorteil hinsichtlich der Performance aufweisen dürften.

3.3 Sitzbelegungserkennung (SBE)

Der wichtigste Aspekt der Sitzbelegungserkennung stellt der zuverlässige Insassenschutz in besonderem Hinblick auf Kleinkinder in rückwärts eingebauten Kindersitzen dar. Zusätzlich können damit unnötige Reperaturkosten für den Fahrzeugbesitzer bzw. die Versicherungen vermieden werden, indem der Airbag während eines Unfalls mit unbesetztem Beifahrersitz inaktiv bleibt.

3.3.1 Spezifikation SBE

Mit Hilfe der Funktionalität Sitzbelegungserkennung soll prinzipiell ermittelt werden, welches Objekt sich auf dem Beifahrersitz befindet bzw. ob er unbesetzt ist. Nur wenn das Objekt als Mensch erkannt wird, bleibt der Airbag aktiv. In jedem anderen Fall wird er deaktiviert. Da sich der jeweilige Belegungszustand nicht sehr häufig ändert, ist diese Funktion relativ zeitunkritisch.

Zum Zwecke der Klassifikation werden alle denkbaren Sitzbelegungszustände in drei verschiedene Klassen unterteilt und im Rahmen des Klassifikatortrainings werden jeder Klasse definierte Sollwerte für die drei Ausgangsknoten zugewiesen:

Klasse	Solloutput
Person (P)	1 0 0
Kindersitz (KS)	0 1 0
Leerer Sitz (LS)	0 0 1

Tabelle 3.1: Klasseneinteilung der Sitzbelegungszustände

Als Gütekriterium für das Klassifikatortraining wird der mittlere quadratische Fehler aus Istwert und Solloutput herangezogen. Da es jedoch sehr unwahrscheinlich ist, dass der Sollwert für alle Klassifikationsmuster exakt erreicht wird, ist es notwendig, für die Evaluierung des Klassifikators anstelle der Fehlerfunktion E_{ase} ein geeigneteres Kriterium zu finden.

Aus diesem Grund werden zwei Schranken ($S_{oben} = 0.7$ und $S_{unten} = 0.3$) definiert, mit denen die aktuelle Ausgabe für jedes Muster bewertet wird. Nur wenn genau ein Klassifikatorausgang einen größeren Wert als S_{oben} aufweist und gleichzeitig die anderen Outputwerte kleiner als S_{unten} sind, wird das Ergebnis einer bestimmten Musterklasse zugeordnet. Für jeden anderen Fall wird das Ergebnis als “Unentschieden (U)” interpretiert.

Für die quantitative Bewertung eines Klassifikators wird in der Regel die Klassifikationsrate oder eine geeignete Kostenfunktion herangezogen.

Klassifikationsrate

Als Ergebnis der Klassifikation einer bestimmten Mustermenge liefert jeder Klassifikator eine sogenannte Vertauschungsmatrix, wie sie in der folgenden Tabelle am Beispiel der Sitzbelegungserkennung für $M = 3903$ Klassifikationsmuster gezeigt ist.

	KS	P	LS	U
KS	1294	5	0	1
P	12	1291	1	0
LS	0	0	1299	0

Tabelle 3.2: Vertauschungsmatrix

Darin ist zu erkennen, wie viele Muster jeder Klasse fälschlicherweise einer anderen Klasse zugeordnet bzw. als “Unentschieden” deklariert werden.

Das naheliegendste Bewertungskriterium ist die Klassifikationsrate, d.h. der Prozentsatz der korrekt klassifizierten Muster. Bei dieser Art der Evaluierung trägt jeder Fehler in gleichem Maße zur Verschlechterung der Klassifikationsperformance bei.

Kostenfunktion

Sind im Rahmen einer konkreten Anwendung die verschiedenen Fehlklassifikationen unterschiedlich schwerwiegend, bietet es sich an, die falsch klassifizierte Muster mit jeweils anderen Kosten zu gewichten. Dies kann in Form einer Kostenmatrix erfolgen.

	KS	P	LS	U
KS	0	1000	100	750
P	500	0	750	50
LS	50	200	0	50

Tabelle 3.3: Verteilung der Kosten für Klassifikationsfehler

Für die Sitzbelegungserkennung ist es z.B. weniger gravierend, wenn ein leerer Sitz irrtümlich als Kindersitz erkannt wird, da der Airbag in beiden Fällen nicht ausgelöst werden soll. Hingegen zieht es erhebliche Konsequenzen nach sich, falls ein rückwärts eingebauter Kindersitz fälschlich als Person identifiziert wird.

Die Kostenfunktion als die im Mittel pro Muster erzeugten Kosten, ergibt sich über die elementweise Multiplikation von Vertauschungs- und Kostenmatrix nebst Summation und Division durch die Anzahl der klassifizierten Muster.

3.3.2 Klassifikationsergebnisse

Die Forderung nach einer sicheren Sitzbelegungserkennung wurde in der DaimlerChrysler AG zunächst durch die Verwendung von speziellen Kindersitzen mit eingebauten Resonatoren beantwortet. Bei diesem Vorgehen muss einerseits gewährleistet sein, dass in allen Absatzmärkten ein solcher Kindersitz angeboten wird und andererseits sichergestellt werden, dass keine anderen Produkte eingesetzt werden. Andere Ansätze gehen dahin, in den Beifahrersitz eine Gewichtsmatte einzubauen, welche neben dem Absolutgewicht die Gewichtsverteilung des Objektes auf dem Beifahrersitz detektiert.

Im Folgenden wird auf die ersten Untersuchungen eingegangen, die zeigen, wie erfolgreich die Sitzbelegungserkennung auf der Basis optischer Sensoren unterschiedlicher Konfiguration einschließlich der entsprechenden Bildverarbeitung realisiert werden kann.

2D Sensorkonfiguration

Die einfachste Variante, mit der die Firma Temic das SBE-Problem lösen wollte, ist die in Kapitel 3.1.3 vorgestellte Triangulationssensorik. Die Konfiguration des entsprechenden 8-Strahlen-Sensors ist in der folgenden Graphik für ein Beispiel aus jeder Musterklasse veranschaulicht.

Mit Hilfe der gezeigten Sensorik wurde ein umfangreicher Musterdatensatz mit insgesamt 6293 Samples aufgenommen. Dieser enthält sowohl experimentelle Daten aus

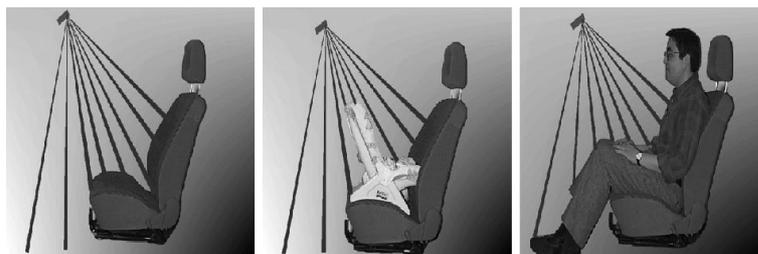


Abbildung 3.9: Konfiguration des 2D Sensors

realen Versuchsfahrzeugen als auch Beispiele, die in einem speziellen Cockpitversuchsstand der Firma Temic generiert wurden. Der Einbauort der Sensorik war in beiden Fällen die Dachbedieneinheit.

Für die Klassifikatorentwicklung wird gemäß Kapitel 3.2.2 der zur Verfügung stehende Datensatz in Trainingsdaten und Testdaten aufgeteilt. Nachdem das Klassifikatortraining abgeschlossen ist, wird für die Bewertung der Testdatensatz herangezogen. Dadurch wird verhindert, dass sich der Klassifikator zu stark auf die beim Lernen präsentierten Daten einstellt und somit dessen Verallgemeinerungsfähigkeit vermindert wird. Für die Performance des Klassifikators ist daher weniger das Trainingsergebnis maßgeblich, sondern vielmehr die Fehler auf dem Testdatensatz entscheidend. Aus dem Grund werden in dieser Arbeit ausschließlich die jeweiligen Testergebnisse präsentiert.

Die nachfolgende Tabelle zeigt die Ergebnisse eines neuronalen Netzes, bestehend aus zwei verdeckten Schichten mit jeweils 11 Neuronen und eines Polynomklassifikators mit dem Grad 2 für eine zufällige Aufteilung der Mustermenge in Trainings- und Testdaten im Verhältnis 2 : 1:

	Klassifikationsrate	Kostenfunktion
Polynomklassifikator	98,6 %	11,2
Neuronales Netz	99,5 %	3,2

Tabelle 3.4: Testergebnisse für die Sensorzeile

Der Vergleich des Polynomklassifikators mit dem neuronalen Netz zeigt, dass mit dem neuronalen Netzwerk sowohl eine höhere Klassifikationsrate erzielt als auch geringere Kosten verursacht werden. Trotzdem bleibt der Polynomklassifikator für die Praxis sehr interessant, da er im Vergleich zur aufwendigen Quotientenbildung und Exponentialberechnung der neuronalen Netze deutlich geringere Anforderungen an die verwendete Hardwareumgebung stellt.

3D Sensorkonfiguration

Obwohl die Klassifikationsergebnisse für die Triangulationssensorkonfiguration hinsichtlich der Sitzbelegungserkennung recht vielversprechend ausgefallen sind, ist die Firma Temic dazu übergegangen für die Innenraumbesichtigung einen 3D-Sensor auf Basis der PMD-Technologie zu favorisieren. Dies hatte im Wesentlichen zwei Gründe:

1. Die Qualität der Klassifikationsergebnisse zur Sitzbelegungserkennung mit dem achtstrahligen Zeilensensor geht bei verrauschten Musterdaten deutlich zurück.
2. Die zusätzliche Funktionalität der Out-of-Position-Erkennung (siehe Abschnitt 3.4) ist mit einem 2D-Triangulationssensor nicht realisierbar.

Aufgrund der Tatsache, dass in dieser Phase der Entwicklung noch kein adäquater 3D-Sensor zur Verfügung stand, wurden die für die Klassifikation benötigten Daten eines Sensorarrays mit Hilfe von CAD-Berechnungen erstellt. Die Ergebnisse, welche im Rahmen dieser Arbeit gezeigt werden, basieren auf Simulationen, die in der Abteilung FT3/AB der DaimlerChrysler AG durchgeführt worden sind. Dazu wurde innerhalb des CAD-Tools zunächst ein Modell eines Mercedes-Beifahrersitzes generiert. Unter Berücksichtigung von verschiedenen Sitzlängsverstellungen und variabler Lehnenneigung kann dieser Sitz mit einem Netz von Sensorpixeln abgetastet werden, wie es in der folgenden Abbildung gezeigt ist.

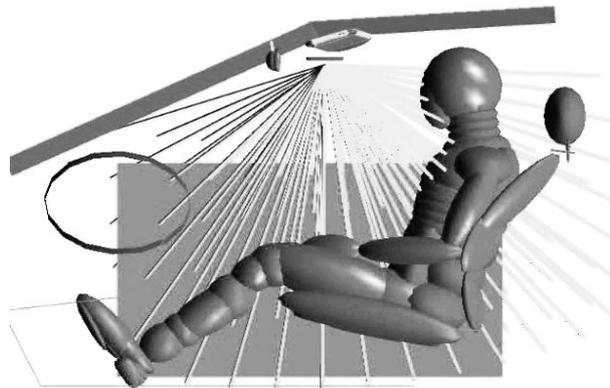


Abbildung 3.10: Konfiguration des CAD-Sensors

Für die detaillierte Spezifizierung der Sensorkonfiguration wurde als Einbauort die Dachbedieneinheit zugrunde gelegt. Die Abstände und Öffnungswinkel entsprechen dabei den geometrischen Verhältnissen im Innenraum einer Mercedes E-Klasse.

Darüber hinaus können verschiedene Objekte im Fahrzeuginnenraum, wie z.B. Bücher, Zeitungen, Hüte usw., berücksichtigt werden.

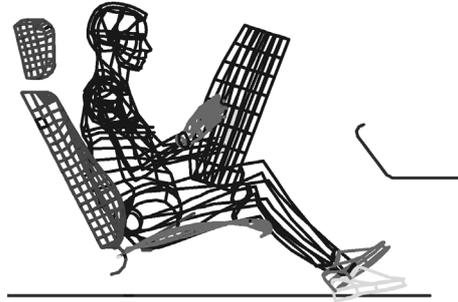


Abbildung 3.13: Passagier mit Zeitung

Insgesamt wurden 3491 CAD-Muster generiert, wobei im Gegensatz zu den experimentell ermittelten Samples des Zeilensensors einige OOP-Szenarien (siehe Abschnitt 3.4) darin enthalten sind.

Die anschließenden Klassifikationsuntersuchungen beschäftigten sich mit den folgenden Fragestellungen:

1. Wie viele Pixel sind mindestens notwendig?
2. Ist die Information innerhalb des Arrays gleich verteilt?
3. Welche Bedeutung kommt der Entfernungsauflösung zu?
4. Wie robust ist die Klassifikation gegenüber Rauscheinflüssen?

Notwendige Pixelzahl

Für die Untersuchung der Zahl der erforderlichen Entfernungswerte wurde zunächst das sogenannte Wiedererkennungsverfahren durchgeführt. Dabei wird die Mustermenge nicht wie üblich in Trainings- und Testdaten aufgeteilt, sondern der komplette Musterdatensatz für das Training verwendet. Die Adaption der Gewichte des verwendeten neuronalen Netzes wird erst dann beendet, wenn keine weitere Verbesserung des Trainingsfehlers erzielt werden kann. Dadurch wird erreicht, dass sich das Netz optimal an die vorhandenen Charakteristika der Daten anpassen kann. Mit Hilfe dieser Methode gelingt es nicht, die Verallgemeinerungsfähigkeit eines Klassifikators zu überprüfen, jedoch dient dieses Verfahren als Grundlage, um eine mögliche Redundanz innerhalb der Messdaten zu erkennen.

Hierfür wird das resultierende neuronale Netz, das im vorliegenden Fall der 108 Entfernungswerte auf den 3491 Samples die optimale Klassifikationsrate von 100% erreicht hat, anschließend dem Pruningverfahren unterzogen. Normalerweise wird damit

aus einer überdimensionierten Netztopologie das unwichtigste Neuron der verdeckten Schichten ausgewählt und gelöscht. Im vorliegenden Fall soll jedoch die Bedeutung der präsentierten Entfernungswerte untersucht werden. Daher wird das Pruningverfahren ausschließlich auf die Schicht der Eingangsneuronen angewendet. Nach dem Löschen des Eingangsneurons mit der geringsten Relevanz für die Ausgabe wird ein neuer Trainingszyklus initiiert und das Netz so lange weitertrainiert, bis eine festgesetzte Schranke im Trainingsfehler unterschritten wird. Diese Schranke wird sinnvollerweise so gewählt, dass die beim Starttraining erreichte Wiedererkennungsgeschwindigkeit von 100% erneut erreicht wird.

Auf diese Weise bleiben ausschließlich diejenigen Eingangsneuronen erhalten, auf deren Informationen für eine hundertprozentige Sitzbelegungserkennung nicht verzichtet werden kann. Das Resultat eines solchen Pruningdurchlaufs ist in der nachfolgenden Abbildung exemplarisch zu sehen, wobei diejenigen Pixel, welche nicht durch das Pruning gelöscht wurden, schwarz dargestellt sind.

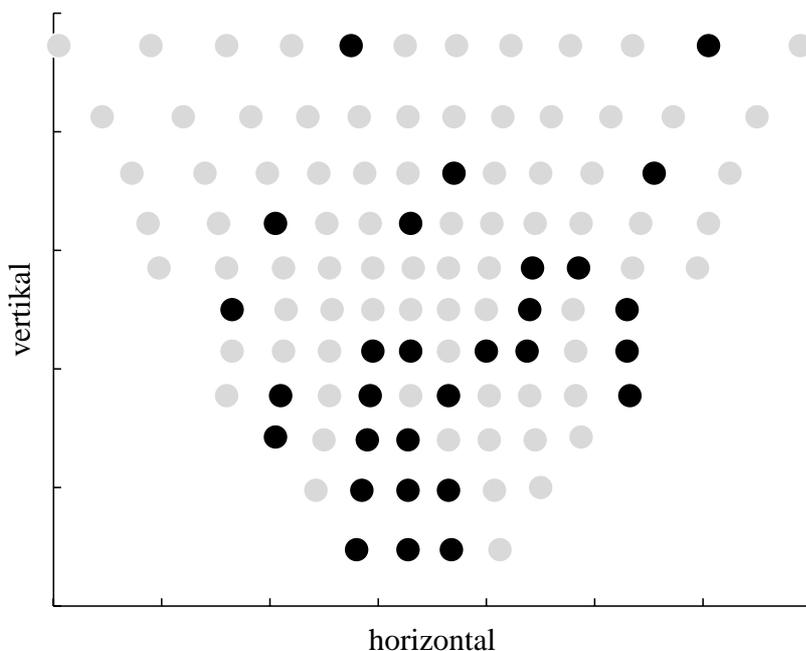


Abbildung 3.14: Ergebnis des Prunings

Als erstes Ergebnis der Klassifikationsuntersuchung kann festgestellt werden, dass die Anzahl der präsentierten Eingangswerte auf 21 reduziert werden kann, ohne die Klassifikationsrate zu verschlechtern. Anders ausgedrückt bedeutet dies, dass die Information innerhalb des simulierten Sensorarrays stark redundant ist.

Verteilung der Information

Zur Ermittlung der örtlichen Verteilung der Information wurden insgesamt acht voneinander unabhängige Pruningdurchläufe durchgeführt. Das Gesamtergebnis ist in Abbildung 3.15 skizziert, wobei die Grauwertabstufung umso heller gewählt wurde, je häufiger das entsprechende Eingangsneuron im Verlauf der acht Pruningverfahren gelöscht wurde.

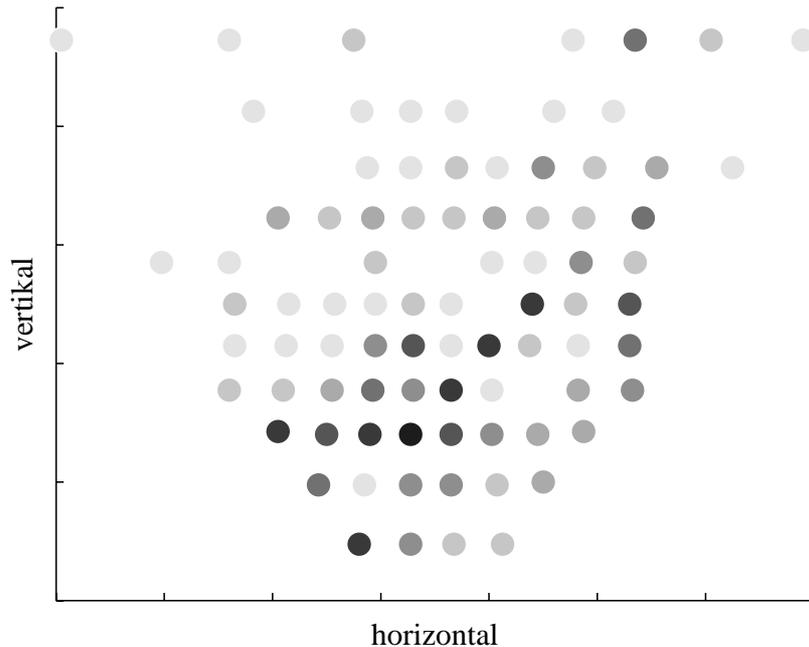


Abbildung 3.15: Ergebnis von acht Pruningdurchläufen

Die Anordnung der dunkel markierten Pixeln zeigt, dass die höchste Informationsdichte im Bereich der Sitzfläche und im Kopfbereich zu finden ist. Außerdem kann aus der Tatsache, dass die verschiedenen Resultate des Prunings nicht eindeutig sind, der Schluss gezogen werden, dass verschiedene Sensorkonfigurationen möglich sind.

Bedeutung der Entfernungsauflösung

Die Entfernungsgenauigkeit, mit der die Objekte innerhalb der CAD-Simulation abgetastet werden beträgt 1 mm . Zur Verdeutlichung des Einflusses der Entfernungsauflösung wird das Sensorarray mit einer Zeilenkonfiguration aus acht Pixeln verglichen, deren Lage möglichst den geometrischen Verhältnissen des im vorherigen Abschnitts behandelten Triangulationssensors entspricht.

Die Musterdaten wurden im Verhältnis $2 : 1$ in Trainings- und Testdaten aufgeteilt, wobei die jeweiligen Entfernungen in Abhängigkeit der verschiedenen zu untersuchenden Genauigkeiten in unterschiedlich großen Entfernungsintervallen (3 cm , 2 cm , 1 cm , 1 mm) zusammengefasst wurden. Analog zu den Ergebnissen der 2D-Konfiguration werden im Folgenden ausschließlich die resultierenden Testfehler dargestellt.

Intervallgröße	3 cm	2 cm	1 cm	1 mm
Klassifikationsrate Array	95,4 %	94,7 %	95,5 %	95,9 %

Tabelle 3.5: Einfluss der Entfernungsauflösung auf das Sensorarray

Für das Sensorarray (108 Pixel) wird deutlich, dass sich die Klassifikationsrate nicht signifikant mit der Entfernungsauflösung ändert.

Im Unterschied dazu ist anhand der nachfolgenden Tabelle ersichtlich, dass die Fehlklassifikationen der Sensorzeile (8 Pixel) mit zunehmender Genauigkeit der Entfernungen abnehmen.

Intervallgröße	3 cm	2 cm	1 cm	1 mm
Klassifikationsrate Zeile	89,6 %	90,4 %	91,7 %	92,2 %

Tabelle 3.6: Einfluss der Entfernungsauflösung auf die Sensorzeile

Insgesamt wird deutlich, dass der Einfluss der Entfernungsauflösung umso höher wird, je weniger Pixel verwendet werden. Daraus lässt sich der Umkehrschluss ziehen, dass eine geringe Entfernungsauflösung durch eine Steigerung der Gesamtzahl der Pixel kompensiert werden kann.

Robustheit gegenüber Rauscheinflüssen

Die Untersuchung der Rauscheinflüsse wurde für eine Entfernungsauflösung von 3 cm durchgeführt. Das Rauschen wurde dabei so berücksichtigt, dass der exakt abgetastete Wert mit einer Wahrscheinlichkeit von 50% entweder um eine Quantisierungsstufe nach oben oder nach unten verfälscht wurde. Wie stark sich dadurch die Klassifikationsrate verändert hat, ist in der nachfolgenden Tabelle dargestellt.

	KR ohne Rauschen	KR mit Rauschen
Zeile	89,6 %	85,5 %
Array	95,4 %	94,7 %

Tabelle 3.7: Einfluss von Rauscheffekten auf die Klassifikationsrate

Anhand der Resultate lässt sich folgern, dass der Einfluss des Rauschens deutlich geringer wird, je mehr Pixel für die Klassifikation verwendet werden.

Ein abschließender quantitativer Vergleich zwischen den Klassifikationsraten der 2D-Triangulationskonfiguration ($KR > 98\%$) und denen der 3D-CAD-Konfiguration ($KR < 96\%$) führt unmittelbar zu folgender Fragestellung: Warum sind die Klassifikationsraten der simulierten Musterdaten der 3D-CAD-Konfiguration generell schlechter als die der experimentell ermittelten Datensätze des 2D-Triangulationssensors?

Die Antwort gliedert sich in zwei Punkte:

1. Das Neuronale Netz, mit dem der CAD-Datensatz klassifiziert wurde, umfasst lediglich eine verdeckte Ebene mit zehn Neuronen anstelle von zwei verdeckten Schichten mit elf Neuronen bei den Triangulationsdaten. Mit einem vergleichbaren Netzwerk wäre die Klassifikationsrate für das Sensorarray wahrscheinlich um einiges höher gewesen, jedoch hätte die Rechenzeit für die Trainingsphase aufgrund der wesentlich größeren Eingangsdimension (108 anstelle von 8) den praktikablen Rahmen gesprengt.
2. Die beiden jeweiligen Datensätze sind nicht vergleichbar. Während in der Mustermenge des Triangulationssensors in erster Linie gutmütige Szenen in Form von gemessenen Sitzbelegungssituationen vorhanden sind, wurde bei der Erstellung des 3D-CAD-Datensatzes größerer Wert auf anspruchsvolle Beispiele (vgl. Abbildung 3.13) gelegt und darüber hinaus in starkem Maße die im nächsten Abschnitt beschriebenen Out-of-Position-Situationen mit berücksichtigt.

Allgemein formuliert kann aus diesen Argumenten folgende Aussage abgeleitet werden: Unterschiedliche Sensorkonfigurationen bzw. Klassifikationsverfahren können sinnvollerweise nur für ein und denselben Musterdatensatz qualitativ und quantitativ miteinander verglichen werden.

Wie bereits in Abschnitt 3.2.2 angedeutet besteht die zukünftige Herausforderung an die Schlüsselkompetenz der Bildverarbeitung darin, diesen zentralen Musterdatensatz so zu erstellen, dass die zu lösende Problemstellung möglichst optimal darin abgebildet ist.

3.4 Out-of-Position-Erkennung (OOP)

Mit Hilfe einer sicheren Sitzbelegungserkennung können bei einem Unfall sowohl die Folgekosten bei unnötigem Auslösen im Falle eines leeren Sitzes als auch das durch das Zünden des Airbags erhöhte Risiko für Kleinkinder vermieden werden. Jedoch ist vor allem in den USA, wo keine gesetzliche Anschnallpflicht besteht und dadurch das Volumen des Airbags immense Ausmaße annehmen muss, um im Crashfall einen signifikanten Schutz gewährleisten zu können, eine Vielzahl von Fällen dokumentiert, in denen die Entfaltung des Airbags für den Tod von Fahrzeuginsassen verantwortlich war. In solchen Situationen hat der Fahrzeuginsasse zum Zeitpunkt des Unfalls eine gefährliche Position eingenommen. Diese sogenannten Out-of-Position-Fälle sollen mit der OOP-Funktionalität erkannt und entschärft werden.

3.4.1 Spezifikation OOP

Bei der Out-of-Position-Funktionalität wird zwischen statischer und dynamischer OOP-Erkennung unterschieden, je nach dem, ob die Bildfolgefrequenz des verwendeten Sensors und die Klassifikationsdauer es erlauben, mögliche Bewegungsvorgänge unmittelbar vor dem Zünden des Airbags aufzulösen.

Es wird generell angenommen, dass sich eine Person auf dem zu beobachtenden Sitz befindet. Das Steuergerät des mehrstufig zündbaren Airbags⁶ ermittelt aufgrund der OOP-Erkennung welche Stufe ausgelöst werden muss, um einen optimalen Schutz gewährleisten zu können. Dazu wird innerhalb der OOP-Funktionalität einerseits die Kopfposition des Insassen detektiert. Dadurch kann erkannt werden, ob sich die Person nach vorne beugt (siehe Abbildung 3.16) bzw. kann der Abstand des Kopfes zum Airbagmodul ermittelt werden.

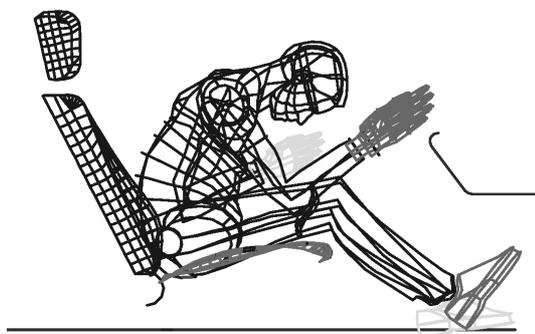


Abbildung 3.16: Erkennung der Kopfposition

Andererseits wird innerhalb der OOP-Funktion untersucht, ob unabhängig von der Position des Kopfes eine OOP-Situation vorliegt. Dies ist z.B. der Fall, wenn der Beifahrer seine Beine auf das Armaturenbrett legt:

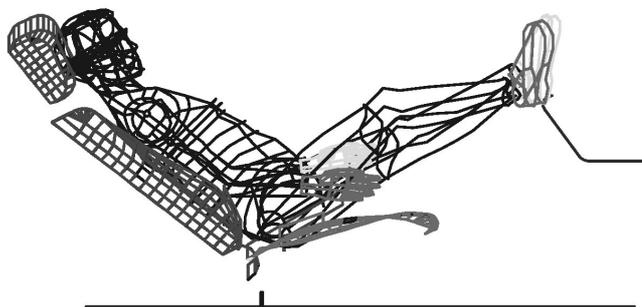


Abbildung 3.17: Koppositionsunabhängige OOP-Szene

⁶In Verbindung mit einer geeigneten Fahrsituationsanalyse (z.B. Precrash-Detektion, siehe Abschnitt 4.1.1) ist es möglich, anhand der Ausgabe der OOP-Funktion neben der angeführten intelligenten Airbagauslösung weitere Sicherheitsmaßnahmen einzuleiten, z.B. reversible Gurtstraffung.

3.4.2 PMD-Innenraumsensorik

Zusammen mit den zusätzlich benötigten Komponenten wie das LED-Beleuchtungsmodul, die Ansteuerung für die Synchronisation und die Signalverarbeitung im Mikrocontroller oder FPGA, bildet das vom PMD-Competence Center der Firma Temic in Ingolstadt entwickelte 16x16-Empfängermodul (siehe Abbildung 1.9) den nachfolgend dargestellten PMD-Prototypen für den Insassenschutz.

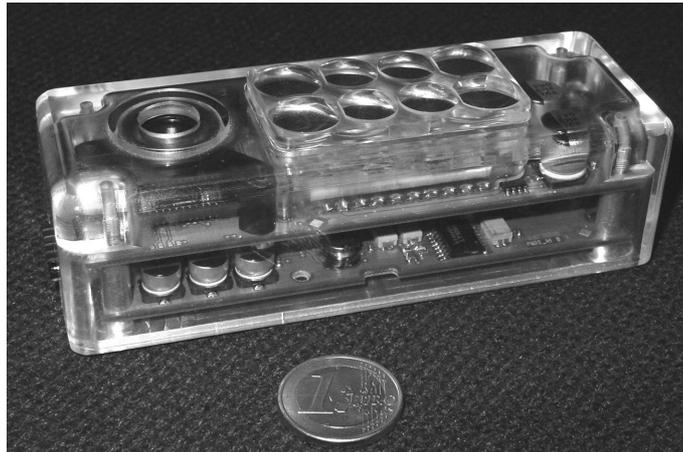


Abbildung 3.18: PMD-Prototyp (A0-Muster) der Firma Temic

Auf der oberen Fläche des Gehäuses ist deutlich das Linienarray, bestehend aus acht Linsen für die homogene Infrarotbeleuchtung der Szene, sowie links daneben die Empfängeroptik zu sehen.

Zu Demonstrationszwecken sowie für die Generierung von Messdaten zur Weiterentwicklung der Klassifikationsalgorithmen wurde das aufgebaute A0-Muster im Jahr 2001 in die Dachbedieneinheit eines ersten PMD-Testfahrzeugs integriert:



Abbildung 3.19: PMD-Demonstrationsfahrzeug der Firma Temic

Aufgrund der Position des Einbauortes ergibt sich eine überwiegend seitliche Perspektive und entsprechend ein Blickwinkel von oben auf die Szene. Ein exemplarisches Entfernungsbild für die beschriebene Konfiguration ist in der nachfolgenden Abbildung veranschaulicht.

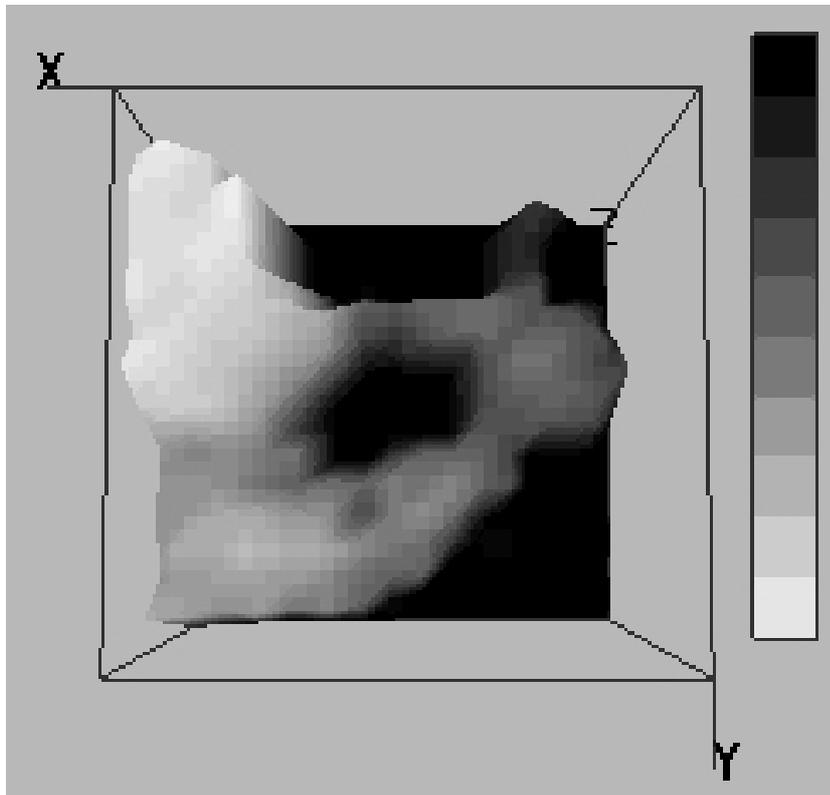


Abbildung 3.20: Entfernungsbild eines Beifahrers

Zur zweidimensionalen Darstellung der Entfernungswerte wurde die Graphik mit Graustufen kodiert. Dabei entsprechen helle Bereiche den kürzeren Distanzen, wohingegen die Entfernung zum PMD-Sensor mit zunehmend dunklerer Schattierung ansteigt. Anhand der feineren Pixelrastrung, die kleiner ist als die Auflösung des PMD-Chips von 16x16 Pixel, ist zu erkennen, dass jeder zweite Bildpunkt durch nachträgliche Interpolation aus den gemessenen Werten entstanden ist.

Aus dem dargestellten 3D-Bild ist für den Betrachter zum einen der Kopf und die Schulterpartie des Beifahrers zu erkennen, die sich sehr nahe am Sensormodul befindet. Zum anderen kann der rechte Arm des Beifahrers, der nach vorne zum Handschuhfach greift identifiziert werden. Die Herausforderung an die Bildverarbeitung wird zukünftig darin bestehen, geeignete Klassifikationsalgorithmen zu entwerfen, die den Erfahrungsschatz des Menschen abbilden und in der Lage sind aus den gemessenen Daten die relevanten Regelgrößen zu extrahieren.

Für einen erfolgreichen Einsatz der Innenraumbeobachtung im Automobilbereich müssen in den nächsten Jahren von Seiten der Bildverarbeitung bzw. von den Automobilherstellern die folgenden offenen Fragen geklärt werden:

- Ist ein Sensor alleine in der Lage, beide Funktionalitäten (OOP und SBE) mit einer hinreichenden Erkennungssicherheit zu erfüllen oder müssen verschiedene Sensoren einschließlich einer Gewichtserkennung kombiniert werden?
- Wie viele Kamerapixel bzw. Entfernungswerte sind für eine effektive Steigerung des Insassenschutzes mit Hilfe einer OOP-Erkennung notwendig?
- Kann ein einziger Klassifikator aus den gewonnenen Messdaten mit hinreichend hoher Erkennungsrate die Entscheidung über OOP und SBE gleichzeitig fällen oder sind prinzipiell mehrere Klassifikatoren notwendig?

- Welche Rolle spielt die Produkthaftung, für den Fall, dass keine hundertprozentige Klassifikationssicherheit erreicht wird?

Ansätze, um das Problem der Produkthaftung zu lösen, existieren in Form der bereits beschriebenen low-risk-deployment-Strategie. Der dabei eingesetzte mehrstufig zündbare Airbag kann unabhängig vom Ergebnis einer SBE in jedem Fall zumindest die erste Stufe auslösen. Außerdem wird immer mehr darauf hingearbeitet, dass im Falle einer OOP-Situation der Auslösemechanismus des Airbags an sich zunehmend weniger gefährlich für den Insassen wird.

- Ist eine OOP-Erkennung ohne SBE-Funktionalität sinnvoll?
Je nach Gesamtstrategie der Automobilhersteller kann es durchaus sinnvoll sein, eine OOP-Funktionalität ohne zugehörige SBE zu verwenden. Zum einen ist es möglich, dass die Funktion auf den Fahrersitz beschränkt wird. In diesem Fall ist naturgemäß die Voraussetzung gegeben, dass sich eine Person auf dem Sitz befindet. Zum anderen kann eine OOP-Funktionalität ohne SBE auf den Beifahrersitz ausgedehnt werden, wenn das Vorhandensein eines Kindersitzes über einen entsprechenden Transponder angezeigt wird. Der Nachteil dieser Strategie liegt allerdings darin, dass die Folgekosten einer unnötigen Airbagauslösung nicht mehr vermieden werden können, da bei fehlender SBE der leere Sitz nicht mehr gesondert erkannt werden würde.

4 Anwendungen im Außenraum

Nach diesem Überblick über die mit der PMD-Technologie konkurrierenden Ansätze und die Möglichkeiten zur Steigerung des Insassenschutzes wird im Folgenden darauf eingegangen, inwieweit die PMD-Kamera für eine Anwendung im Kfz-Außenraum geeignet ist.

Zu Beginn wird die Realisierung einer vorausschauenden 3D-Sensorik beschrieben und auf die besonderen Anforderungen und Schwierigkeiten eingegangen, die eine Sensorik mit aktiver Infrarotbeleuchtung im Kfz-Außenraum berücksichtigen bzw. bewältigen muss. Daran anschließend wird die Funktionalität einer dynamischen Leuchtweitenregelung vorgestellt und abschließend untersucht, unter welchen Rahmenbedingungen eine Geschwindigkeitsmessung mit dem PMD-Sensor möglich ist.

4.1 Vorausschauende 3D-Sensorik

Die Forderung nach Erhöhung der Sicherheit im Straßenverkehr wurde in den letzten Jahren in zunehmendem Maße mit der Entwicklung von vorausschauenden Sensorsystemen beantwortet. Die Zielsetzung dieser Systeme umfasst einerseits die Möglichkeit Unfallsituationen bereits im Vorfeld zu erkennen, um aufgrund des erzielten Zeitgewinns in der Lage zu sein effektivere Maßnahmen zum Schutz der Fahrzeuginsassen einleiten zu können. Neben dieser Wirkungsweise als elektronische Knautschzone beinhaltet die Umfeldsensorik andererseits die Wunschvorstellung, andere Verkehrsteilnehmer insbesondere Fußgänger zu schützen und wenn möglich drohende Unfälle zu vermeiden. Außerdem werden Zusatzfunktionalitäten im Bereich der Fahrerassistenzsysteme denkbar.

Jedoch stellt die Realisierung einer vorausschauenden Sensorik hohe Anforderungen an die Geschwindigkeit der 3D-Bildfolgen, an die Größe der Gesichtsfelder und die damit verbundene Pixelauflösung, an die Entfernungsgenauigkeit und schließlich an die Reichweite. Obwohl es verschiedene Ansätze in Form von Triangulationssensoren auf Basis von Stereokameras oder Shutterkameras gibt, sind keine 3D-Bildaufnahmesysteme mit der für Fahrzeuganwendungen erforderlichen Robustheit auf dem Markt.

Aus diesem Grund wurde das vom BMBF¹ geförderte Verbundprojekt "3D-Sensorik für vorausschauende Sicherheitssysteme im Automobil" (3D-Siam) mit der Zielsetzung initiiert, die PMD-Technologie für Anwendungen im Kfz-Außenraum voranzutreiben.

¹Bundesministerium für Bildung und Forschung

Mit Hilfe von Verfahren aus der Mikrosystemtechnik kann das Gesamtsystem aus Sendemodul, PMD-Empfangseinheit sowie integrierter Ansteuer- und Ausleseelektronik hochgradig miniaturisiert werden und hat somit das Potenzial ein zuverlässiges System zur Steigerung der Sicherheit im Straßenverkehr darzustellen.

Nachfolgend werden die im Rahmen von 3D-Siam anvisierten Funktionalitäten Precrash-Detektion sowie Stop&Go vorgestellt. Daraufhin werden die für die speziellen Anwendungen abgeleiteten Systemparameter aufgeführt und die Anforderungen an ein geeignetes Modulationsverfahren erläutert. Abschließend wird ein mögliches Modulationskonzept dargestellt, welches die zuvor beschriebenen Anforderungen erfüllt.

4.1.1 Funktionalität Precrash-Detektion

Zur frühzeitigen Erkennung von Unfallsituationen dient die sogenannte Precrash-Sensorik, mit deren Hilfe ein bevorstehender Aufprall auf ein Hindernis erkannt werden soll. Dabei dient die Detektion und Klassifizierung des Hindernisses als Grundlage zur Abschätzung der Unfallschwere. Anhand der Situationsanalyse kann entschieden werden, welche Sicherheitssysteme für den optimalen Schutz der Fahrzeuginsassen bereits vor Eintritt des Zusammenstoßes aktiviert werden sollen.

Dazu kommen sowohl reversible Systeme (z.B. Gurtstraffer) als auch irreversible Schutzmechanismen (z.B. Airbag) in Betracht, letzteres jedoch ausschließlich in solchen Fällen, in denen der Unfall als unabwendbar anzusehen ist. Natürlich muss dabei der Zeitpunkt der Aktivierung so gewählt werden, dass die Handlungsfreiheit des Fahrers nicht vorzeitig eingeschränkt und dadurch eine Chance auf Minderung der Unfallschwere vereitelt wird.

Für den Fall, dass eine Kollision mit einem Fußgänger erkannt wird, ist es neben den Schutzmaßnahmen für Fahrzeuginsassen vorstellbar, entsprechende Maßnahmen zur Minderung der Verletzungsschwere dieses Fußgängers einzuleiten. In diesem Zusammenhang wird unter anderem in Betracht gezogen einen Mechanismus zum Aufstellen der Motorhaube zu verwenden, um den Aufprall des Kopfes auf den massiven Motorblock zu verhindern.

Als Reichweite dieser sicherheitskritischen 3D-Sensorik sind von der Firma Temic 10 m spezifiziert. Als wichtigste Regelgröße dient die relative Geschwindigkeit zwischen dem eigenen Fahrzeug und dem sich annähernden Objekt, wobei insgesamt ein Messbereich von 0 – 50 km/h abgedeckt werden muss. Die angestrebte laterale Auflösung in einer Entfernung $r = 10\text{ m}$ wird mit 10 cm in der horizontalen und mit 20 cm in der vertikalen Ebene angegeben. Die Bildwiederholrate soll 100 Hz betragen.

Angesichts dieser Spezifikationen und den daraus resultierenden Reaktionszeiten $t_R = 600\text{ ms}$ bei $v_r = 35\text{ km/h}$ bzw. $t_R = 430\text{ ms}$ bei $v_r = 50\text{ km/h}$ wird deutlich, dass keine wirksamen Maßnahmen zur Vermeidung der bevorstehenden Unfälle im Rahmen der spezifizierten Randbedingungen rechtzeitig eingeleitet werden können.

4.1.2 Funktionalität Stop&Go

Im Rahmen der Steigerung des Fahrkomforts gewinnt derzeit das Abstandswarnradar mit Fahrzeuglängsregelung (ACC²) auf Basis einer Radarsensorik mit Reichweiten über 100 m zunehmend an Akzeptanz. Jedoch ist es mit einem solchen System aufgrund der eingeschränkten lateralen Auflösung nicht möglich eine Stop&Go-Funktion im Stadtverkehr einschließlich Objektklassifizierung zur Fußgänger- und Radfahrererkennung zu realisieren. Außerdem können mit Hilfe des derzeitigen ACC-Radars ausschließlich Geschwindigkeiten oberhalb von 40 km/h sinnvoll geregelt werden.

Daher besteht die zweite Zielsetzung des Verbundprojektes 3D-Siam in der Umsetzung eines automatischen Folgebetriebes im niedrigen Geschwindigkeitsbereich. Dabei soll sich das Anwendungsszenario insbesondere auf ermüdende Situationen wie z.B. die Kolonnenfahrt innerhalb eines Verkehrsstaus sowie auf innerstädtische Stop&Go-Situationen erstrecken. Auf Basis von 3D-Informationen wird zum einen die abstandsabhängige Fahrzeuglängsregelung über Gas- und Bremsengriff umgesetzt. Zum anderen wird über eine Hinderniserkennung sichergestellt, dass durch den automatisierten Folgebetrieb keine Verkehrsteilnehmer wie Radfahrer oder Fußgänger gefährdet werden.

Zusätzlich zum verbesserten Fahrkomfort soll über die Kenntnis der unmittelbar anstehenden Fahrmanöver in Verbindung mit einer effizienten und energiesparenden Antriebsregelung sowohl der Kraftstoffverbrauch als auch die Schadstoffemission verringert werden.

Die Systemauslegung erfolgt durch die Firma A.D.C.³ für einen Geschwindigkeitsbereich bis zu 40 km/h. Über den dafür notwendigen Anhalteweg ergibt sich die angestrebte Reichweite 18.5 m. Für die Entfernungsmessung wird eine Genauigkeit von 10 cm für die kürzeren Distanzen bis maximal 50 cm für größere Entfernungen gefordert. Die bei der Messung der Relativgeschwindigkeit angestrebte Genauigkeit soll im ersten Ansatz 3 km/h betragen. Die für die Längsregelung bereit gestellten Beschleunigungen dürfen $2 \frac{m}{s^2}$ und die Verzögerungswerte $-5 \frac{m}{s^2}$ nicht überschreiten. Für die Bildwiederholrate wird eine Zykluszeit $T_{Bild} = 30 ms$ angesetzt.

Der Vergleich mit den Spezifikationen der Precrash-Funktionalität zeigt, dass die Stop&Go-Funktion höhere Ansprüche an die Reichweite stellt, dafür aber geringere Bildfolgefrequenzen fordert.

²Autonomous Cruise Control

³Automotive Distance Control Systems GmbH

4.1.3 Spezifikation der Systemparameter

Neben den für die speziellen Funktionen festgelegten Rahmenbedingungen gelten die folgenden Spezifikationen der Systemparameter für beide Anwendungen gleichermaßen.

Als Einbauort für das System wird der Bereich der Dachbedieneinheit unmittelbar hinter der Windschutzscheibe favorisiert. Dies hat den Vorteil, dass keine Probleme durch Verschmutzung auftreten können. Nachteilig macht sich allerdings bemerkbar, dass die Transmission der heutigen Windschutzscheiben für Infrarotstrahlung lediglich 50 % beträgt, wodurch erhöhte Anforderungen an den Sender gestellt werden, sofern diese wärmedämmende Eigenschaft nicht stellenweise ausgespart werden kann. Außerdem muss das Sendemodul so an die Frontscheibe angekoppelt werden, dass keine Rückreflexionen in die Empfangseinheit gelangen.

Das zur Hindernisdetektion erforderliche minimale Gesichtsfeld beträgt 45° in horizontaler Richtung, so dass die Straßenbreite ab der Stoßstange des eigenen Fahrzeugs abgedeckt wird und der Öffnungswinkel groß genug ist, damit die Fahrspur auch bei Kurvenfahrt überblickt werden kann. Zur Erkennung von vorausfahrenden oder entgegenkommenden Fahrzeugen ist in vertikaler Richtung ein Öffnungswinkel von 12° notwendig. Die Detektion und Klassifikation von schmalen hohen Objekten, wie z.B. Fußgänger, erfordert eine Erweiterung des vertikalen Gesichtsfeldes auf 22.5° .

Aufgrund des spezifizierten Gesichtsfeldes erscheint ein PMD-Sensor mit 64×16 Pixeln geeignet, die Systemanforderungen zu erfüllen. Zur Erreichung der geforderten Entfernungsgenauigkeit werden Pixelabmessungen mit großen Kantenlängen notwendig, so dass das Sensorarray insgesamt voraussichtlich eine verhältnismäßig große Chipfläche umfassen wird.

Weitere Spezifikationen sowie die für die Simulation zugrunde liegenden Rahmenbedingungen sind im Detail in der nachfolgenden Tabelle festgelegt.

Beleuchtungswellenlänge	810 nm
Minimale Remission	20 %
Maximale Remission	80 %
Mindestentfernung	1,8 m
Eindeutigkeitsbereich	220 m
Temperaturbereich	-40 bis $105^\circ C$
Maximale Sonnenstrahlung	$0.6 \text{ W}/(\text{nm m}^2)$
Filterbreite	20 nm

Tabelle 4.1: Spezifikation von Systemparametern für die vorausschauende 3D-Sensorik

4.1.4 Anforderungen an das Modulationsverfahren

Die für die Übertragung des PMD-Messprinzips auf den Kfz-Außenraum in Frage kommenden Modulationsverfahren und die daran angepassten Timing-Konzepte müssen die folgenden Anforderungen erfüllen.

- effektive Ausblendung des Hintergrundlichtes
- hinreichende Dimensionierung des Mess- und Eindeutigkeitsbereichs
- sichere Vermeidung von Wechselwirkungen mit anderen Verkehrsteilnehmern
- generelle Einhaltung der Augensicherheitsvorschriften

Hintergrundlichtunterdrückung

Bei Anwendung eines optischen Sensors im Außenraum eines Automobils muss mit verschiedenen Quellen für intensives Störlicht gerechnet werden. Neben der Einwirkung von natürlichem Tageslicht durch die Sonne spielen vor allem künstliche Beleuchtungsquellen wie Halogen- bzw. Neonscheinwerfer und Straßenlampen eine Rolle.

Damit dieses störende Fremdlicht im PMD-Sensor effektiv unterdrückt werden kann, ist ein symmetrisches Modulationssignal zwingend erforderlich. Nur unter dieser Voraussetzung ist gewährleistet, dass sich der zum Modulationssignal unkorrelierte Hintergrundanteil gleichmäßig auf die beiden symmetrischen Auslesewege des PMD-Pixels verteilt und keine Verfälschung des Differenzsignals bewirkt.

Mess- und Eindeutigkeitsbereich

Gemäß den Spezifikationen der anvisierten Anwendungen Precrash-Detektion sowie Stop&Go muss mit der 3D-Kamera mindestens ein Messbereich von 10 m bzw. 18.5 m abgedeckt werden. Der zu berücksichtigende Eindeutigkeitsbereich muss jedoch deutlich größer gewählt werden.

Dies hängt vor allem mit der möglichen Variation des Remissionskoeffizienten zusammen. Das Modulationskonzept wird darauf ausgelegt, dass ein Objekt mit dem niedrigsten zu detektierenden Remissionskoeffizienten an der Grenze des Messbereichs gerade noch erkannt wird. Stimmt der Eindeutigkeitsbereich mit dem Messbereich überein, können Objekte mit deutlich höherer Reflektivität, welche außerhalb des Messbereichs liegen, zu Signalen führen, die fälschlicherweise als Entfernungen innerhalb des Messbereichs interpretiert werden.

Die Lösung, dass der Messbereich auf den vorgegebenen Eindeutigkeitsbereich ausgedehnt wird, wirkt sich aufgrund der dadurch deutlich reduzierten Modulationsfrequenz nachteilig auf die Entfernungsauflösung aus. Demzufolge sind Modulationssignale vorteilhaft, bei denen der Eindeutigkeitsbereich unabhängig vom Messbereich dimensioniert werden kann.

Verwechslungsfreie Sensorik

Ein Sensorsystem im Automobilbereich muss zwangsläufig auf einen Mehrteilnehmerbetrieb ausgelegt sein. Nur unter dieser Voraussetzung ist die Störsicherheit der Messung auch beim Vorhandensein weiterer Verkehrsteilnehmer mit dem gleichen System gewährleistet.

Für die Auslegung der 3D-Sensorik auf einen Mehrteilnehmerbetrieb müssen zwei unterschiedliche Situationen berücksichtigt werden.

Direkte Störer

Die Störung mit der höchsten Signalleistung tritt auf, wenn die PMD-Kamera direkt das modulierte Beleuchtungslicht einer identischen entgegenkommenden PMD-Sensorik einfängt. Die überproportional hohe Intensität kommt dadurch zustande, dass bei der direkten Bestrahlung des PMD-Empfängers keine diffuse Remission durchlaufen wird

Indirekte Störer

Die andere Möglichkeit der Beeinflussung durch ein äquivalent modulierte System tritt auf, wenn das Beleuchtungslicht eines zweiten Fahrzeugs die gleiche Szene beleuchtet wie der eigene Sender. Diese Situation eines indirekten Störers ist in der nachfolgenden Abbildung zu sehen.

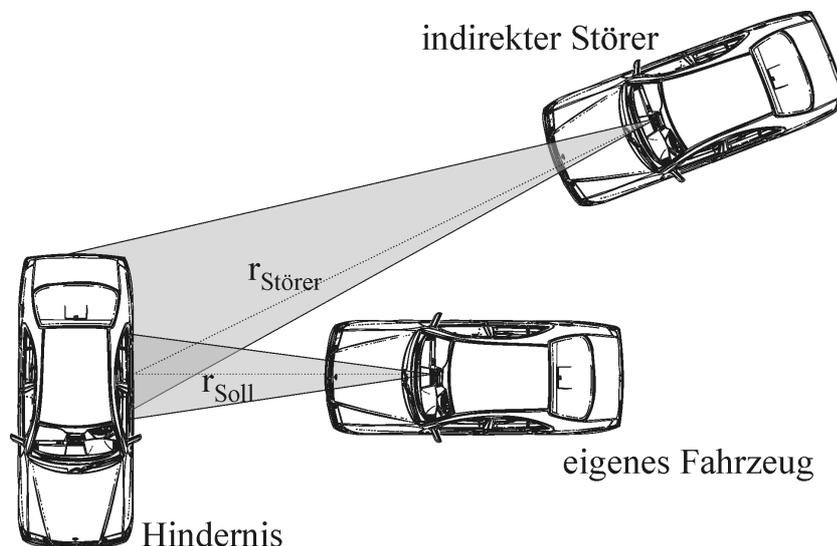


Abbildung 4.1: Anwendungssituation mit indirektem Störer

In diesem Fall liegen die Signalleistungen im Gegensatz zur Beeinflussung durch einen direkten Störer in der Größenordnung des eigenen reflektierten Signals.

Augensicherheitsbestimmungen

Beim Einsatz einer optischen Sensorik mit aktiver Beleuchtung muss die Einhaltung der Augensicherheitsvorschrift (EN 60825-1 Amendment 2, 2001-01; [DIN98]) unter allen Umständen sicher gestellt werden. Für den Automotivebereich gelten die Vorschriften der Laserklasse 1, die unter vorhersehbaren Betriebsbedingungen eine Gefährdung des menschlichen Auges ausschließt. Dabei sind die Grenzwerte, welche durch die Sendeeinheit eingehalten werden müssen, von verschiedenen Rahmenbedingungen abhängig.

Wellenlänge

Der Umfang und die Art der Schädigung wird stark von der Wellenlänge der verwendeten Strahlung bestimmt. Im sichtbaren Bereich kann sich das Auge durch den sogenannten Lidschlussreflex vor einer überhöhten Blendung schützen. Im für das Auge unsichtbaren Infrarotbereich tritt dagegen kein vergleichbarer Schutzmechanismus des Auges auf. Ein Sonderfall liegt vor, wenn eine spezielle Anwendung mit Infrarotbeleuchtung ausschließlich in Verbindung mit aktivierten Fahrzeugscheinwerfern eingesetzt wird. Diese Voraussetzung ist z.B. bei der Night-Vision-Kamera erfüllt, die in der DaimlerChrysler Forschung als reines Nachtsichtsystem [HoWe98] konzipiert wurde.

Timing-Konzept

Des Weiteren sind die Augensicherheitsvorschriften eng mit dem verwendeten Timing-Konzept verknüpft. In Abhängigkeit der gewählten Beleuchtungsdauer muss jede Anwendung zwei Kriterien erfüllen:

1. Einzelimpulskriterium

Die Energie eines Einzelimpulses darf einen definierten Grenzwert nicht überschreiten.

2. Mittelwertkriterium

Das Limit für die über 100 s gemittelte Beleuchtungsenergie muss eingehalten werden.

Abgesehen von Einzelpulsverfahren ist in der Regel das Mittelwertkriterium die einschränkende Größe.

Sendemodul

Ein weiterer Einflussfaktor auf die Beeinträchtigung des Auges stellt der Aufbau des Sendemoduls dar. Im Wesentlichen wird dabei zwischen Punktquellen und ausgedehnten Lichtquellen unterschieden. Generell gilt die Aussage, dass die emittierbare Energie umso größer sein darf, je größer die Abmessungen der Sendelinse sind.

Strahldivergenz

Schließlich sind die Grenzwerte für Einhaltung der Augensicherheitsbestimmungen abhängig von der Divergenz der Strahlung. Stark gebündelte Laserstrahlung mit extrem kleiner Divergenz führt durch die Fokussierung im Auge zu einer thermischen Schädigung der Netzhaut. Demgegenüber bewirkt eine flächenhafte Beleuchtung der Szene mit zu intensiver Infrarotstrahlung eine Schädigung durch Erwärmung der Augenflüssigkeit. Dabei erhöht sich jeweils der Grad der Schädigung, wenn ein optisches Hilfsmittel (z.B. ein Fernglas) vorhanden ist.

Um in beiden Fällen eine Beeinträchtigung des Auges ausschließen zu können, sind für die Laserklasse 1 zwei Prüfscenarien vorgeschrieben:

1. Prüfbedingung: kollimierte Strahlung
Die zu verwendende Messblende hat einen Durchmesser $D_1 = 50 \text{ mm}$ und wird in einem Abstand $d_M = 2 \text{ m}$ von der Sendelinse aufgestellt.
2. Prüfbedingung: divergierende Strahlung
Die Messblende besitzt einen Durchmesser $D_2 = 7 \text{ mm}$ und wird in einer Entfernung $d_M = 0.1 \text{ m}$ vor dem Sendemodul installiert.

Für die Bestimmung der maximal möglichen Beleuchtungsleistung muss die einschränkendere Bedingung herangezogen werden.

Die verschiedenen zuvor erläuterten Rahmenbedingungen für eine augensichere Szenenausleuchtung gelten gleichermaßen für LEDs und Laserquellen, jedoch ist es aufgrund der kleineren Divergenz der Laserstrahlung wesentlich schwieriger eine großflächige 3D-Szene homogen auszuleuchten.

Im Folgenden wird das spezifizierte Szenario der “Stop&Go”-Funktion als Beispiel für eine PMD-Entfernungsmessung im nahen Infrarotbereich ($\lambda = 810 \text{ nm}$) herangezogen, um die Auswirkungen der Augensicherheitsvorschrift exemplarisch zu veranschaulichen. Das zugrunde liegende Sendemodul weist einen Linsendurchmesser $D_S = 56 \text{ mm}$ auf. Die Abstrahlcharakteristik des Senders ist gaußförmig mit einer mittleren Divergenz $\alpha_{div} = 31^\circ$. Innerhalb einer Bildzeit $T_{Bild} = 30 \text{ ms}$ sollen acht Beleuchtungsbursts ausgesendet werden, wobei als Modulationsfrequenz jeweils $f = 20 \text{ MHz}$ angenommen wird. Für die Berechnung der maximal möglichen Beleuchtungsleistung wird berücksichtigt, dass die Strahlung welche einen Divergenzwinkel $\alpha_{max} = 5.73^\circ$ übersteigt nicht mehr vom Auge aufgenommen wird.

Für die spezifizierten Parameter ist der resultierende Verlauf der Beleuchtungsleistung als Funktion der Integrationszeit pro Beleuchtungsburst in der folgenden Darstellung gezeigt.

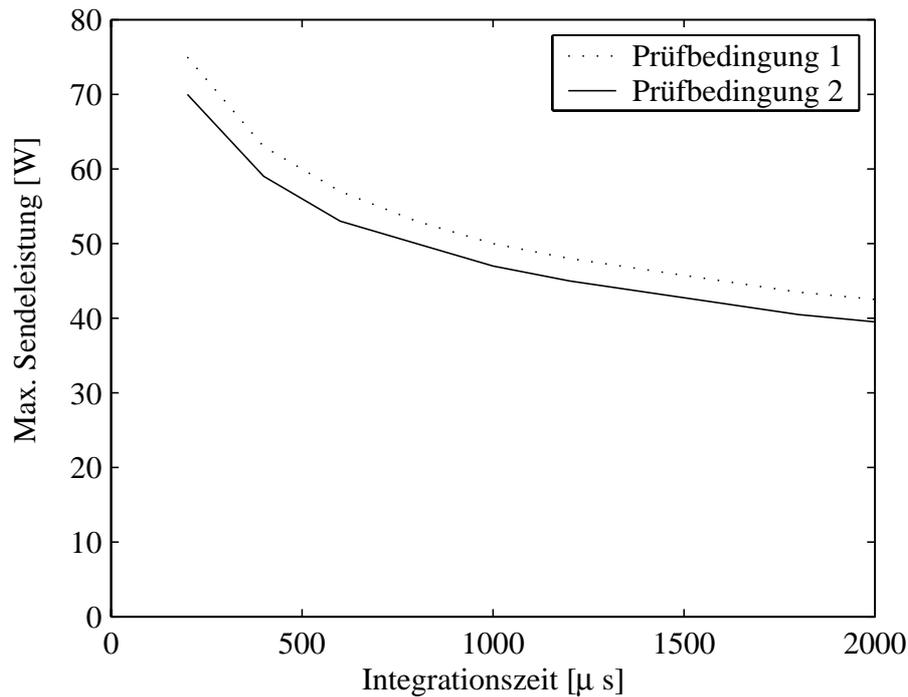


Abbildung 4.2: Maximale Sendeleistung als Funktion der Integrationszeit

Es wird deutlich, dass es sich beim vorliegenden Beispiel bei der Prüfbedingung 2 um das einschränkende Kriterium handelt.

Von einer Änderung der verwendeten Wellenlänge abgesehen, gibt es für die Erhöhung der emittierbaren Energie über den gezeigten Grenzwert hinaus lediglich zwei Möglichkeiten. Zum einen kann die Sendefläche vergrößert werden, was jedoch Probleme hinsichtlich der Integrierbarkeit in das Fahrzeug mit sich bringt. Zum anderen ist der Einsatz von mehreren Sendequellen möglich, welche räumlich voneinander getrennt sind. Dies macht jedoch eine Übertragung des hochfrequenten Ansteuersignals für die Modulation notwendig, da alle Sender synchron arbeiten müssen.

4.1.5 Modulationskonzept

Im Folgenden werden die im Rahmen des Verbundprojekts 3D-Siam innerhalb des Arbeitspakets “Modulationsprinzipien” erarbeiteten Ergebnisse vorgestellt. Ziel dieses Arbeitspakets war die Untersuchung und Simulation eines geeigneten Modulationskonzeptes für PMD-Außenraumanwendungen im Hinblick auf die Schwierigkeiten, welche durch die aktive Beleuchtung und die damit verbundenen speziellen Anforderungen an das Modulationsverfahren ausgelöst werden.

Zunächst wird erläutert wie sich die im vorherigen Abschnitt dargestellten Anforderungen und Rahmenbedingungen auf die Wahl des Modulationssignals ausgewirkt haben. Daraufhin werden die Schwierigkeiten aufgezeigt, die bei der Aufteilung des Messbereichs in mehrere Messintervalle auftreten. Abschließend wird das für eine Anwendung im Kfz-Außenraum favorisierte Modulationsverfahren beschrieben.

Auswahl des Modulationssignals

Die Forderung eines Messbereichs von bis zu 18.5 m bei gleichzeitiger Ausdehnung des Eindeutigkeitsbereichs auf 220 m legt nahe, dass bei einem Einsatz von harmonischen Modulationssignalen, bei denen der Messbereich identisch mit dem Eindeutigkeitsbereich ist, lediglich geringe Modulationsfrequenzen verwendet werden könnten. Darüber hinaus sind harmonische Signale nicht für einen Mehrteilnehmerbetrieb geeignet.

Daher fällt die Wahl des Modulationssignals für die Anwendung im Kfz-Außenraum auf die in Kapitel 2.1.4 vorgestellten Pseudo-Noise-Folgen. Damit lässt sich der Eindeutigkeitsbereich über die Wortlänge T_W festlegen, wohingegen der Messbereich über die Bitbreite T_B eingestellt wird. Zur weiteren Erhöhung der Modulationsfrequenz über den Wert $f = \frac{1}{T_B}$ hinaus wäre es prinzipiell sogar möglich den geforderten Messbereich in n Intervalle der Breite $\tilde{T}_B = \frac{T_B}{n}$ zu unterteilen. Die Modulationsfrequenz könnte damit auf $\tilde{f} = n \cdot f$ gesteigert und so die Entfernungsgenauigkeit verbessert werden. Die Vor- und Nachteile dieses Verfahrens werden im nächsten Abschnitt erörtert.

Eine weitere Eigenschaft der PN-Folgen, welche sie gegenüber den harmonischen Modulationssignalen auszeichnet, stellt die Orthogonalität verschiedener PN-Codes zueinander dar. In der folgenden Abbildung wird der Verlauf der Kreuzkorrelationsfunktion zweier orthogonaler PN-Codewörter mit der Autokorrelationsfunktion einer PN-Folge gleicher Wortlänge verglichen.

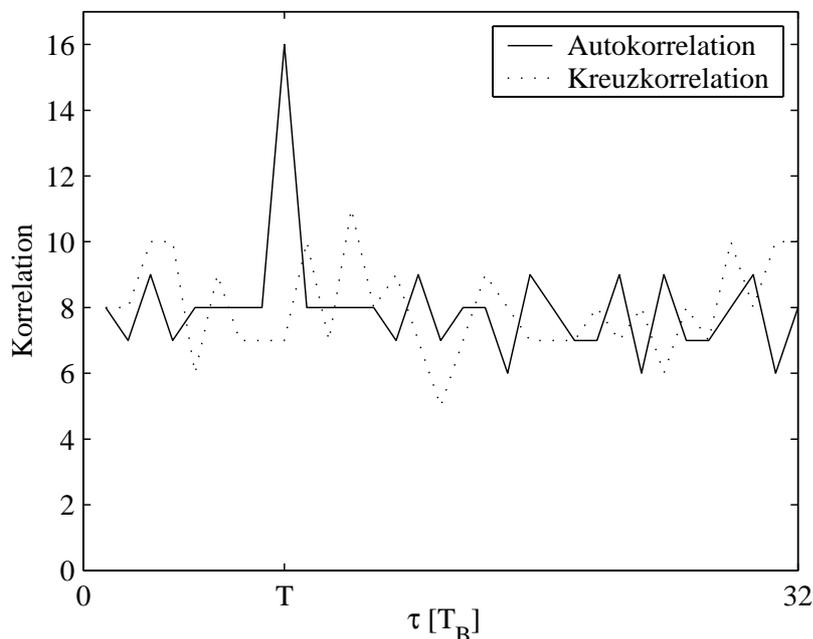


Abbildung 4.3: Autokorrelation und Kreuzkorrelation von PN-Folgen

Es wird deutlich, dass in der Kreuzkorrelationsfunktion das charakteristische Maximum der Autokorrelation fehlt. Allerdings sind die Nebenmaxima der Kreuzkorrelation etwas stärker ausgeprägt als die der Autokorrelation. Die Orthogonalität von PN-Folgen ist demnach zwar vorhanden, jedoch nicht ideal. Die Konsequenzen aus dieser Tatsache wurden ausführlich in [Albr01] mit Hilfe des Modells des PMD-Gesamtsystems aus

Kapitel 2 untersucht und dokumentiert. Die gewonnenen Erkenntnisse können folgendermaßen zusammengefasst werden:

- Die Empfindlichkeit gegenüber einem auftretenden Störer nimmt mit wachsender PN-Wortlänge ab, da die Höhe der Nebenmaxima in der Kreuzkorrelationsfunktion gegenüber der Höhe des Korrelationsmaximums deutlich zurückgehen.
- Die Zahl der orthogonalen PN-Wörter ist begrenzt. Für einen Schieberegistergrad $g = 10$ eines primitiven Polynoms existieren beispielsweise lediglich 60 orthogonale PN-Folgen. Daher ist es nicht möglich jeden Verkehrsteilnehmer mit einem eigenen PN-Code auszustatten.
- Die Wahrscheinlichkeit der phasenrichtigen Überlagerung beim zufälligen Aufeinandertreffen zweier Fahrzeuge mit dem gleichen PN-Code kann erheblich reduziert werden. Dazu wird in jedem PMD-System der individuelle Startpunkt innerhalb des jeweiligen PN-Wortes von Messung zu Messung zufällig gewählt.
- Die Beeinflussung durch ein störendes Fahrzeug mit dem gleichen Sensorsystem ist umso größer, je kleiner das Verhältnis aus eigener Sendeleistung zu störender Sendeleistung ausfällt.

Anhand der obigen Aussagen wird deutlich, dass die Ausstattung der verschiedenen Verkehrsteilnehmer mit unterschiedlichen PN-Codewörtern und die zufällige Wahl des Startpunktes hilfreich ist, um eine gegenseitige Beeinflussung zu reduzieren. Eine Realisierung der verwechslungsfreien Sensorik für den geforderten Mehrteilnehmerbetrieb kann jedoch nicht für alle Situationen garantiert werden.

Dies ist besonders in Situationen der Fall, in denen die Störleistung eines direkten Störers bzw. eines indirekten Störers mit deutlich geringerem Abstand zum Reflexionsobjekt als das eigene Fahrzeug im Vergleich zur eigenen empfangenen Leistung deutlich intensiver ist.

Aus diesem Grund muss die fahrzeugindividuelle Codierung der Modulationssequenzen mit einem geeigneten Zeit-Multiplexverfahren kombiniert werden. Die Zuweisung der Zeitintervalle, in denen ein Fahrzeug sein Modulationssignal aussenden darf, kann z.B. in Abhängigkeit der Fahrtrichtung erfolgen. Dadurch wird ausgeschlossen, dass sich zwei entgegengerichtete Verkehrsteilnehmer gegenseitig behindern.

Die gemeinsame Zeitbasis für dieses TDMA⁴-Verfahren könnte über das GPS⁵-Zeitsignal zur Verfügung gestellt werden. Darüber hinaus sollte innerhalb eines fahrtrichtungsabhängig zugewiesenen Sendeintervalls der Startzeitpunkt für die Beleuchtung und die synchronisierte Integration zufällig gewählt werden, um die Wahrscheinlichkeit einer indirekten Störung zu minimieren.

Der Erfolg eines solchen Zeit-Multiplexverfahrens ist jedoch davon abhängig, ob sich für alle Automobilhersteller eine gemeinsame Standardisierung finden lässt.

⁴Time Division Multiple Access

⁵Global Positioning System

Unterteilung des Messbereichs in mehrere Intervalle

Im vorherigen Abschnitt wurde bereits angedeutet, dass es prinzipiell möglich ist den geforderten Messbereich in n Intervalle zu unterteilen. Die damit verbundenen Vor- und Nachteile werden im Folgenden aufgezeigt.

Über die Aufteilung des Messbereichs wird einerseits die Modulationsfrequenz um den Faktor n vergrößert. Dadurch kann eine Verbesserung der Entfernungsgenauigkeit erzielt werden. Andererseits wird über die separate Auswertung der Teilintervalle die sogenannte Mehrzielfähigkeit erreicht. Damit ist es möglich innerhalb eines Pixels die Entfernung zweier Reflexionssignale von unterschiedlichen Objekten, die in verschiedenen Messintervallen positioniert sind, getrennt voneinander zu ermitteln. Die Reflexe von zwei Objekten im gleichen Messintervall, die gleichzeitig auf ein Pixel auftreffen, können dagegen nicht getrennt werden. In diesem Fall entspricht die berechnete Entfernung dem mit den Intensitäten der beiden Signalen gewichteten Mittelwert. Diese Aussage gilt analog für die harmonische Modulation, bei der grundsätzlich lediglich ein Messbereich möglich ist.

Diesen Vorteilen, die sich durch die Aufteilung in mehrere Messbereiche ergeben, müssen jedoch mehrere Nachteile gegenübergestellt werden. Eine Intervallaufteilung macht es notwendig, dass die Messintervalle zeitlich nacheinander ausgewertet werden. Dies kommt dadurch zustande, dass für die verschiedenen Intervalle die internen Verzögerungszeiten T_D anders gewählt und die Korrelationssignale erneut ermittelt werden müssen. Auf diese Weise wird die Bildwiederholrate, unter der Voraussetzung gleichbleibender Integrationszeiten, entsprechend reduziert.

Außerdem stellen sich bei der Aufteilung in mehrere Intervalle verschiedene Probleme ein, welche durch die hohe Dynamik in der Reflektivität verursacht werden. Für das Erkennen eines Objektes innerhalb eines Intervalls müssen zwei notwendige Bedingungen erfüllt sein (siehe Abschnitt 2.1.4):

1. Das Summensignal D_Σ jeder Messung muss die vorgegebene Schwelle δ_Σ überschreiten. Diese Schwelle orientiert sich an dem kleinstmöglichen Summensignal, d.h. an einem Objekt mit dem minimalen Remissionskoeffizienten ρ_{min} an der Grenze r_{max} zum nächsten Auswertungsintervall.

$$D_\Sigma > \delta_\Sigma = D_\Sigma(r_{max}, \rho_{min}) \quad (4.1)$$

2. Die Relationen der jeweiligen symmetrischen Stromwerte müssen erfüllt sein.

$$I_a > I_b \text{ und } I_c > I_d \quad (4.2)$$

Die trotz dieser Bedingungen auftretenden Probleme werden am Beispiel einer simulierten Entfernungsmessung gezeigt, bei welcher der Messbereich von 15 m in drei Messintervalle mit je 5 m eingeteilt wurde. Die Simulation beinhaltet Rauscheffekte aufgrund des Photonen- und Schrotrauschens sowie Störungen durch die Nebenmaxima innerhalb der Korrelationsfunktion, welche durch die symmetrische Erweiterung des PN-Wortes um eine Null hervorgerufen werden. Es wurde weder ein direkter noch indirekter Störer berücksichtigt, jedoch jeweils der maximal mögliche Einfluss des Sonnenlichts zugrunde gelegt.

Für die Simulation wurde die Sollentfernung in 50cm -Schritten variiert und für jede dieser Sollentfernungen alle drei Messintervalle einzeln ausgewertet und dargestellt, in welcher Distanz ein Objekt detektiert wurde. Als Detektionsvoraussetzungen sind die definierten Bedingungen 4.1 und 4.2 berücksichtigt worden. Die Auftragung der vom Modell über die Auswertungsformel 2.42 ermittelten Entfernungen über den Sollentfernungen für PN-Folgen mit $T_W = 256 T_B$ (Schieberegistergrad $g = 8$) ist in der folgenden Abbildung zu sehen.

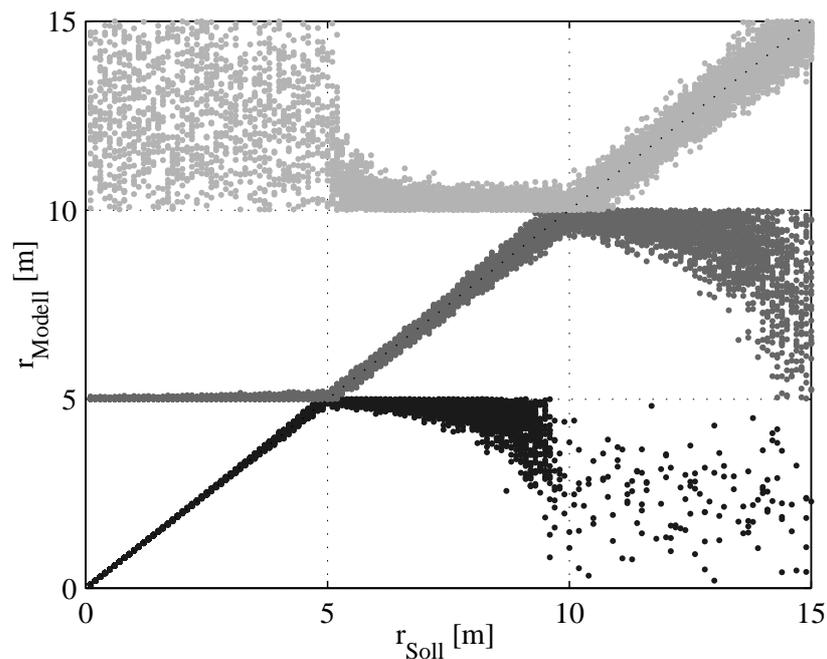


Abbildung 4.4: Detektionsfehler bei Unterteilung in drei Messintervalle mit Summenschwelle δ_Σ und Auswertung der Relation der Stromwerte

Obwohl jeweils nur ein einziges Reflexionsobjekt simuliert wurde, können die Rausch- und Störeinflüsse bewirken, dass das vorhandene Objekt fälschlicherweise in den Nachbarintervallen angezeigt wird. Darüber hinaus treten Fälle auf, die nicht dargestellt sind, in denen ein vorhandenes Objekt nicht detektiert wird, da aufgrund von Rauscheffekten die definierten Bedingungen 4.1 und 4.2 fälschlicherweise nicht erfüllt werden.

Für die unerwartete Häufigkeit der Detektionsfehler gibt es zwei Gründe:

1. In obiger Simulation wurde für das Objekt ein mittlerer Remissionskoeffizient von 40% angenommen. Die Summenschwelle δ_Σ wurde jedoch an das worst-case Objekt mit einer deutlich niedrigeren Remission von 3% angepasst. Dadurch ist es nicht unwahrscheinlich, dass z.B. bei einer Sollentfernung zwischen 5 m und 10 m das Summensignal die definierte Detektionsschwelle δ_Σ aus dem ersten Intervall ebenfalls überschreitet.
2. Ein Objekt im ersten Intervall erzeugt bei der Auswertung der drei Intervalle die vier Stromsignale wie sie in Abbildung 4.5 dargestellt sind.

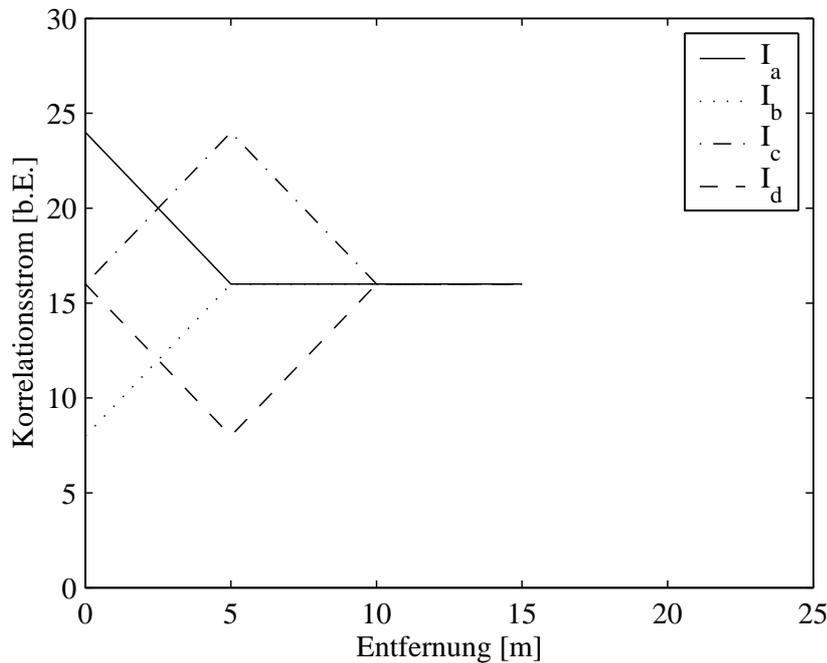


Abbildung 4.5: Korrelationsströme für ein Objekt im ersten Intervall

Gerade in den Bereichen, in denen die Stromdifferenzen sehr klein bzw. im Idealfall ohne Störeinflüsse gleich Null sind, ist es möglich, dass die Vorzeichen der Stromdifferenzen aufgrund von Rauscheffekten verfälscht werden. Dies bedeutet, dass die definierten Relationen $I_a > I_b$ und $I_c > I_d$ irrtümlicherweise in einem Intervall erfüllt sein können, in welchem sich kein Reflexionsobjekt befindet.

Um die Wahrscheinlichkeit zu reduzieren, dass ein Objekt aufgrund von Rauscheffekten in einem Intervall angezeigt wird, obwohl es eigentlich nicht vorhanden ist, kann eine zusätzliche Entscheidungsschwelle δ_Δ eingeführt werden.

$$I_a - I_b > \delta_\Delta \quad (4.3)$$

$$I_c - I_d > \delta_\Delta \quad (4.4)$$

Da die Größen der Stromdifferenzen jedoch stark von der Entfernung und vom Remissionskoeffizienten abhängig sind, ist es nicht sinnvoll der Schwelle δ_Δ einen Absolutwert zuzuweisen. Stattdessen kann als Referenzsignalpegel für die Differenzströme das berechnete Summensignal herangezogen werden.

Werden die zuvor verwendeten Bedingungen um die Einschränkungen aus Formel 4.3 und 4.4 mit $\delta_\Delta = 0.1 D_\Sigma$ erweitert, so ergibt sich die folgende gegenüber Abbildung 4.4 geänderte Graphik:

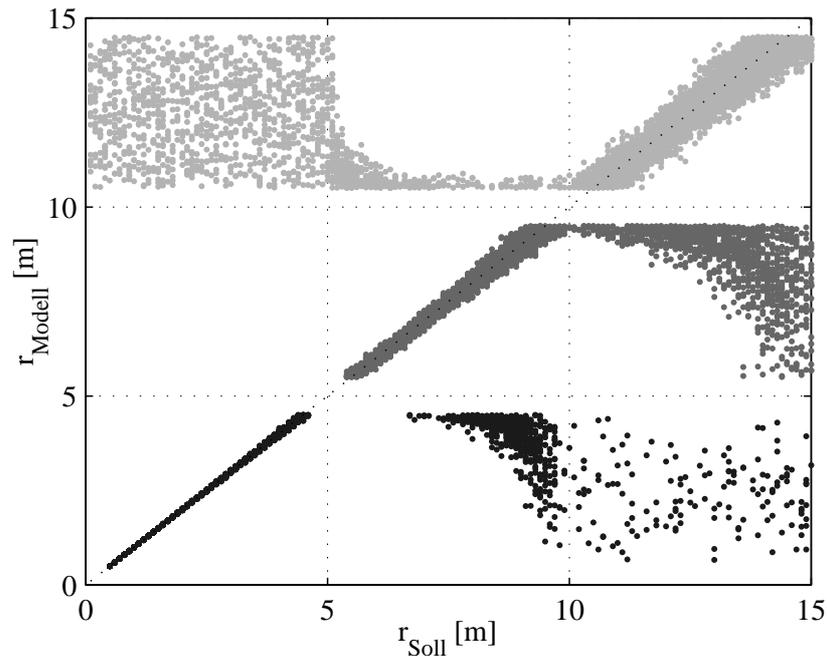


Abbildung 4.6: Detektionsfehler bei Unterteilung in drei Messintervalle mit zusätzlicher Differenzschwelle

Die Einführung der Differenzschwelle δ_Δ reduziert deutlich die Zahl der falsch detektierten Objekte. Nachteilig wirkt sich jedoch aus, dass ebenfalls die korrekt erkannten Objekte an den Intervallgrenzen durch die zusätzliche Entscheidungsschwelle betroffen sind. Jedes tatsächlich vorhandene Objekt, das sich innerhalb eines bestimmten Abstands um die Intervallgrenzen befindet, kann nicht mehr detektiert werden. Die Breite dieser blinden Bereiche ist direkt proportional zur definierten Entscheidungsschwelle δ_Δ .

Demgegenüber bleibt die Zahl der falsch detektierten Objekte außerhalb der blinden Bereiche unbeeinflusst. In dieser Hinsicht kann die Erkennungssicherheit lediglich dadurch verbessert werden, dass die zuvor bereits berücksichtigte Summenschwelle δ_Σ entsprechend angehoben wird.

Orientiert sich die Summschwelle an einem worst-case Objekt mit höherem Remissionsfaktor von 30 % gegenüber 3 %, dann reduziert sich die Zahl der irrtümlich erkannten Objekte erheblich. Die dennoch verbleibenden Detektionsfehler, trotz Erhöhung der minimalen Remission auf 30 %, sind in der folgenden Abbildung für das simulierte Objekt mit Remissionskoeffizient $\rho = 40\%$ dargestellt:

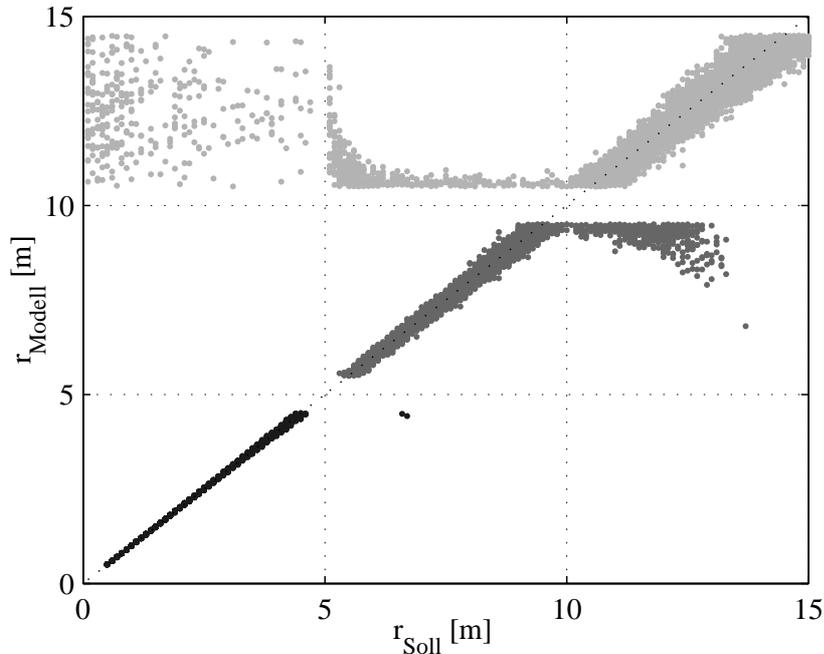


Abbildung 4.7: Verbleibende Detektionsfehler nach Erhöhung der minimalen Remission

Der Nachteil dieser Änderung ist jedoch offensichtlich. Alle Objekte mit niedrigerer Remission, welche sich in den entfernteren Bereichen eines Messintervalls befinden, können nicht mehr erkannt werden.

Verwendung eines einzigen Messintervalls

Aufgrund der zuvor beschriebenen Detektionsfehler ist es ratsam für die PMD-Entfernungsmessung im Kfz-Außenraum auf eine Aufteilung in mehrere Messintervalle zu verzichten und den dadurch verursachten Verlust der Mehrzielfähigkeit in Kauf zu nehmen.

Anstelle der Aufteilung in drei Messintervalle, wird der Messbereich von 15 m im Folgenden mit einem Bit der Breite $T_B = 100\text{ ns}$ abgedeckt. Dies entspricht einer Modulationsfrequenz $f = 10\text{ MHz}$. Die resultierende Entfernungunsicherheit der simulativ ermittelten Distanzwerte als Funktion der Sollentfernung ist nachfolgend veranschaulicht.

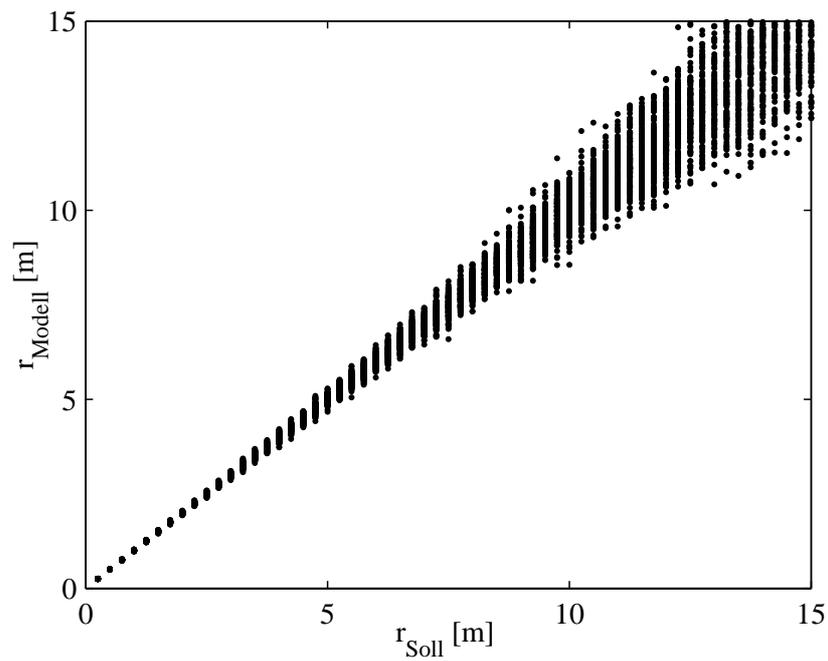


Abbildung 4.8: Messbereich umfasst ein Messintervall

Aufgrund der Tatsache, dass nur ein Messintervall Verwendung findet, sind anhand der obigen Darstellung keine Detektionsfehler zu erkennen. Dennoch treten vor allem an der entfernten Grenze des Messintervalls Detektionsfehler auf. Deren relative Häufigkeit ist in der folgenden Abbildung aufgetragen.

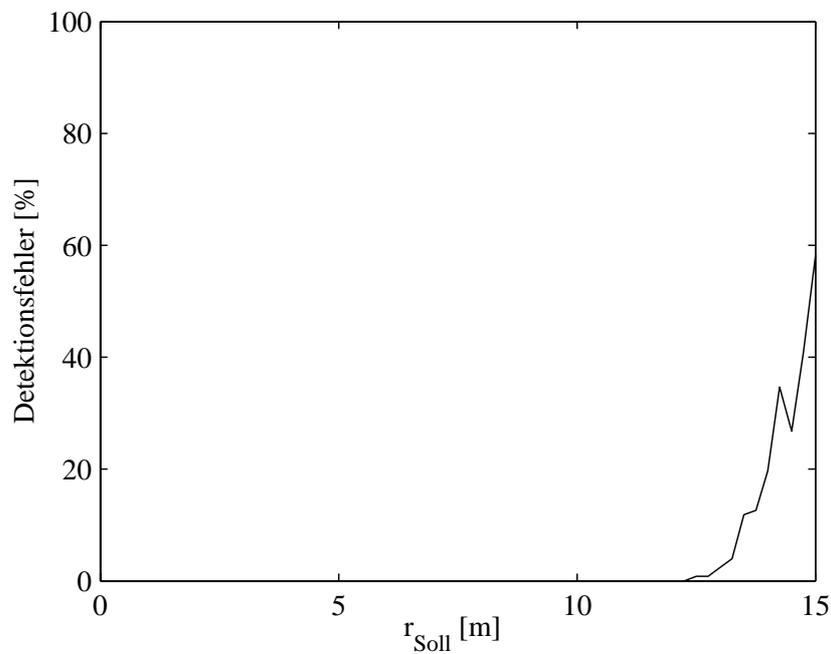


Abbildung 4.9: Detektionsfehler an der Intervallgrenze

Anhand der vorherigen Darstellung ist ersichtlich, dass eine Verringerung der Detektionsfehler erreicht werden kann, indem eine etwas niedrigere Modulationsfrequenz verwendet wird, so dass das Messintervall um rund 20% über den eigentlich zu vermessenden Bereich hinaus geht.

Für den Fall, dass eine Anwendung realisiert werden soll, in der zu keinem Zeitpunkt eine Mindestentfernung unterschritten wird, kann die in Gleichung 4.3 eingeführte Entscheidungsschwelle δ_Δ verwendet werden. Diese wird so dimensioniert, dass der entstehende blinde Bereich gerade der Mindestentfernung entspricht. Auf diese Weise wird die Wahrscheinlichkeit, dass einem Objekt außerhalb des Messintervalls eine falsche Entfernung innerhalb des Messintervalls zugeordnet wird, wesentlich reduziert.

Eine Verbesserung der Entfernungsgenauigkeit ohne die bei der Aufteilung in mehrere Intervalle verursachten Detektionsfehler ist mit einer Variante des zuvor beschriebenen Verfahrens möglich. Dabei wird ein Messvorgang in zwei separate, aufeinander folgende Messungen unterteilt.

Für die erste Messung wird der komplette Messbereich, wie in Abbildung 4.8 gezeigt wurde, mit einem Messintervall abgedeckt. Für die zweite Messung wird die Modulationsfrequenz insgesamt erhöht und der dadurch verkleinerte Messbereich an die zuvor berechnete Entfernung für jedes Pixel individuell angepasst.

Die Verzögerungszeit T_D wird dabei ebenfalls pixelindividuell so eingestellt, dass der Messbereich symmetrisch um den zuvor berechneten Entfernungswert angeordnet ist. Damit wird die Wahrscheinlichkeit, dass das Objekt auch wirklich innerhalb des zweiten Messbereichs liegt, optimiert. Auf diese Weise kann die zu beobachtende Szene nach wie vor mit einem einzigen Sendemodul ausgeleuchtet und für das gesamte Empfangsarray ein einheitliches Timing- und Modulationskonzept beibehalten werden.

Der Wert der neuen Modulationsfrequenz muss bei der Spezifizierung der Anwendung anhand der zu erwartenden Größe der Entfernungsunsicherheit aufgrund der Rausch- und Störeffekte festgelegt werden. Für die Einhaltung der vorgegebenen Bildzeit T_{Bild} muss die Integrationszeit für jede Einzelmessung halbiert werden.

Der Nachteil dieser Variante liegt in der notwendigen Realisierung der beiden unterschiedlichen Modulationsfrequenzen und in dem erhöhten schaltungstechnischen Aufwand für die pixelindividuelle Einstellung der Verzögerungszeit T_D .

Für den Fall, dass nach der ersten Simulationsmessung wie sie in Abbildung 4.8 dargestellt ist, ein Messbereich von 4 m für die zweite Messung eingestellt wird, ergibt sich für die kombinierte Entfernungsmessung die nachfolgend gezeigte Graphik. Dabei wurde der Messbereich auf die für die Precrash-Funktionalität ausreichende Distanz von 12 m eingeschränkt, um die Detektionsfehler in der Nähe der Intervallgrenzen vernachlässigen zu können.

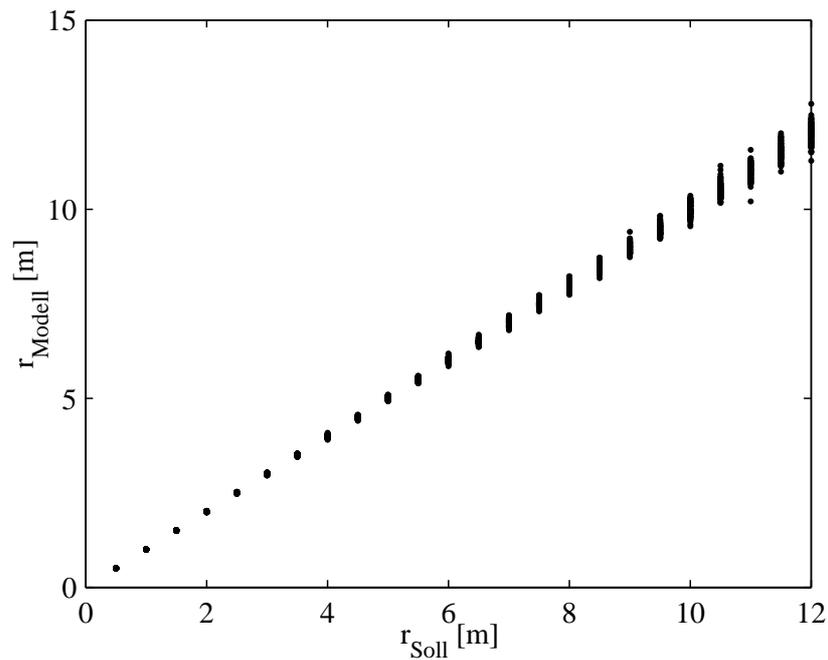


Abbildung 4.10: Zweite Messung mit höherer Modulationsfrequenz

Um den Gewinn in der Entfernungsgenauigkeit zu verdeutlichen, wird die Standardabweichung der kombinierten Messung mit zwei Modulationsfrequenzen mit der Standardabweichung einer einzigen Messung verglichen:

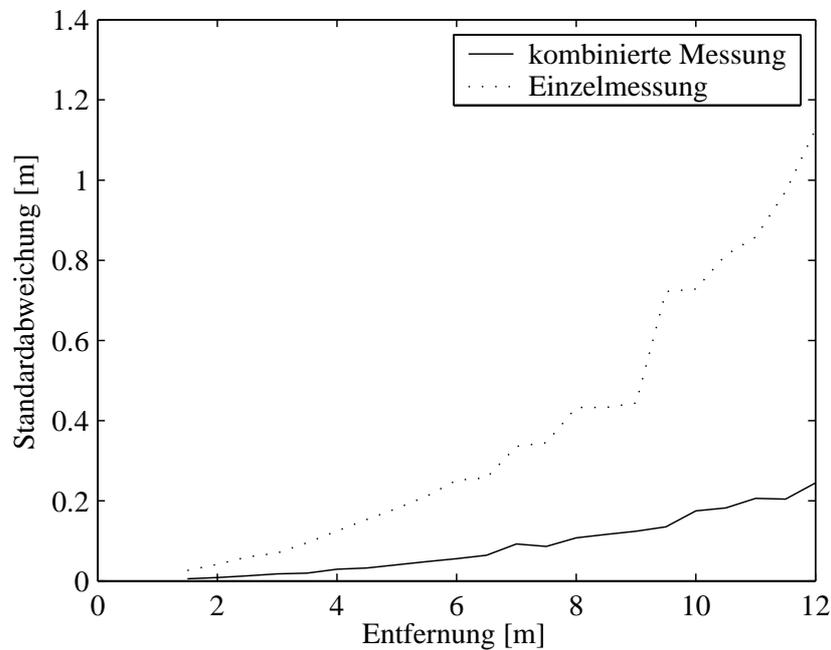


Abbildung 4.11: Vergleich der Standardabweichungen der beiden Messverfahren

Es ist zu erkennen, dass mit dem beschriebenen kombinierten Verfahren eine deutliche Reduzierung der Standardabweichung unter Einhaltung der Bildwiederholrate ohne zusätzliche Erhöhung der Signalenergie erreicht werden kann.

4.2 Dynamische Leuchtweitenregelung

Neben den zuvor beschriebenen Funktionalitäten Precrash-Detektion und Stop&Go ist die dynamische Leuchtweitenregelung eine weitere mögliche Anwendung des PMD-Sensors im Kfz-Außenraum.

Die zunehmend häufiger verwendeten Xenonscheinwerfer erzeugen einen wesentlich höheren Lichtstrom pro beleuchtete Raumwinkeleinheit als herkömmliche Halogenscheinwerfer.

	Lichtstrom [lumen]
Halogenscheinwerfer	1300
Xenonscheinwerfer	3000

Tabelle 4.2: Lichtströme verschiedener Scheinwerfer

Um eine dadurch hervorgerufene Blendung des Gegenverkehrs zu vermeiden, ist die Verwendung einer automatischen Leuchtweitenregelung beim Einsatz von Xenonscheinwerfern gesetzlich vorgeschrieben. Diese soll statische Niveauveränderungen der Fahrzeugkarosserie bei unterschiedlicher Beladungen des Kofferraums bzw. bei variabler Personenzahl durch Anpassen der Scheinwerferneigung ausgleichen. Werden zusätzlich dynamische Niveauänderungen durch starke Beschleunigungsvorgänge oder abrupte Bremsmanöver ausgeregelt, wird dieses fortschrittlichere Verfahren als dynamische Leuchtweitenregelung bezeichnet. Je nach Art der Realisierung ist die dynamische Leuchtweitenregelung darüber hinaus gegebenenfalls in der Lage auf Bodenwellen zu reagieren. Dieser Einsatz stellt jedoch erhebliche Anforderungen an die Zeitauflösung von Sensorik und Aktorik.

Im Folgenden wird zunächst auf die Spezifikation der dynamischen Leuchtweitenregelung eingegangen, bevor die Berechnung der Scheinwerferneigung und die notwendige Messgenauigkeit abgehandelt wird.

4.2.1 Spezifikation der dynamischen Leuchtweitenregelung

Als Regelgröße für die dynamische Einstellung der Scheinwerferneigung eines Fahrzeugs dient der Einfallswinkel α des oberen Bereichs des Abblendlichts gegenüber der Fahrbahn, wie er in Abbildung 4.12 für verschiedene Fahrsituationen eingezeichnet ist.

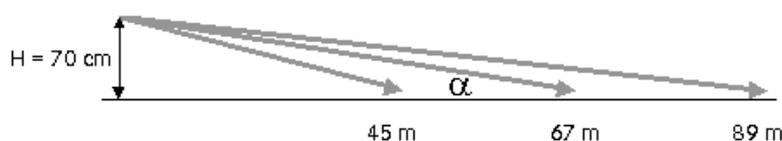


Abbildung 4.12: Einfallswinkel α bei verschiedenen Fahrsituationen

Für eine Höhe $H = 70 \text{ cm}$ sind in der vorherigen Abbildung neben dem optimalen Einfallswinkel die beiden Extremfälle für starkes Beschleunigen bzw. Abbremsen zu sehen. Die mit eingezeichneten Grenzwerte für die Leuchtweite berechnen sich aus den für den Einfallswinkel spezifizierten Toleranzwerten aus Tabelle 4.3:

	Einfallswinkel	Leuchtweite
Beschleunigung	$\alpha_{min} = 0.45^\circ$	$d_{max} = 89m$
Optimalfall	$\alpha_{opt} = 0.6^\circ$	$d_{opt} = 67m$
Bremsvorgang	$\alpha_{max} = 0.9^\circ$	$d_{min} = 45m$

Tabelle 4.3: Spezifikation des Toleranzintervalls

Die dynamische Leuchtweitenregelung sollte daher so konfiguriert werden, dass die Leuchtweite der Xenonscheinwerfer während des Betriebs immer im Intervall $[45m, 89m]$ liegt.

4.2.2 Bestimmung der Leuchtweite

Die Beobachtung der Nickbewegung eines Fahrzeugs kann mit einem zweistrahligen PMD-Sensor nach Abbildung 4.13 durchgeführt werden.



Abbildung 4.13: Messprinzip zur Leuchtweitenbestimmung

Das Gehäuse des PMD-Sensors wird an der Scheinwerferaufhängung fixiert, so dass über die Sensoroptik die Lage der Messstrahlen (β und γ) in Bezug zur Scheinwerferichtung fest vorgegeben ist. Über die gemessenen Entfernungen l_1 und l_2 eines jeden Pixels zur Fahrbahnoberfläche kann der aktuelle Einfallswinkel über die folgende Beziehung ermittelt werden:

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\sin \beta}{\frac{l_2}{l_1} - \cos \beta}\right) - \gamma \quad (4.5)$$

Treten Abweichungen gegenüber der Sollgröße α_{opt} auf, wird die Scheinwerferneigung entsprechend adaptiert.

4.2.3 Notwendige Messgenauigkeit

Zur Bestimmung der optimalen Sensorkonfiguration ist es erforderlich zu ermitteln, inwiefern die notwendige Messgenauigkeit von den Neigungswinkeln β und γ der beiden Sensorstrahlen gegenüber dem Scheinwerferlicht abhängig ist. Eine Änderung des Einfallswinkels α wirkt sich über den folgenden funktionellen Zusammenhang auf die Änderung des Längenverhältnisses $\frac{l_2}{l_1}$ aus:

$$\frac{\partial \left(\frac{l_2}{l_1} \right)}{\partial \alpha} \propto \frac{\sin \beta}{\sin^2 (\gamma + \alpha)} \quad (4.6)$$

Anhand dieser Beziehung wird ersichtlich, dass eine Bestimmung von α über $\frac{l_2}{l_1}$ umso effektiver wird, je näher β gegen $\frac{\pi}{2}$ strebt und je kleiner der Winkel γ wird.

Um die Genauigkeit der Messung weiter zu optimieren, kann alternativ zu einem zweistrahligen PMD-Sensor eine PMD-Zeile verwendet werden. Das auf diese Weise verbesserte Verfahren ist in der folgenden Darstellung zu sehen:

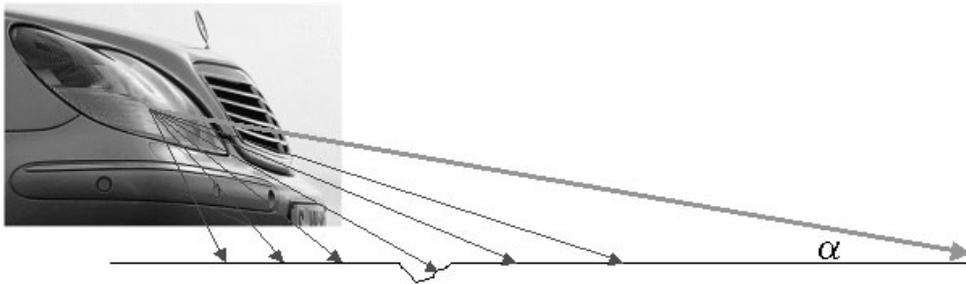


Abbildung 4.14: Sensorkonfiguration mit einer PMD-Zeile

Beim Einsatz einer PMD-Zeile kann eine Ausgleichsgerade durch mehrere Messpunkte gelegt und somit die Bestimmung des aktuellen Einfallswinkels deutlich verbessert werden. Darüber hinaus können überhöhte Entfernungswerte aufgrund einzelner Schlaglöcher als Ausreißer erkannt und kompensiert werden. Gleichzeitig wird das Verfahren weniger anfällig gegenüber welligen Fahrbahnebenheiten.

4.3 Geschwindigkeitsmessung über den Doppler-Effekt

Zur konventionellen Ermittlung der Geschwindigkeit eines radangetriebenen Fahrzeugs (siehe [Marg98]) wird die Drehzahl eines mitlaufenden Rades erfasst und daraus anschließend die eigentliche Messgröße abgeleitet. Bei modernen Fahrzeugen, bei denen der Antrieb bzw. die Bremsung über alle vier Räder erfolgt, ist die Voraussetzung eines frei mitlaufenden Rades nicht mehr erfüllt, da Schlupf- bzw. Blockiereffekte auftreten können. Für zukünftige Anwendungen im Automobil ist es jedoch erforderlich, die eigene Geschwindigkeit über Grund sehr genau zu kennen. Für die nächste Generation des ESP-Systems (ESP3) ist z.B. eine auf 1% genaue Geschwindigkeitsmessung notwendig. Des Weiteren ist es für Fahrerassistenzsysteme wie etwa die Einparkhilfe erforderlich die eigene Geschwindigkeit über Grund im niedrigen Geschwindigkeitsbereich, in welchem die konventionellen Messmethoden sehr unzulänglich arbeiten, zu kennen.

Aus diesem Grund wird im Folgenden einerseits darauf eingegangen, wie eine radunabhängige und berührungslose Geschwindigkeitsmessung auf der Basis des Doppler-Effektes im Mikrowellenbereich arbeitet (siehe [Marg98]) und andererseits gezeigt, inwieweit dieses Verfahren mit Hilfe eines PMD-Sensors in den Infrarotbereich übertragen werden kann.

4.3.1 Doppler-Radar im Mikrowellenbereich

Das Phänomen des Doppler-Effekts (siehe [Skol80]) ist seit langem in der Akustik und in der Optik bekannt. Bewegen sich Sender und Empfänger während der Übertragung eines akustischen oder optischen Signals relativ zueinander, erfolgt eine Frequenzverschiebung zwischen Sende- und Empfangssignal. Das gleiche Phänomen wird ebenfalls in der heutigen Radartechnik genutzt. Wird von einer Sendequelle eine elektromagnetische Strahlung ausgeschiedt, dann ist die von einem Objekt reflektierte Welle frequenzverschoben, wenn sich während der Reflexion der Relativabstand zwischen Sender und Reflexionsobjekt verändert. Für die Größe dieser Doppler-Verschiebung f_D gilt

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi}{dt} = \frac{2}{\lambda} \frac{d\vec{R}(t)}{dt}. \quad (4.7)$$

- Φ : Phase der elektromagnetischen Schwingung
- λ : Wellenlänge der elektromagnetischen Schwingung
- \vec{R} : Abstand zwischen Sender und Empfänger

Für eine gleichförmige, nicht beschleunigte Bewegung des Senders und des reflektierenden Objektes kann in Gleichung 4.7 die konstante Relativgeschwindigkeit v_r eingesetzt werden.

$$f_D = 2 \cdot \frac{v_r}{\lambda} \quad (4.8)$$

Zur Ermittlung der absoluten Fahrzeuggeschwindigkeit v_F ist es notwendig aus der gemessenen Dopplerverschiebung auf die Fahrzeuggeschwindigkeit zu schließen. Für den Fall, dass die Fahrzeugbewegung und die Bewegung des reflektierenden Objektes nicht colinear sind, z.B. bei Reflexion des ausgesendeten Signals vom Fahrbahnrand, ergibt sich die Dopplerfrequenz über die Beziehung

$$f_D = 2 \cdot \frac{v_F}{\lambda} \cdot \cos \phi \cos \theta. \quad (4.9)$$

θ : Elevationswinkel zwischen Senderichtung und Fahrbahn

ϕ : Azimutwinkel zwischen Fahrt- und Reflexionsrichtung

Die vom Sendemodul erzeugten Radarwellen dringen in die Oberfläche des Straßenbelags ein und werden an Inhomogenitäten bzw. Dichteschwankungen reflektiert. Der Reflexionsmechanismus ist demnach eine Volumenstreuung, die sich aus vielen Beiträgen zusammensetzt.

Da die langwellige Mikrowellenstrahlung eine beträchtliche Strahldivergenz aufweist, befinden sich stets mehrere Rückstreupunkte innerhalb des Radarfootprints. Daher überlagern sich die einzelnen Signalkomponenten mit den unterschiedlichen Winkeln ϕ und θ zu einem Doppler-Signal mit einem stochastischen Verlauf, dessen Leistungsdichtespektrum ein ausgeprägtes Maximum aufweist. Diese Maximum-Dopplerfrequenz ist zur Fahrzeuggeschwindigkeit direkt proportional.

Anhand Gleichung 4.9 ist ersichtlich, dass die Dopplerverschiebung vom Winkel θ zwischen Beleuchtungsrichtung und Fahrbahnoberfläche abhängig ist. Um den störenden Einfluss von Nick- und Hubbewegungen kompensieren zu können, sollte die Aussendung und der Empfang des Mikrowellensignals sowohl in als auch gegen die Fahrtrichtung (Janus-Konfiguration) erfolgen. Über die anschließende Mittelwertbildung ergibt sich das unverfälschte Ausgangssignal.

Die Prinzipschaltung jedes der beiden Radar-Module (z.B. bei $f = 77 \text{ GHz}$) ist in der folgenden Abbildung schematisch dargestellt.

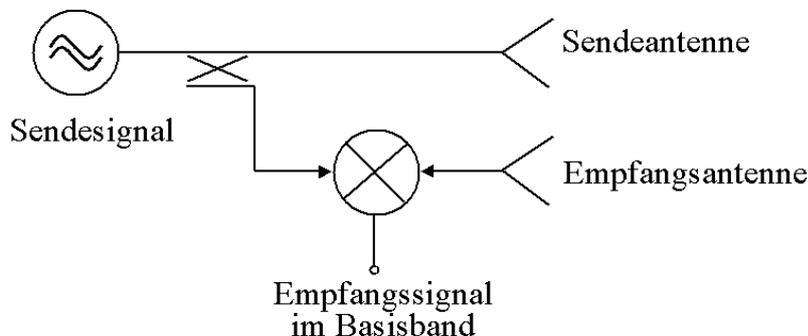


Abbildung 4.15: Prinzipschaltbild eines Doppler-Radars

Mit der Empfangsantenne wird das dopplerverschobene Mikrowellensignal detektiert und elektrisch mit dem Sendesignal multipliziert. Das Ergebnis stellt die sogenannte Dopplerschwebung dar. Aus dem niederfrequenten Anteil im Basisband kann die Differenzfrequenz zwischen Sende- und Empfangssignal und daraus über Gleichung 4.9 die Geschwindigkeit ermittelt werden. Mit heutigen Systemen kann aus einem Analysefenster von 5 – 10 ms eine Geschwindigkeitsauflösung von 1 km/h erreicht werden.

4.3.2 Doppler-Radar im Infrarotbereich

Wird von einem sich bewegenden Fahrzeug die Oberfläche der Fahrbahn mit einem amplitudenmodulierten Infrarotsignal beleuchtet, so ist zu jedem Zeitpunkt die Relativgeschwindigkeit v_r zwischen dem Sender und dem Reflexionspunkt vorhanden. Im folgenden wird darauf eingegangen unter welchen experimentellen Randbedingungen der resultierende Doppler-Effekt für eine Geschwindigkeitsmessung mit Hilfe eines PMD-Sensors ausgenutzt werden kann.

Grundsätzlich darf die Fahrbahn analog zum Doppler-Radar im Mikrowellenbereich nicht ideal glatt sein, sondern muss eine genügend große Rauigkeit aufweisen, damit ein nennenswertes Reflexionssignal empfangen wird.

Aufgrund der Relativgeschwindigkeit zwischen dem sich bewegenden Fahrzeug und der ruhenden Fahrbahn sind die reflektierten Infrarotphotonen über den Doppler-Effekt blauverschoben. Diese von den einzelnen Flächenelementen des Footprints auf der Fahrbahn reflektierten Photonen setzen sich zu amplitudenmodulierten Wellenzügen zusammen, welche ebenfalls dopplerverschoben sind. Allerdings führt der stochastische Verlauf der Oberfläche der Fahrbahn und die räumliche Ausdehnung des Footprints dazu, dass sich die Wellenzüge nicht phasensynchron überlagern. Da jedoch alle reflektierten Anteile die gleiche dopplerverschobene Frequenz aufweisen, ist in der stochastischen Überlagerung insgesamt nach wie vor die Dopplerfrequenzverschiebung vorhanden.

Wird dieses von der Fahrbahnoberfläche reflektierte Signal mit einem gegenüber der Fahrbahn ruhenden Empfänger detektiert, so tritt eine Dopplerverschiebung der Amplitudenmodulation gemäß der Formel $f_D = \frac{v_r}{\lambda_{AM}}$ auf. Befindet sich der Empfänger hingegen zusammen mit dem Infrarotsender auf dem bewegten Fahrzeug, so nimmt die Frequenzverschiebung den doppelten Wert an, da sich der Empfänger nochmals mit der gleichen Relativgeschwindigkeit v_r dem reflektierten Signal entgegen bewegt.

Um den Einfluss von Nickbewegungen des Fahrzeugs zu minimieren empfiehlt es sich die bereits im vorhergehenden Abschnitt beschriebene Jahnus-Konfiguration zu verwenden, bei der die Infrarotstrahlung sowohl in als auch gegen die Fahrtrichtung ausgesendet wird.

Aus der dopplerverschobenen Frequenz der Amplitudenmodulation, kann die zugrunde liegende Relativgeschwindigkeit zwischen Fahrzeug und Fahrbahn mit Hilfe des in Abschnitt 2.1.4 beschriebenen heterodynen Verfahrens zur Bestimmung einer Differenzfrequenz ermittelt werden.

Für eine erfolgreiche Auswertung kommt es entscheidend darauf an, dass die experimentellen Randbedingungen geeignet gewählt werden.

Zunächst muss die Modulationsfrequenz zwei Bedingungen erfüllen:

1. Die Modulationsfrequenz muss hoch genug sein, damit in der für die Geschwindigkeitsmessung vorgeschriebenen update-Zeit T_v die Korrelationsfunktion mindestens einmal durchlaufen wird. Die Dopplerverschiebung f_D muss daher größer sein als $\frac{1}{T_v}$. Daraus ergibt sich die Bedingung für die minimale Modulationsfrequenz f_{min} zu

$$f_{min} \geq \frac{c}{2 v_{min} T_v}. \quad (4.10)$$

2. Demgegenüber ergibt sich eine obere Grenze für die Modulationsfrequenz, da das aus dem Doppler-Effekt resultierende Durchlaufen der Korrelationsfunktion schnell genug abgetastet werden muss, um die Frequenzverschiebung ermitteln zu können. Nach dem Nyquist-Abtasttheorem muss die Doppler-Frequenz f_D kleiner bleiben als die halbe Abtastfrequenz f_{Nyq} . Diese wird über die minimale Integrationsdauer $T_{int} = \frac{1}{f_{Nyq}}$ festgelegt, welche sich zwangsläufig aus dem worst-case Signal-Rausch-Verhältnis und der notwendigen Auslesezeit des eingesetzten PMD-Sensors ergibt. Insgesamt folgt daraus für die maximale Abtastfrequenz

$$f_{max} \leq \frac{c}{4 v_{max} T_{int}}. \quad (4.11)$$

Für die exemplarisch gewählten Parameter $v_{min} = 5 \text{ km/h}$, $v_{max} = 250 \text{ km/h}$, $T_v = 0.5 \text{ s}$ und $T_{int} = 500 \text{ } \mu\text{s}$ berechnet sich das geeignete Modulationsfrequenzintervall zu $[216 \text{ MHz}, 2.2 \text{ GHz}]$.

Desweiteren muss die räumliche Ausdehnung des Footprints geeignet gewählt werden:

1. Die Länge des Footprints darf nicht in der Größenordnung der halben Wellenlänge liegen. Ist dies der Fall, dann kompensieren sich die unterschiedlichen Laufzeiten gerade gegenseitig und anstelle einer Amplitudenmodulation wird zu jeder Zeit eine konstante Intensität empfangen. Aus diesem Grund sollte die Ausdehnung des Beleuchtungsspots bei einer Modulationsfrequenz $f = 300 \text{ MHz}$ etwa 0.2 m gewählt werden.
2. Es muss gewährleistet sein, dass jedes Flächenelement länger als eine Periodendauer des Modulationssignals beleuchtet wird. Dies ist nicht der Fall, wenn die Länge des Footprints so klein wäre, dass sich das Fahrzeug während einer Periodendauer um mehr als die Footprintlänge fortbewegen würde. Die Konsequenz

dieser Situation kann am anschaulichsten beschrieben werden, wenn anstelle einer kontinuierlichen Amplitudenmodulation eine Folge von Dirac-Impulsen ausgesendet wird, die einen rechteckförmigen Footprint beleuchtet. Mit jedem neuen Dirac-Impuls würde ein neues Flächenstück beleuchtet werden, ohne dass sich die aufeinander folgenden Footprints überlappen würden. Folglich handelt es sich um eine Reihe voneinander unabhängiger Messungen. Ein seitlicher, gegenüber der Fahrbahn ruhender Beobachter, der soweit vom Footprint entfernt sein soll, dass die unterschiedlichen Winkeln aus denen die aufeinander folgenden Dirac-Impulse einfallen, keine Rolle mehr spielen, würde die Dirac-Folge mit der gleichen Frequenz empfangen, wie sie vom bewegten Sender ausgeschickt worden sind. Die Laufzeit ist jeweils konstant, da sich das Fahrzeug um die gleiche Strecke bewegt hat, wie der Footprint. In diesem Fall wäre im empfangenen Signal keine Dopplerverschiebung vorhanden und die Fahrzeuggeschwindigkeit könnte nicht ausgewertet werden.

Die Situation ist jedoch eine andere, wenn die Länge des Footprints groß ist gegenüber der Strecke, um die sich das Fahrzeug während einer Periodendauer bewegt. Bei der Modulationsfrequenz $f = 300 \text{ MHz}$ und der maximalen Fahrzeuggeschwindigkeit $v = 250 \text{ km/h}$ kann die relative Verschiebung des Footprints der Länge $L = 0.2 \text{ m}$ pro Periodendauer gemäß der Gleichung

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{v}{f \cdot L} \quad (4.12)$$

zu $1.2 \cdot 10^{-6}$ berechnet werden. Über den Kehrwert dieser Gleichung ergibt sich die Zahl der Schwingungen, die von jedem Flächenelement während der Beleuchtung durch den Footprint reflektiert werden zu $8.6 \cdot 10^5$.

Aus der Überlagerung dieser dopplerverschobenen Anteile kann die zu ermittelnde Fahrzeuggeschwindigkeit mit einer nach den obigen Randbedingungen parametrisierten PMD-Sensorik bestimmt werden.

5 PMD-Lichtwellenleiterempfangsmodule

In diesem Kapitel werden einerseits die Ergebnisse der Untersuchung dargestellt, inwieweit die PMD-Technologie für die Navigation eingesetzt werden kann. Andererseits wird auf das Potenzial neuartiger PMD-Empfangsmodule im Hinblick auf die Realisierung einer optischen Datenübertragung innerhalb von lichtwellenleiterbasierten Übertragungssystemen eingegangen.

5.1 Navigation

Für die Steuerung und die Stabilisierung von Fahrzeugen und Flugkörpern können verschiedene Varianten von Kreisel verwendet werden. Konventionelle Kreiselprinzipien beruhen auf dem Erhaltungssatz des Drehimpulses. Um ein solches Navigationssystem in einem Verkehrsflugzeug einsetzen zu können, darf die durch äußere Störmomente verursachte Langzeitkreiseldrift nicht größer als $0,01^\circ/h$ (eine Umdrehung in vier Jahren) sein. Eine Kombination mit anderen Navigationssystemen, wie z.B. das GPS-System, für den Einsatz in Lenkraketen, Robotersteuerung oder Fahrzeugnavigation reduziert diese Anforderung auf $100^\circ/h$. Dennoch erfordern die mechanischen Kreisel einen hohen technischen Fertigungsaufwand und sind folglich sehr kostspielig. Außerdem treten die durch die mechanische Bewegung hervorgerufenen Probleme wie Reibung und Abnutzung auf.

Aus diesem Grund gibt es verschiedene Ansätze für die Entwicklung unkonventioneller Kreiselkonzepte, bei denen die Vermeidung jeder mechanischen Bewegung angestrebt wird. Bevor in diesem Kapitel das erfolgreichste alternative Konzept des aktiven Ringlaserkreisels behandelt wird, soll der zugrunde liegende Sagnac-Effekt erläutert und näher auf die Eigenschaften eines passiven Faserkreisels eingegangen werden.

5.1.1 Sagnac-Effekt

Das physikalische Grundprinzip von Faser- und Laserkreisel stellt der Sagnac-Effekt dar, der den Einfluss einer Rotationsbewegung auf die Ausbreitung von elektromagnetischer Strahlung beschreibt. Die nachfolgende Herleitung des relativistischen Sagnac-Effekts für eine kreisförmige Faser basiert auf Informationen von Prof. Dr.-Ing. Gert F. Trommer¹.

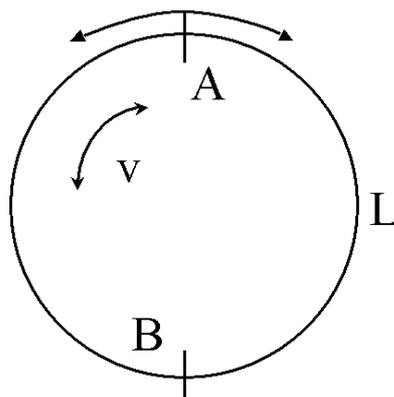


Abbildung 5.1: Experiment von Sagnac

Vom Punkt A aus werden zwei gegenläufige Lichtstrahlen jeweils in eine kreisförmige Glasfaser mit halber Umfanglänge L eingekoppelt. Wenn die Glasfaser in Ruhe ist, werden die beiden Lichtstrahlen gleichzeitig im Punkt B detektiert. Rotiert die Glasfaser mit der Geschwindigkeit v , ergibt sich über den Sagnac-Effekt ein Zeitunterschied ΔT zwischen dem Eintreffen der beiden Signale, der im Folgenden hergeleitet werden soll.

Für den Beobachter im Laborsystem legt das Licht, das sich parallel zu v bewegt eine größere Strecke L_+ zurück

$$L_+ = L + vT_+ \quad (5.1)$$

als das Signal mit entgegengesetztem Drehsinn

$$L_- = L - vT_- \quad (5.2)$$

Für die beiden Geschwindigkeiten $u_+ = \frac{L_+}{T_+}$ und $u_- = \frac{L_-}{T_-}$, mit denen sich die beiden Lichtstrahlen bewegen, ergibt sich über das relativistische Additionstheorem

$$u_{\pm} = \frac{u \pm v}{1 \pm \frac{uv}{c^2}} \quad (5.3)$$

$$u = \frac{c}{n} \quad : \quad \text{Lichtgeschwindigkeit im Medium der Brechzahl } n$$

¹Institut für Theoretische Elektrotechnik und Systemoptimierung, Universität Karlsruhe (TH)

Einsetzen der Beziehung 5.3 in die Gleichungen 5.1 und 5.2 liefert:

$$T_+ = \frac{L}{u_+ - v} = \frac{L \left(1 + \frac{uv}{c^2}\right)}{u \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)} \quad (5.4)$$

$$T_- = \frac{L}{u_- + v} = \frac{L \left(1 - \frac{uv}{c^2}\right)}{u \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)} \quad (5.5)$$

Für den gesamten Laufzeitunterschied ΔT folgt damit

$$\Delta T = T_+ - T_- = \frac{2Lv}{c^2} \cdot \left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)^{-1}. \quad (5.6)$$

An diesem Resultat ist erkennbar, dass der Sagnac-Effekt bei Verwendung zweier entgegengesetzt umlaufender Lichtsignale völlig unabhängig vom Brechungsindex n des zugrunde liegenden Mediums ist.

Ungeachtet der Tatsache, dass die durch obige Gleichung beschriebene Laufzeitverschiebung proportional zu $\frac{1}{c^2}$ und damit sehr klein ist, handelt es sich bei dem Sagnac-Effekt um einen experimentellen Beweis für die Richtigkeit der relativistischen Geschwindigkeitsaddition innerhalb der speziellen Relativitätstheorie.

Für nichtrelativistische Rotationsgeschwindigkeiten v geht der relativistische Korrekturfaktor $\left(1 - \frac{v^2}{c^2}\right)^{-1}$ in Gleichung 5.6 gegen 1 und es ergibt sich die bekannte Darstellung der Sagnac-Formel

$$\Delta T = \frac{2Lv}{c^2}. \quad (5.7)$$

Für eine beliebige geschlossene Ausbreitungsgeometrie muss der Laufzeitunterschied der beiden entgegengesetzt umlaufenden Signale nach [Post71] allgemein mit Hilfe des Umlaufintegrals über das Geschwindigkeitsfeld \vec{v} beschrieben werden.

$$\Delta T = \frac{2}{c^2} \oint \vec{v} \cdot d\vec{r} \quad (5.8)$$

Mit dieser allgemeinen Formulierung wird es sofort einsichtig, dass für den Grenzfall eines verschwindenden Flächeninhaltes, wie es z.B. bei nachfolgend gezeigter Messanordnung der Fall wäre, keine Frequenzverschiebung auftritt.

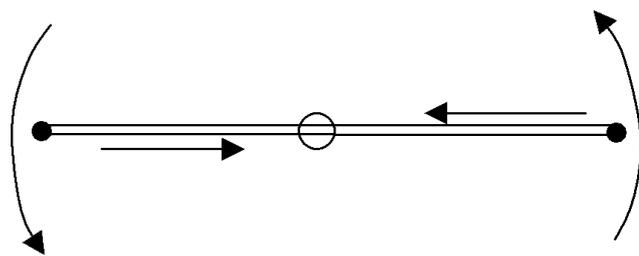


Abbildung 5.2: Glasfaseranordnung mit verschwindendem Flächeninhalt

Verallgemeinert gilt die Aussage, dass ausschließlich dann ein Sagnac-Effekt auftritt, wenn die Rotationsbewegung nicht senkrecht auf dem Lichtausbreitungspfad steht.

Mit Hilfe des Satzes von Stokes lässt sich Gleichung 5.8 wie folgt umformen.

$$\Delta T = \frac{2}{c^2} \oint \vec{v} \cdot d\vec{r} = \iint \text{rot } \vec{v} \, d\vec{A} = \frac{2\omega A}{c^2} \quad (5.9)$$

Aus diesem Resultat können die folgenden allgemeingültigen Aussagen abgeleitet werden:

- Der Sagnac-Effekt ist unabhängig von der Geometrie der eingeschlossenen Oberfläche A .
- Für die Größe des Laufzeitunterschiedes spielt die Position des Rotationszentrums keine Rolle.
- Der Sagnac-Effekt ist keine Funktion des Brechungsindex des verwendeten Mediums.

Der nach Gleichung 5.6 bzw. 5.8 resultierende Laufzeitunterschied ΔT bewirkt in Abhängigkeit der Frequenz f des verwendeten Trägersignals eine Phasenverschiebung $\Delta\varphi$:

$$\Delta\varphi = 2\pi f \Delta T \quad (5.10)$$

Da dem Sagnac-Effekt in der Vergangenheit häufig der Fizeau-Effekt gegenübergestellt und diskutiert wurde, mit welchem dieser Effekte der passive Faserkreislauf, welcher im nächsten Abschnitt vorgestellt wird, beschrieben werden muss (siehe [LeSS79]), ist im Anhang 7.2 eine entsprechende Gegenüberstellung zu finden.

5.1.2 Faserkreisel

Der Faserkreisel stellt eine Möglichkeit dar, um die für die Navigation von Flugkörpern oder Fahrzeugen benötigten Rotationsbewegungen zu messen. Um die Größe des durch den Sagnac-Effekt hervorgerufenen Laufzeitunterschiedes ΔT bzw. die daraus resultierende Phasenverschiebung $\Delta\varphi$ eines Lichtstrahls in einer rotierenden Faserspule zu detektieren, gibt es zwei prinzipiell unterschiedliche Verfahren, die im Folgenden beschrieben werden.

Interferometrischer Faserkreisel

Beim konventionellen interferometrischen Verfahren werden zwei kohärente Laserstrahlen in entgegengesetztem Umlaufsinn in eine Glasfaserrolle eingekoppelt. Die beiden Faserenden werden so angebracht, dass sich die beiden Signale am Ausgang kohärent überlagern. Für verschiedene Rotationsgeschwindigkeiten ergeben sich über den Sagnac-Effekt unterschiedliche Laufzeiten und dadurch unterschiedliche Phasenbeziehungen zwischen den beiden Signalen. Für eine feste Winkelgeschwindigkeit der Faserrolle bleibt die Phasenbeziehung und somit das Ergebnis der kohärenten Überlagerung der beiden Feldstärken konstant. Demgegenüber spiegelt eine Änderung der Interferenzamplitude eine Änderung in der Rotationsgeschwindigkeit wieder.

Bei nichtrelativistischen Winkelgeschwindigkeiten ω ergibt sich für den Laufzeitunterschied nach Gleichung 5.8 unter Berücksichtigung einer kreisförmigen Faserbündelgeometrie der Zusammenhang²:

$$\Delta T = N \cdot \frac{2}{c^2} \oint \vec{v} \cdot d\vec{r} = \frac{2N}{c^2} \cdot \int 2\pi v \cdot dr = \frac{2N\omega A}{c^2} \quad (5.11)$$

N : Zahl der Windungen

A : Querschnitt des Faserbündels

Für eine Faserspule mit $N = 1000$ Windungen und einer Fläche $A = 200 \text{ cm}^2$ berechnet sich der Laufzeitunterschied bei einer Rotationsfrequenz $\omega = 20 \text{ }^\circ/\text{s}$ zu

$$\Delta T = 1,55 \cdot 10^{-16} \text{ s.}$$

Dieser Laufzeitunterschied korrespondiert mit einem Wegunterschied der beiden Lichtstrahlen in der Glasfaser von $\Delta L = 31 \text{ nm}$.

Wird Infrarotlicht der Wellenlänge $\lambda = 820 \text{ nm}$ verwendet, so entspricht dies gemäß Gleichung 5.10 einer Phasenverschiebung von

$$\Delta\varphi = 0,36 \text{ rad} = 20,4 \text{ }^\circ.$$

Die Hauptschwierigkeit bei diesem Verfahren liegt in der notwendigen Kohärenz der umlaufenden Strahlung. Aus diesem Grund sind kostspielige Lasersender mit genügend hoher Kohärenzlänge erforderlich. Außerdem muss gewährleistet sein, dass der

²vgl. [Post67], Seite 481, Formel 30 für eine Windung

Polarisationsvektor konstant bleibt, wodurch der Einsatz kostenintensiver polarisationserhaltender Glasfasern notwendig ist.

Inkohärenter Faserkreisel

Mit dem inkohärenten Faserkreisel kommt ein Verfahren in die Diskussion, welches den Kostenrahmen einer solchen Anwendung in der Fahrzeugnavigations drastisch senken und damit einen kommerziellen Einsatz ermöglichen würde. Im Gegensatz zur kohärenten Variante wären keine interferenzfähigen Signale notwendig. Dadurch könnten als Lichtquelle LEDs verwendet und die kostspieligen polarisationserhaltenden Glasfasern könnten durch Kunststofflichtwellenleiter (PMMA³-Fasern) ersetzt werden.

Diese Vorteile werden dadurch ermöglicht, dass die Bestimmung der Rotationsgeschwindigkeit über die Detektion der Phasenlage eines amplitudenmodulierten Signals erfolgt. Der prinzipielle Messaufbau des inkohärenten Faserkreisels ist in Abbildung 5.3 veranschaulicht.

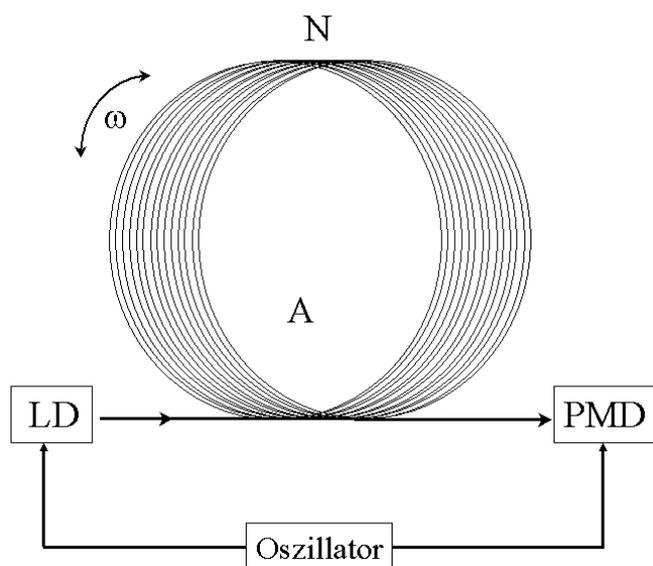


Abbildung 5.3: Experimenteller Aufbau eines inkohärenten Faserkreisels

Das von einer schnellen LED oder kostengünstigen Laserdiode generierte amplitudenmodulierte Lichtsignal wird analog zum Interferenzfaserkreisel in ein Faserbündel der Fläche A und der Windungszahl N eingekoppelt. Nach Durchlaufen der Faserwindung wird die Phasenlage des Lichts mit Hilfe eines PMD-Sensors analog zur Entfernungsmessung nach dem Modulationsinterferometrieverfahren (siehe Abschnitt 1.1) bestimmt. Damit ist es nicht mehr notwendig zwei Signale entgegengesetzten Umlaufsinn zu verwenden.

³Polymethacrylat

Aus der gemessenen Phasenlage φ ergibt sich die jeweilige Winkelgeschwindigkeit über die Gleichung 5.10. Da in diesem Experiment lediglich eine Umlaufrichtung realisiert wird, reduziert sich der Laufzeitunterschied ΔT um den Faktor zwei. Für nicht-relativistische Winkelgeschwindigkeiten folgt somit der Zusammenhang:

$$\omega = \frac{\Delta\varphi \cdot c^2}{2\pi N \cdot A \cdot f_A} \quad (5.12)$$

f_A : Frequenz der Amplitudenmodulation [Hz]

Bevor jedoch die absolute Winkelgeschwindigkeit bestimmt werden kann, ist eine Referenzmessung notwendig, mit welcher der Phasennullpunkt des ruhenden Systems festgelegt wird.

Obwohl dieses Verfahren deutlich kostengünstiger ist, hat es gegenüber dem Interferenzfaserkreisler einen erheblichen Nachteil. Anstelle der Infrarotwellenlänge muss in obiger Gleichung die Wellenlänge der Amplitudenmodulation eingesetzt werden, die für eine Modulationsfrequenz von 1 GHz um den Faktor $2 \cdot 10^5$ größer ist als die Wellenlänge des Infrarotlichtes. Dadurch macht sich eine bestimmte Änderung der Winkelgeschwindigkeit lediglich in einer um denselben Faktor reduzierten Phasenverschiebung bemerkbar.

Anhand dieser Abschätzung der Größenordnung ist ersichtlich, dass der Faserkreisler in Kombination mit einem PMD-Empfänger nur in Situationen sinnvoll eingesetzt werden kann, in denen hohe Winkelgeschwindigkeiten, z.B. bei einer Überrollerkennung, auftreten und voluminöse Faserspulen mit großem Querschnitt und hoher Windungszahl kein Problem darstellen. Darüber hinaus wäre es vorteilhaft, wenn die Modulationsfrequenz durch die Verwendung zukünftiger Empfängerstrukturen deutlich gesteigert werden könnte. Insgesamt bleibt zur Zeit jedoch die Frage unbeantwortet, ob die Genauigkeit dieser zukünftigen Empfängerstrukturen ausreichend ist, um Laufzeitunterschiede im fs -Bereich bzw. Wegdifferenzen im μm -Bereich aufzulösen.

5.1.3 Ringlaserkreisel

Das derzeit erfolgreichste alternative Kreiselsystem stellt der aktive Ringlaserkreisel dar. Der entscheidende Unterschied zum Faserkreisel besteht darin, dass als Kern dieses Sensorkonzeptes (siehe [HSBN99]) anstelle eines Interferometers ein rechteckförmiger Festkörperring verwendet wird, der als Laserresonator dient:

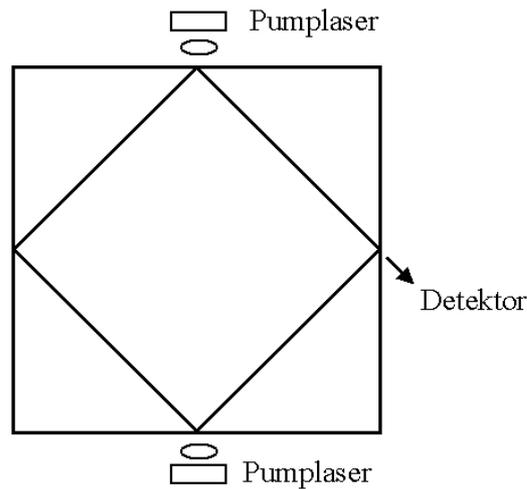


Abbildung 5.4: Experimenteller Aufbau des Ringlaserkreisels

Die sich ausbildende Laserstrahlung wird über Totalreflexion an den Grenzflächen gespiegelt und an zwei Stellen über je einen Pumplaser verstärkt, so dass sich insgesamt für jede Umlaufrichtung ein stabiler Resonatormode ausbilden kann. Zum Anschwingen dieser Laseroszillation müssen zwei Bedingungen erfüllt sein:

1. Die aktive Verstärkung muss ausreichend hoch sein, um einerseits die Absorption der Laserstrahlung im Ringresonator auszugleichen und andererseits die zur Auswertung der Winkelgeschwindigkeit benötigte, ausgekoppelte Lichtleistung kompensieren zu können.
2. Die Resonanzbedingung für die konstruktive Überlagerung der Phase im Resonator muss erfüllt sein.

$$m\lambda_m = n \cdot L, \quad m \in \mathbb{N} \quad (5.13)$$

- L : Umfang des Laserresonators [m]
 λ_m : Vakuumwellenlänge [m] des Resonatormodes mit Knotenzahl m
 n : Brechungsindex des Resonatormediums

Erfährt die in Abbildung 5.4 gezeigte Anordnung eine Rotationsbewegung, macht sich der Sagnac-Effekt in einer Änderung der Resonatorlänge bemerkbar. Da nach wie vor die Resonanzbedingung 5.13 erfüllt bleiben muss, ändert sich die Wellenlänge λ bzw. die Frequenz f der beiden entgegengesetzt umlaufenden Resonatormoden.

Nach [Post71] kann diese sogenannte ‐adiabatische Änderung‐ ausschließlich unter der Bedingung erfolgen, dass sich die Knotenzahl m der Resonatormoden nicht ändert. Somit ergibt sich über die Beziehung 5.13 für die Frequenzänderung $\Delta\tilde{f}$ aufgrund einer Längenänderung ΔL des Resonators:

$$\Delta\tilde{f} = \frac{df}{dL} \cdot \Delta L = \frac{d\left(\frac{m \cdot c}{n \cdot L}\right)}{dL} \cdot \Delta L = -\frac{n \cdot f^2}{m \cdot c} \cdot \Delta L = -\frac{f}{L} \Delta L \quad (5.14)$$

Die Längenänderung des Resonators ΔL berechnet sich nach [BöRo92] über den Sagnac-Effekt zu

$$\Delta L = \frac{2A\omega}{cn}. \quad (5.15)$$

Insgesamt resultiert damit für den relativen Frequenzunterschied Δf der beiden entgegengesetzt umlaufenden Lasermoden:

$$\Delta f = 2 \cdot \frac{f}{L} \Delta L = \frac{4A\omega}{L\lambda n} \quad (5.16)$$

Demnach ist die Frequenzverschiebung proportional zum Flächeninhalt A und indirekt proportional zum Umfang L des Ringlaserkreisels.

Im Gegensatz zum Faserkreisel ist der Laserkreisel in der Lage, ohne vorherige Referenzmessung die absolute Winkelgeschwindigkeit zu ermitteln. Zu diesem Zweck sind analog zum passiven Faserkreisel zwei Verfahren möglich. Beim Interferenzverfahren überlagern sich die beiden entgegengesetzt umlaufenden Signale im Laserresonator, wobei die Differenzfrequenz eine Schwebung bewirkt. Mit einer Photodiode kann das sich kontinuierlich mit der Frequenz Δf ändernde Intensitätssignal detektiert und daraus die Rotationsfrequenz berechnet werden.

Für den Fall, dass ein PMD-Sensor zur Bestimmung der Frequenzverschiebung eingesetzt wird, muss in Analogie zum Faserkreisel lediglich eine Umlaufsrichtung realisiert werden. Wird als Demodulationssignal das ursprünglich zur Erzeugung des in diesem Fall amplitudenmodulierten Lichtsignals verwendet, so macht sich die Frequenzverschiebung in einem kontinuierlichen Durchlaufen der Korrelationsfunktion (siehe Abschnitt 2.1.4) mit exakt der Frequenz Δf bemerkbar. Die Winkelgeschwindigkeit ergibt sich mit Formel 5.16 durch einfaches Abzählen der Perioden der Korrelationsfunktion, welche pro Zeiteinheit durchlaufen werden.

Die verwendete Wellenlänge ist gemäß Gleichung 5.16 ähnlich wie beim Faserkreisel von entscheidender Bedeutung für die Größenordnung der zu messenden Frequenzverschiebung. Während die Frequenzverschiebung beim Interferenzverfahren für eine Wellenlänge $\lambda = 630 \text{ nm}$ und Winkelgeschwindigkeiten von $\omega = 500^\circ/s$, z.B. bei der Überrollbewegung eines Kampfflugzeuges, bei $\Delta f = 400 \text{ kHz}$ liegt, werden bei der PMD-Auswertung für Wellenlängen $\lambda = 30 \text{ cm}$ lediglich Frequenzverschiebungen $\Delta f = 0.8 \text{ Hz}$ erreicht.

5.2 Optische Datenübertragung

Traditionell werden im Automobilbereich zur Übertragung von Steuerbefehlen analog zur Leistungsübertragung herkömmliche Kupferleitungen eingesetzt. Mit fortschreitender Komplexität von Elektrik und Elektronik empfiehlt es sich jedoch für die Kommunikation im Fahrzeug in zunehmendem Maße Komponenten der optischen Datenübertragung einzusetzen.

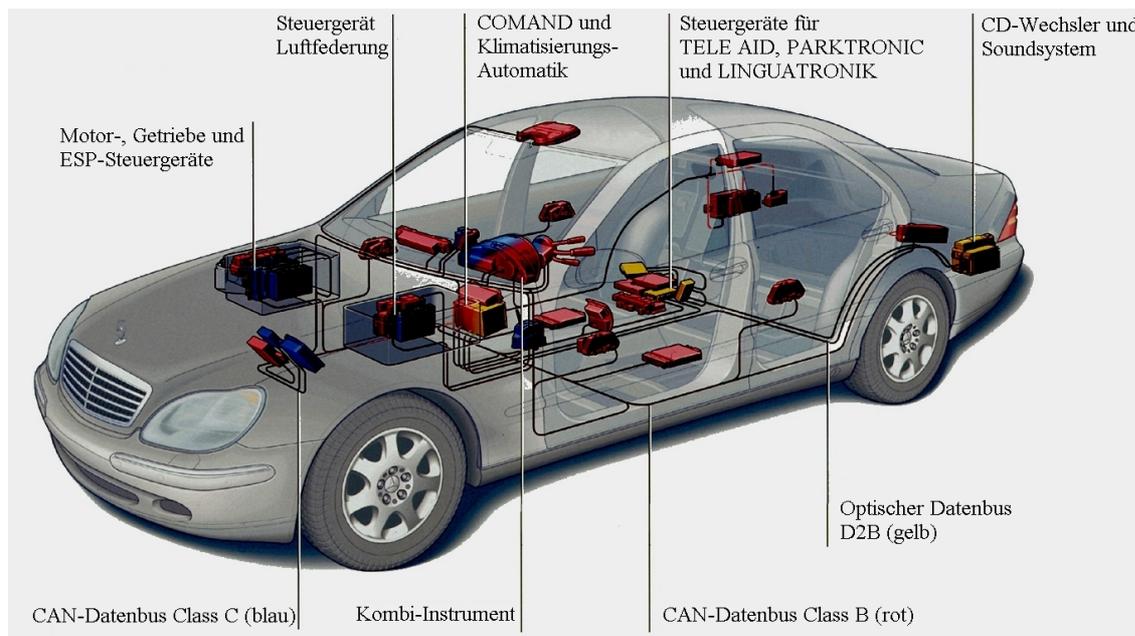


Abbildung 5.5: Bussysteme der S-Klasse

Dieser bei aktuellen Baureihen, wie z.B. die Mercedes S-Klasse in Abbildung 5.5, bereits teilweise vollzogene Wandel liegt darin begründet, dass Lichtwellenleiter gegenüber verdrehten Zweidrahtkupferleitungen (twisted pair) entscheidende Vorteile aufweisen:

- höhere Bandbreite
- reduzierte Abmessungen
- größere Abhörsicherheit
- geringeres Gewicht
- völlige Unempfindlichkeit gegenüber elektromagnetischen Störungen

Beim Einsatz von Feldbussystemen, wie sie im Automobilbereich zukünftig immer breitere Anwendung finden, geben nach [KrHT98] neben der Gewichtsreduktion vor allem der erhöhte Bandbreitebedarf für zukünftige Multimediaanwendungen sowie die EMV-Eigenschaften den Ausschlag für die Verwendung von Lichtwellenleitern. So wird in der aktuellen Mercedes S-Klasse bereits der optische Datenbus D2B⁴ zur Übertragung der Audiodaten und von ausgewählten Steuerbefehlen (TELE AID, PARKTRONIK, LINGUATRONIK) mit 5.6 MBit/s verwendet.

⁴Domestic Digital Bus

Mit der Einführung der Mercedes E-Klasse im Jahr 2002 ist das erste Multimedia-Bussystem auf dem Markt. Dieser sogenannte MOST⁵-Bus erlaubt eine Datenrate von 22.5 MBit/s, wie sie z.B. für die Übertragung von Videodaten im MPEG-1- oder MPEG-2-Format notwendig sind.

Die folgende Übersicht zu exemplarischen Datenraten für aktuell diskutierte, zukünftige Fahrzeugapplikationen zeigt jedoch, dass weiter entwickelte Systeme mit größeren Übertragungskapazitäten erforderlich werden.

Applikation	Datenrate [MBit/s]
Audio-CD	1.4
DVD-Video	20
Videokamera (MPEG)	27
Navigationssystem (EGA)	54

Tabelle 5.1: Bandbreitebedarf zukünftiger Automobilapplikationen ([Bart01])

Sowohl beim D2B- als auch beim MOST-Bussystem handelt es sich um eine Ringtopologie, wie sie in Abbildung 5.6 veranschaulicht ist, mit einfachen Punkt-zu-Punkt-Verbindungen mittels PMMA⁶-Fasern.

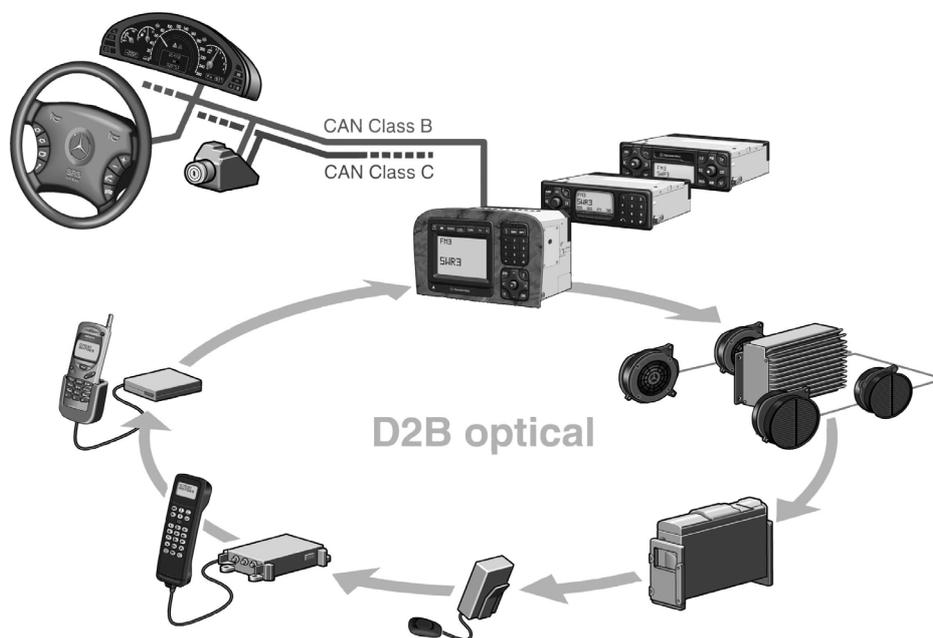


Abbildung 5.6: Ringtopologie des D2B-Bussystems

Die Datenübertragung erfolgt im Zeit-Multiplex (TDMA⁷), wobei jeder Teilnehmer al-

⁵Media Oriented Systems Transport

⁶Polymethacrylat

⁷Time Division Multiple Access

le Daten optoelektrisch wandelt, verarbeitet, regeneriert und an den nächsten Knoten weiter leitet. Auf diese Weise können insgesamt deutlich größere Entfernungen überbrückt werden, als die maximale Distanz einer einzelnen Verbindung.

Damit jeder Knoten die für die Synchronisation notwendige Taktinformation aus dem Signal gewinnen kann, werden die Nutzdaten in der physikalischen Schicht manchestercodiert (siehe Kapitel 5.2.2), wobei Bitfehlerraten $BER < 10^{-9}$ gefordert sind.

Die Nachteile einer solchen Ringstruktur sind darin zu sehen, dass bei Ausfall eines Teilnehmers der ganze Bus zum Erliegen kommt und die Busstruktur nicht flexibel konfigurierbar ist.

Für zukünftige sicherheitskritische Applikationen mit hohen Datenströmen, wie z.B. die x-by-wire-Funktionalitäten, wird jedoch ein ausfallsicheres System benötigt. Darüber hinaus ist es von Vorteil, wenn die Zahl der Teilnehmer flexibel gehandhabt werden kann. Zur Realisierung dieser Forderungen bietet sich eine passive Sternstruktur an. Ein passiver Sternkoppler ist, abgesehen von mechanischer Zerstörung, hochgradig ausfallsicher. Außerdem kann bei einer Sternstruktur die Zahl der Teilnehmer auch nach der Installation ins Fahrzeug flexibel variiert werden, sofern die Maximalzahl, welche durch den verwendeten Sternkoppler begrenzt ist, nicht überschritten wird. Darüber hinaus findet die Signalübertragung zu jedem Knoten parallel und daher gleichzeitig statt, ohne dass Verzögerungen durch den seriellen Transfer von Knoten zu Knoten auftreten.

Anstelle der PMMA-Fasern des MOST-Systems werden zukünftig voraussichtlich PCS⁸-Fasern verwendet. Bei dieser Stufenindex-Multimodefaser handelt es sich um einen Glaskern mit 200 μm -Durchmesser umgeben von einem 15 μm dicken Polymercladding. Die Vorteile gegenüber den PMMA-Fasern liegen in der größeren Bandbreite, der höheren Temperaturbeständigkeit, der geringeren Dämpfung und in der Möglichkeit kleinere Biegeradien zu realisieren.

Im Zuge der Einführung einer neuen Busstruktur werden natürlich auch neue Übertragungsprotokolle und Zugriffsverfahren erforderlich. Im Folgenden wird eine neuartige Möglichkeit eines kostengünstigen Verfahrens zur parallelen Datenübertragung in Glasfasernetzwerken vorgestellt, welches im Rahmen dieser Arbeit untersucht wurde. Als Kern dieses Konzeptes werden Empfangsmodule auf der Basis von PMD-MSM⁹-Bauelementen verwendet, welche in Zusammenarbeit mit der Universität Siegen konzipiert wurden und die Umsetzung verschiedener Multiple-Access-Übertragungsverfahren (z.B. CDMA¹⁰-Verfahren) innerhalb einer Sterntopologie erlauben. Zu diesem Zweck wird die PMD-Technologie nicht wie bisher in dieser Arbeit beschrieben zur Detektion einer Phasenverzögerung oder auch Frequenzverschiebung eingesetzt, sondern das über den Mischeffekt resultierende Korrelationsergebnis als Kriterium für eine Bitentscheidung herangezogen (siehe [BuSS00] und [BSDH01]).

⁸Polymer Cladded Silica

⁹Metal Semiconductor Metal

¹⁰Code Division Multiple Access

Nachfolgend werden zunächst die Vorteile von parallelen Multiple-Access-Zugriffsverfahren für die Kommunikation mehrerer Teilnehmer über eine Datenleitung herausgestellt, bevor der Demonstratoraufbau erläutert wird, mit welchem die vorliegende erste Generation einer MSM-Empfangsplatine für lichtwellenleiterbasierte Bussysteme untersucht werden kann. Die Darstellung der charakteristischen Eigenschaften des verwendeten PMD-MSM-Bauelementes, die Bestimmung der Empfindlichkeit der Empfangsmodule sowie die Beschreibung der untersuchten Multiple-Access-Übertragungsverfahren bilden den Abschluss dieses Kapitels.

5.2.1 Multiple-Access-Verfahren

Multiple-Access-Zugriffsverfahren sind für Anwendungen entwickelt worden, bei denen verschiedene Teilnehmer gleichzeitig denselben Übertragungskanal benutzen wollen. Der bekannteste Vertreter ist das CDMA-Verfahren, welches eine spezielle Form der Spreizspektrum-Kommunikation darstellt, bei welcher jedem Teilnehmer eine unterschiedliche Codesequenz zugeordnet wird. Auf diese Weise ist das CDMA-Verfahren prädestiniert für Anwendungen bei denen die Datensicherheit in Form von Verschlüsselungsprotokollen im Vordergrund steht. Darüber hinaus hat es sich in der drahtlosen Kommunikation, vor allem im Bereich des Mobilfunks bewährt und wird ebenfalls für optische Netzwerke zunehmend interessanter ([Sale89] und [SaBr89]).

Die Vorteile dieses Verfahrens gegenüber dem TDMA- bzw. WDMA¹¹-Verfahren lassen sich nach [Mest95] wie folgt beschreiben. Durch eine günstige Wahl von nichtinterferierenden Codesequenzen kann auf eine aufwendige Koordination des Datentransfers über komplexe Protokolle verzichtet werden. Des Weiteren muss keine Wellenlängenstabilisierung vorgenommen werden. Im asynchronen Betrieb, bei dem jede Codesequenz von jeder verwendeten, gegebenenfalls zyklisch rotierten Sequenz eindeutig unterschieden werden muss, entfällt darüber hinaus die Notwendigkeit, dass alle Teilnehmer synchron arbeiten.

Spielt demgegenüber die Anzahl der nichtinterferierenden Codesequenzen eine wichtige Rolle, wird vorzugsweise ein synchrones Verfahren realisiert. Durch die niedrigeren Anforderungen an die Beschaffenheit der Kreuzkorrelationsfunktion können ebenfalls zyklische Permutationen der Codewörter verwendet und dadurch eine größere Zahl von parallelen Kanälen installiert werden.

Eine Alternative zu den im Rahmen dieser Arbeit untersuchten optisch inkohärenten PMD-Multiple-Access-Verfahren (Code-, Phasen-, Amplituden- und Modulationsfrequenz-Multiplex) wird in [SaWH90] und [TeIb02] beschrieben, bei dem kohärente ultrakurze Lichtpulse mit Hilfe von Gittern und Phasenmodulatoren in PN-Bursts mit niedriger Intensität transformiert werden. Damit lassen sich Datenraten bis in den GBit/s-Bereich realisieren, jedoch werden im Vergleich zum nachfolgend beschriebenen inkohärenten PMD-MSM-Ansatz deutlich kostspieligere Hardwarekomponenten benötigt, die einen Einsatz im Automobilbereich verhindern.

¹¹Wavelength Division Multiple Access

5.2.2 PMD-MSM-Demonstratoraufbau

Angesichts der hohen Datenraten, welche für Multimedia-Anwendungen im Automobilbereich in zukünftigen Fahrzeugbaureihen zur Verfügung stehen müssen, stellt das Erreichen hoher Modulationsfrequenzen eine der Hauptanforderungen an die bei Multiple-Access-Verfahren zu verwendende PMD-Empfängertechnologie dar. Daher wurde zur Realisierung der angestrebten Glasfaserübertragung eine MSM-Schottky-Diode verwendet, welche in [Buxb02] und [BSRG01] ausführlich am Beispiel von Freiraumkommunikationsanwendungen und für die Entfernungsmessung beschrieben wird. Je nach Ausführung können damit Bandbreiten bis in den GHz-Bereich umgesetzt werden. Auf die Struktur und die Funktionsweise dieser Bauelemente wird in einem späteren Teil dieses Abschnittes näher eingegangen.

Für die Untersuchung des PMD-MSM-Bauelementes als zentrale Komponente zur Realisierung einer parallelen glasfaserbasierten Datenübertragung wurde im Rahmen dieser Arbeit der nachfolgend dargestellte experimentelle Aufbau eingesetzt.

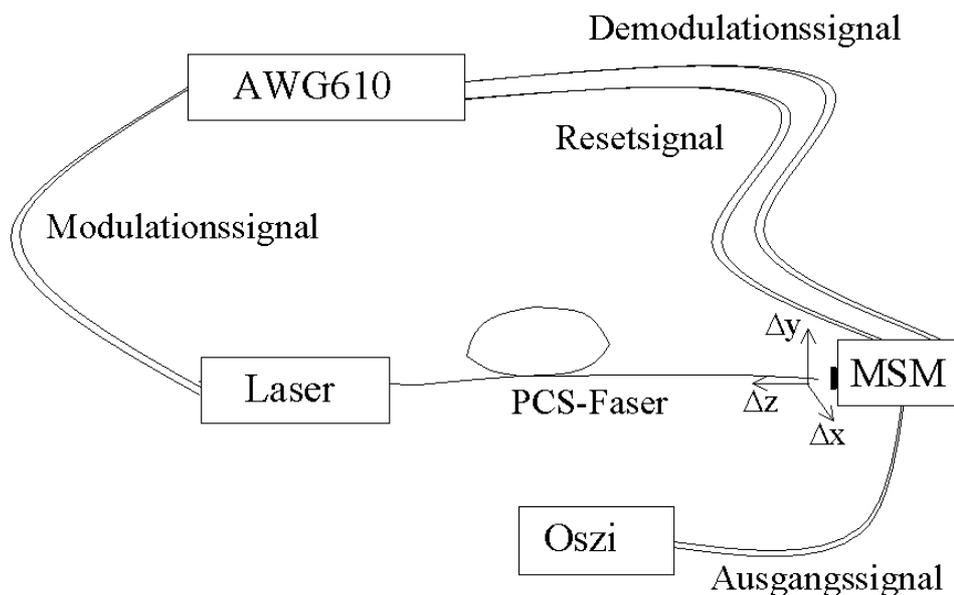


Abbildung 5.7: Aufbau der PMD-MSM-Übertragungsstrecke

Zur Generierung der verschiedenen Ansteuersignale wird ein AWG¹² 610 verwendet. In Abhängigkeit des Modulationssignals wird im Sendemodul die Ausgangsleistung eines Infrarotlasers eingestellt. Das amplitudenmodulierte Infrarotsignal wird in eine PCS-Faser eingekoppelt, deren Ausgang an einer 3D-Verschiebeeinheit befestigt ist. Damit lässt sich die Beleuchtungsstärke am Ort der MSM-Diode definiert variieren.

Über das Demodulationssignal wird ein zeitabhängiges Potenzialgefälle innerhalb der MSM-Diode der PMD-Empfangsplatine, analog zum optoelektronischen Misch-

¹²Arbitrary Waveform Generator (TECTRONICS)

effekt der Photogate-PMD-Strukturen, eingestellt. Das zugeführte Resetsignal dient als Triggerimpuls für den Auslesevorgang und legt die gewünschte Datenrate fest. Das Ausgangssignal der PMD-MSM-Empfangsplatine entspricht dem Ergebnis der Korrelation zwischen Modulations- und Demodulationssignal und kann wahlweise auf einem Oszilloskop veranschaulicht oder einer Bitentscheidungslogik zugeführt werden.

Die Funktionsweise der verschiedenen Komponenten und der Aufbau der MSM-Empfangsplatine wird im Folgenden detailliert erläutert.

Waveform-Generator

Zur Erzeugung von Modulations-, Demodulations- und Resetsignal verfügt das AWG-Modul über drei unabhängige Speicherbereiche, in denen zwei binäre Signalfolgen mit Wertebereich $[0,1]$ (Marker 1 und 2) und eine mehrwertige Signalfolge (CH1) mit kontinuierlichem Wertebereich zwischen -1 und 1 abgelegt werden können. Diese Signale stehen mit einer maximalen Samplingrate von 2.6 GSamples/s am Ausgang zur Verfügung, wobei die jeweiligen Offsets und Amplituden gemäß Tabelle 5.2 unabhängig voneinander eingestellt werden können.

Signal	max. Amplitude	Wertebereich
CH1	2 V	[-2 V, 2 V]
Marker 1/2	2.5 V	[-1.1 V, 3 V]

Tabelle 5.2: Ausgangslevels des AWG 610 (50 Ω -Abschluss)

Da die Markersignale eine höhere Ausgangsamplitude zur Verfügung stellen, wird damit das Demodulationssignal festgelegt. Der mehrwertige Kanal CH1 wird für die Modulation des Lasersenders eingesetzt, wodurch das erzeugte optische Signal gegebenenfalls als Summe mehrerer paralleler Datenkanäle definiert werden kann. Der verbleibende Marker 2 dient zur Repräsentation des Resetimpulses. Ein möglicher Verlauf dieser drei Ausgangssignale ist in der Abbildung 5.8 am Beispiel der sogenannten Manchester-Codierung veranschaulicht.

Die zu übertragende Bitfolge wird dabei innerhalb des CH1-Signals mit einer zweistelligen Codefolge gemäß der Vorschrift

$$0 \rightarrow 01 \quad \text{und} \quad 1 \rightarrow 10. \quad (5.17)$$

abgelegt, wobei die Nutzbitdauer T_{Bit} durch den Abstand zweier Resetpulse des Markers 2 festgelegt ist. Demgegenüber wird das Demodulationssignal als konstante Rechteckfolge definiert. Dies führt dazu, dass das über CH1 erzeugte optische Signal entweder phasengleich (Nutzbit 1) oder gegenphasig (Nutzbit 0) in Bezug zum Demodulationssignal verläuft. Demnach repräsentiert das CH1-Signal in der folgenden Darstellung die Bitfolge 00001111.

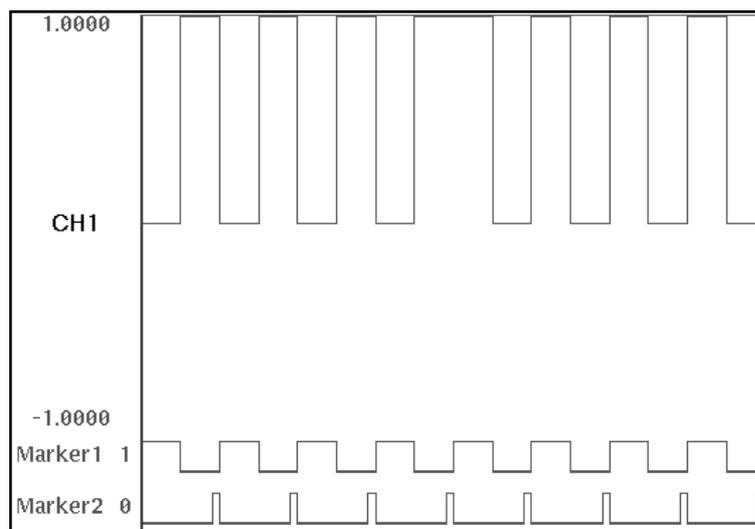


Abbildung 5.8: Definition der Ansteuersignale im AWG

Da die vorliegende Variante des PMD-Empfangsmodul für einen synchronen Betrieb spezifiziert wurde, muss die notwendige Synchronisation extern durchgeführt werden. Sind die Laufzeiten der Ansteuersignale zur MSM-Diode des PMD-Empfangsmoduls unterschiedlich, so muss die Einhaltung der definierten Phasenbeziehungen durch horizontale Verschiebung der gespeicherten Signale im Waveform-Generator sichergestellt werden.

Wird die Phasenlage des Demodulationssignals als Bezugsgröße definiert, sind zwei Dinge zu beachten:

1. Der Resetimpuls muss zum richtigen Zeitpunkt am Ende einer Demodulationsperiode erfolgen (siehe Abbildung 5.15).
2. Das einfallende optische Signal muss die richtige Phasenlage zum Demodulationssignal einnehmen (siehe Abbildung 5.18).

Sendeelement

Als Sendemodul wird eine Laserdiode (VCSEL¹³) mit einer Wellenlänge $\lambda = 850 \text{ nm}$ verwendet. Die emittierte Strahlung wird in eine PCS-Faser eingekoppelt, deren Ausgang an eine Verschiebeeinrichtung fixiert ist. Damit lässt sich die Infrarotstrahlung mit μm -Genauigkeit in x- und y-Richtung auf die sensitive Fläche der MSM-Diode justieren sowie über den Abstand in z-Richtung deren Intensität dosieren.

Der Arbeitspunkt des VCSELS und damit der Modulationsgrad im erzeugten optischen Signal kann über ein sogenanntes Bias-T eingestellt werden. Für einen Injektionsstrom $I_i = 7 \text{ mA}$ und eine Modulationsspannung $U_{pp} = 0.5 \text{ V}$ liegt beispielsweise ein annähernd hundertprozentiger Modulationsgrad vor. Dabei ist die emittierte mittlere Lichtleistung abhängig von der eingestellten Modulationsfrequenz und nimmt für den obigen Arbeitspunkt den folgenden Verlauf an.

¹³Vertical Cavity Surface Emitting Laser

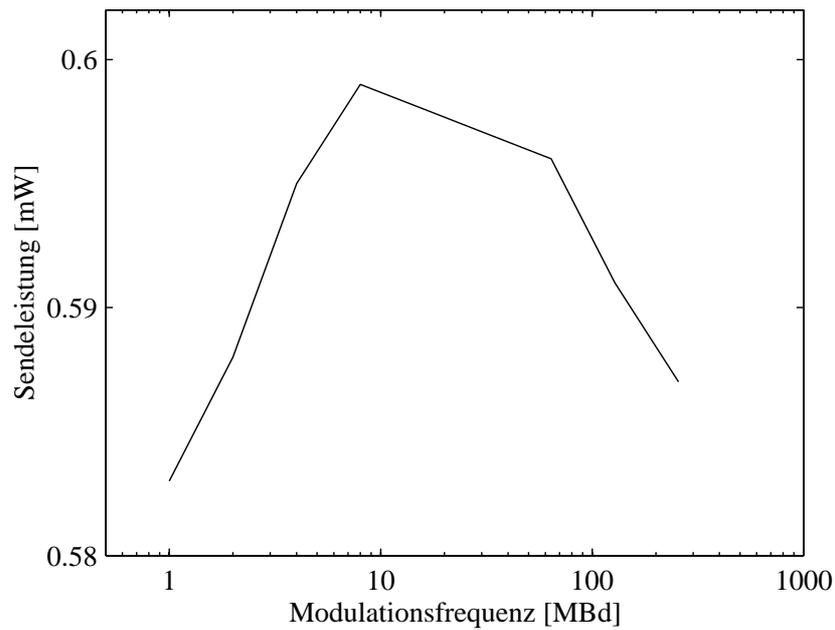


Abbildung 5.9: Sendeleistung des VCSELs als Funktion der Modulationsfrequenz

Die Abnahme der mittleren Sendeleistung ($P_{S,max} = 0.6 \text{ mW}$) zu kleinen und zu großen Frequenzen kann mit der nachfolgenden Grafik erklärt werden.

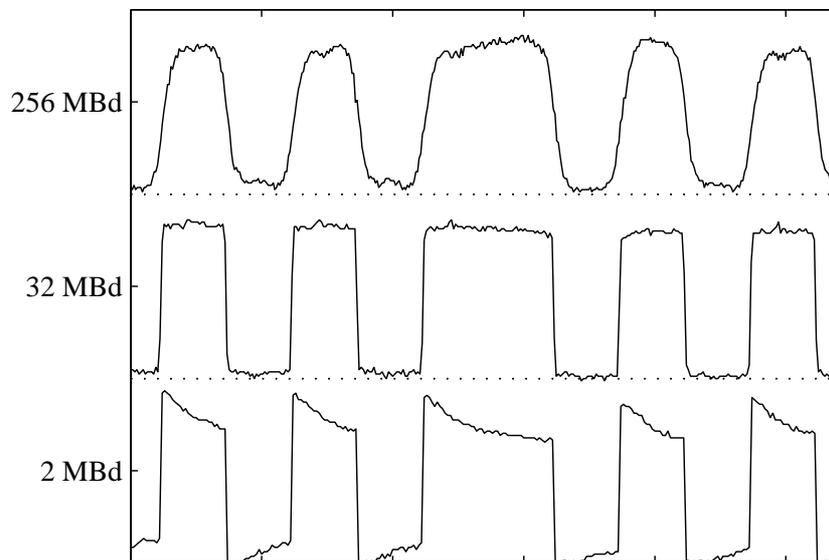


Abbildung 5.10: Gemessene Signalverläufe für drei Modulationsfrequenzen

Für kleine Modulationsfrequenzen macht sich die durch steigende Temperaturen innerhalb der aktiven Laserzone verursachte Verringerung der Laserleistung während einer Halbperiode bemerkbar. Demgegenüber spiegelt sich bei höheren Modulationsfrequenzen der Einfluss der Grenzfrequenz der Laserdiode, die den Auf- und Abbau der Besetzungsinversion charakterisiert, in stark abgerundeten Rechteckflanken wieder.

MSM-Empfangsmodul

Der prinzipielle Aufbau der MSM-Empfangsplatine kann wie folgt dargestellt werden.

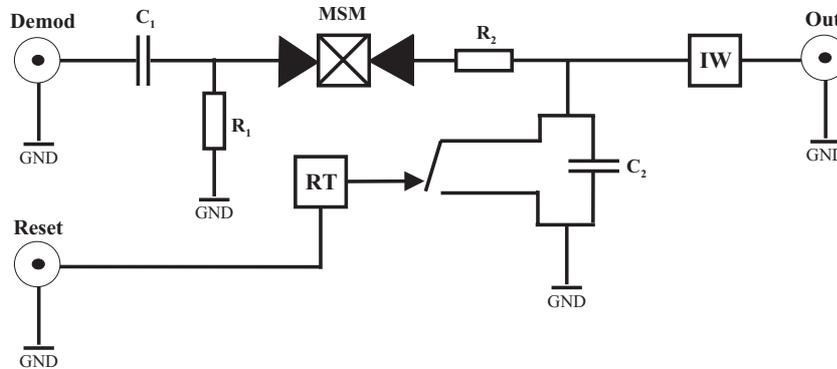


Abbildung 5.11: Prinzipschaltbild des MSM-Empfangsmoduls (RT=Resettransistor, IW=Impedanzwandler)

Die verschiedenen Komponenten und deren Funktionsweise werden im Folgenden näher erläutert.

MSM-Diode

Der Einsatz von MSM-Dioden, deren Interdigitalstruktur aus Abbildung 5.12 hervorgeht, wurde bereits in Verbindung mit konventionellen Verfahren der optischen Datenübertragung für Kfz-Bussysteme in Betracht gezogen.

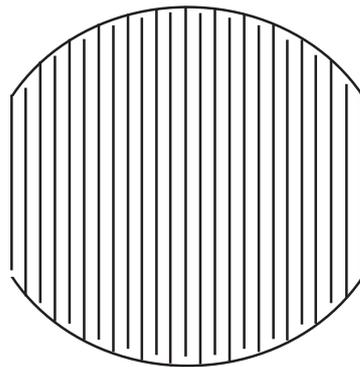


Abbildung 5.12: Struktur einer MSM-Diode

Zur Anbindung an die großflächigen PMMA-Fasern des D2B- bzw. MOST-Bussystems wird ein Detektor mit ausreichend großer Fläche benötigt, ohne dass die Bandbreite zu stark eingeschränkt wird. Nach [Lemm01] weisen MSM-Dioden bei gleicher Fläche lediglich ein Drittel der Kapazität von PIN-Dioden auf und sind daher für Datenraten bis 2.5 GBit/s geeignet.

Gerade in dieser vergleichsweise geringen Kapazität in Verbindung mit den kurzen Laufzeiten zwischen den einzelnen Metallfingern liegt der Schlüssel für einen effektiven Einsatz der MSM-Dioden als breitbandiges PMD-Bauelement. Die Interdigitalstruktur der MSM-Dioden kann als eine Aneinanderreihung von Schottky-Kontakten mit dem folgenden Energieschema angenommen werden.

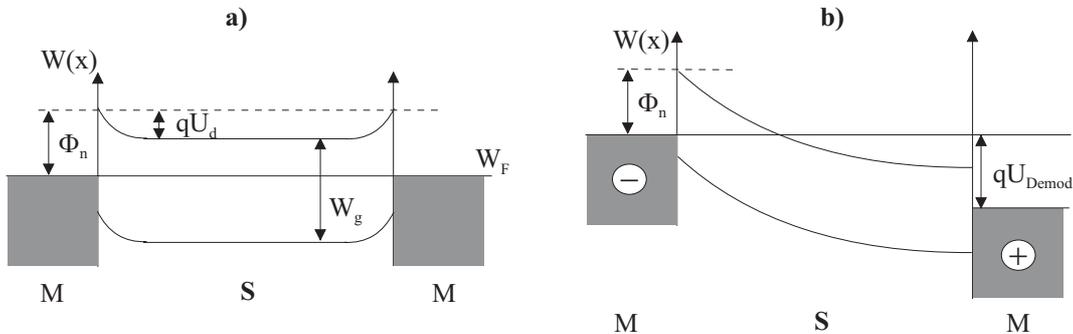


Abbildung 5.13: Reihenschaltung zweier Schottky-Kontakte (a) ohne und (b) mit angelegter Demodulationsspannung

Der in obiger Darstellung gezeigte Verlauf der Energiebänder im Halbleiter unmittelbar am Schottky-Übergang zum Metall im spannungsfreien Zustand (a) kann folgendermaßen erklärt werden ([Pran92]). Die Elektronenaffinität im n-dotierten Halbleiter ist kleiner als die Austrittsarbeit im Metall. Aus diesem Grund wandern Elektronen vom angrenzenden Halbleitermaterial in die Metallfinger bis sich aufgrund der Diffusionsspannung U_d die Potenzialbarriere Φ_n ausgebildet hat und sich die jeweiligen Fermienergien im thermodynamischen Gleichgewicht W_F befinden.

Wird eine äußere Demodulationsspannung U_{Demod} an die Schottky-Kontakte gemäß Abbildung 5.13(b) angelegt, so entsteht aufgrund des elektrischen Feldes ein Potentialgefälle zwischen den beiden Metallkontakten. Analog zum Mischprozess der Photogate-PMD-Strukturen können die über den Photoeffekt erzeugten Ladungsträgerpaare getrennt und die Elektronen im Takt der Demodulationsspannung gezielt auf die eine oder andere Seite transferiert werden.

Dabei treten hinsichtlich der optimalen Auslegung der MSM-Struktur zwei gegenläufige Effekte auf. Nur das Licht, welches auf das Halbleitermaterial trifft, kann detektiert werden. Dieser Abschattungseffekt durch die Metallfinger ist umso kleiner, je größer der Fingerabstand wird. Demgegenüber geht mit steigendem Fingerabstand zum einen die elektrische Feldstärke zurück und zum anderen nehmen die Driftstrecken der Elektronen zu. Dies führt zu einem Absinken der resultierenden Bandbreite.

In Anbetracht dieses Konflikts muss für eine konkrete Anwendung immer ein Kompromiss zwischen hoher Empfindlichkeit und großer Bandbreite gefunden werden.

Für die in die MSM-Empfangsplatine integrierte GaAs-MSM-Diode resultierte dieser Kompromiss in der folgenden Spezifikation.

- Durchmesser = $300 \mu m$
- Fingerbreite = $1 \mu m$
- Fingerabstand = $2 \mu m$
- Kapazität = $1.7 pF$
- Dunkelstrom = $10^{-8} A$ bei $T = 293 K$

Aus dem spezifizierten Fingerabstand ergibt sich eine Transitzeitbegrenzung von $16 GHz$. Bei Verwendung eines 50Ω -Abschluss bewirkt die angegebene Kapazität der GaAs-Diode eine RC-Begrenzung von $1.9 GHz$. Somit sind für das MSM-Empfangsmodul hohe Modulationsfrequenzen bis in den GHz-Bereich zu erwarten.

Auslesezeit

Das Korrelationssignal der MSM-Diode wird im Gegensatz zur Beschaltung der Photogate-PMD-Strukturen auf einem einzigen Kondensator (Kapazität $C = 2.7 pF$) aufintegriert. Dadurch wird der vorhandene Gleichlichtanteil in Abhängigkeit der Orientierung des wechselnden Potenzialgefälles abwechselnd zum gespeicherten Signal addiert bzw. subtrahiert. Auf diese Weise erfolgt eine inhärente Hintergrundlichtkompensation ohne zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand (vgl. Abschnitt 2.2.1), wobei die resultierende Genauigkeit in erster Linie von der Symmetrie der Struktur und der Ansteuerung abhängig ist.

Die korrelierten Signalanteile hingegen bewirken eine rein additive Aufladung der Kapazität. Demzufolge entspricht der Ladungszustand der Speicherkapazität bereits dem Korrelationswert zwischen dem elektrischen Demodulations- und dem optischen Intensitätssignal, ohne dass eine Differenzbildung erforderlich wäre, wie es bei den Photogate-PMD-Pixeln der Fall ist. Nachteilig macht sich dieses Schaltungskonzept jedoch bemerkbar, wenn die beschriebene MSM-Technologie für die Entfernungsmessung eingesetzt werden soll. Durch die inhärente Hintergrundlichtkompensation geht die Information über den Pixelgrauwert verloren. Alternativ kann aus den Ausgangssignalen lediglich noch die Infrarotreflektivität der beobachteten Szene hinsichtlich des aktiven Beleuchtungssignals abgeleitet werden.

Die Funktion des nachgeschalteten Impedanzwandlers (Verstärkungsfaktor 1) besteht darin, den aktuellen Spannungswert des Speicherkondensators zu jedem Zeitpunkt an den Ausgang durchzuschalten, ohne dass dessen zeitlicher Verlauf durch den Ausleseprozess verfälscht wird.

Resetvorgang

Der Resetvorgang wird über einen Triggerimpuls am Eingang des Resettransistors ausgelöst. Dabei bestimmt die Breite dieses Resetimpulses die Zeitspanne, wie lange der Schalter zum Kurzschließen des Speicherkondensators geschlossen bleibt. Damit die Kapazität vollständig entladen werden kann, muss die erforderliche Resetdauer in Abhängigkeit der gewünschten Datenrate und der festgelegten Intensität der einfallenden optischen Signale an die resultierenden Signalpegel angepasst werden.

Zur Veranschaulichung des Resetvorganges ist in der nächsten Abbildung das Ausgangssignal der Empfangsplatine ohne angelegte Demodulationsspannung für unterschiedlich intensives Gleichlicht dem Resetsignal gegenübergestellt.

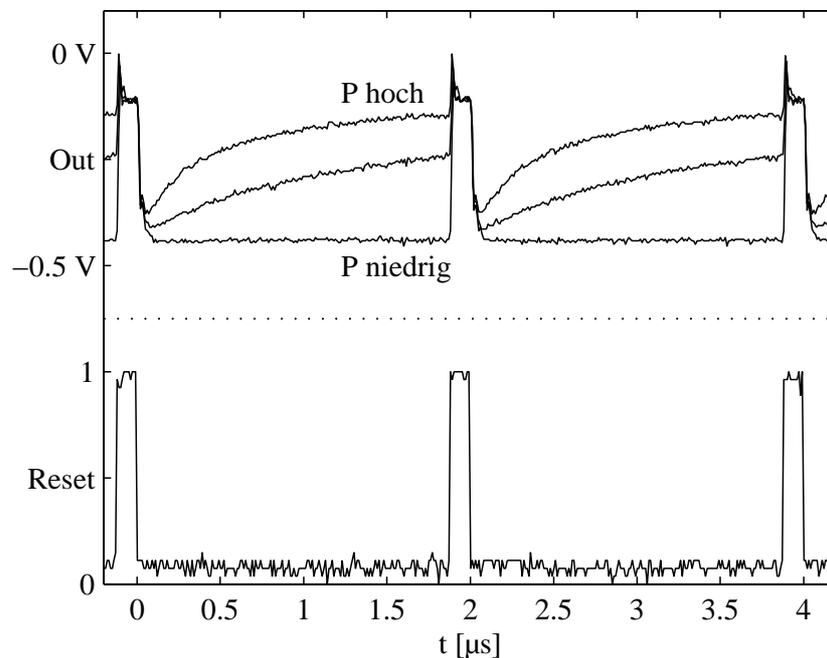


Abbildung 5.14: Ausgangssignal ohne Demodulationsspannung für unterschiedliche optische Leistungen P

Der Zeitpunkt des Resetvorganges ist im Ausgangssignal daran zu erkennen, dass die Kondensatorspannung den Wert $\Delta U_C = -100 \text{ mV}$ annimmt. Das Spannungsniveau von -440 mV unmittelbar nach jeder Resetphase ist ein weiterer Beleg dafür, dass Unsymmetrien im Aufbau der Empfangsplatine und in der Realisierung des Resetvorganges enthalten sind.

Der Verlauf des Ausgangssignals zwischen zwei Resetimpulsen entspricht aufgrund der fehlenden Demodulationsspannung einem reinen Entladevorgang der Speicherkapazität. Dieser Entladevorgang verläuft umso steiler, je mehr Licht auf die MSM-Diode einfällt (Sendeleistung P hoch), d.h. je mehr Ladungsträgerpaare im Halbleitermaterial erzeugt werden. Für den Fall, dass das Sendemodul komplett abgeschaltet und kein Hintergrundlicht vorhanden ist, bleibt der Verlauf annähernd waagrecht.

5.2.3 Charakterisierung des MSM-Empfangsmoduls

Nachdem in den vorangehenden Abschnitten der Demonstratoraufbau erläutert und die Konzeption der MSM-Empfangsplatine dargestellt wurde, sollen im Folgenden die charakteristischen Eigenschaften des MSM-Empfangsmoduls im Mischbetrieb, d.h. bei angelegter Demodulationsspannung zur Bestimmung von Korrelationssignalen, evaluiert werden.

Mischbetrieb bei unmoduliertem optischen Signal

Zunächst wird das Verhalten des PMD-Moduls bei unmoduliertem Lasersignal untersucht.

In Abbildung 5.15 ist als erstes der Fall dargestellt, dass eine rechteckförmige Demodulationsspannung an die Schottky-Diode angelegt wird, jedoch noch kein Gleichlicht vorhanden ist. Dabei werden die beiden Möglichkeiten gegenübergestellt, ob zuerst ein Low-Pegel und dann ein High-Pegel (Out-LH) anliegt, oder umgekehrt (Out-HL).

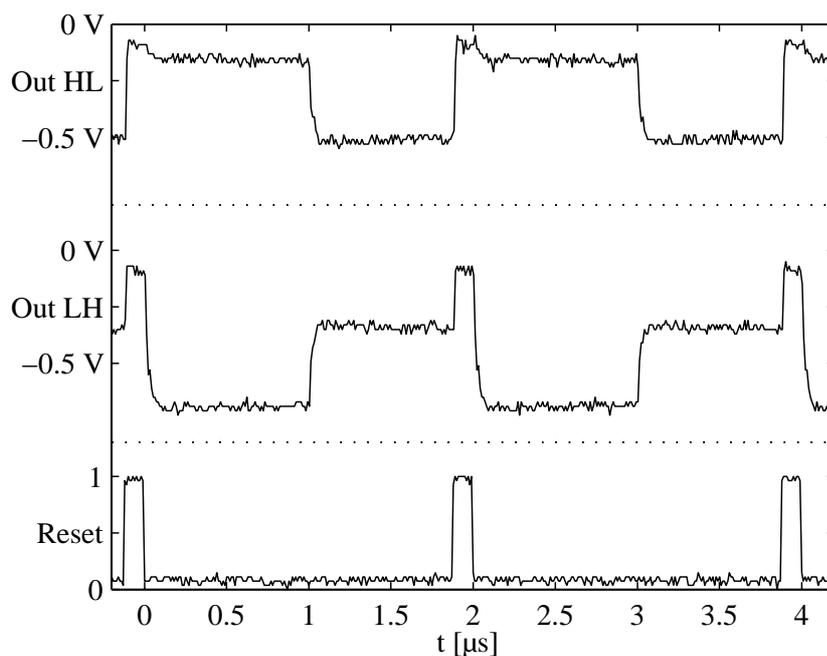


Abbildung 5.15: Überkopplung des Demodulationssignals auf die Speicherkapazität

Unabhängig davon, ob Ladungsträgerpaare durch den Photoeffekt erzeugt werden, koppelt das Demodulationssignal auf die Ausleksekapazität über. Hierbei ist zu beachten, dass die überkoppelnden Spannungen in den beiden Fällen LH und HL nicht spiegelbildlich um den gleichen Spannungswert variieren, sondern eine gewisse offset-Verschiebung in die Richtung der zuerst angelegten Spannung vorhanden ist. Vermutlicherweise ist dieser Effekt dadurch bedingt, dass nach dem Schaltvorgang einer

Resetphase durch die Demodulationsspannung verbleibende Ladungsträger im Resettransistor auf die Speicherkapazität gezogen werden.

Darüber hinaus ist anhand der Abbildung 5.15 zu erkennen, dass die notwendige Synchronisation zwischen Demodulationssignal und Resetimpuls gewährleistet werden kann.

Den Verlauf der Ausgangssignale Out-LH und Out-HL bei einfallendem Gleichlicht mittlerer Intensität zeigt die nachfolgende grafische Darstellung.

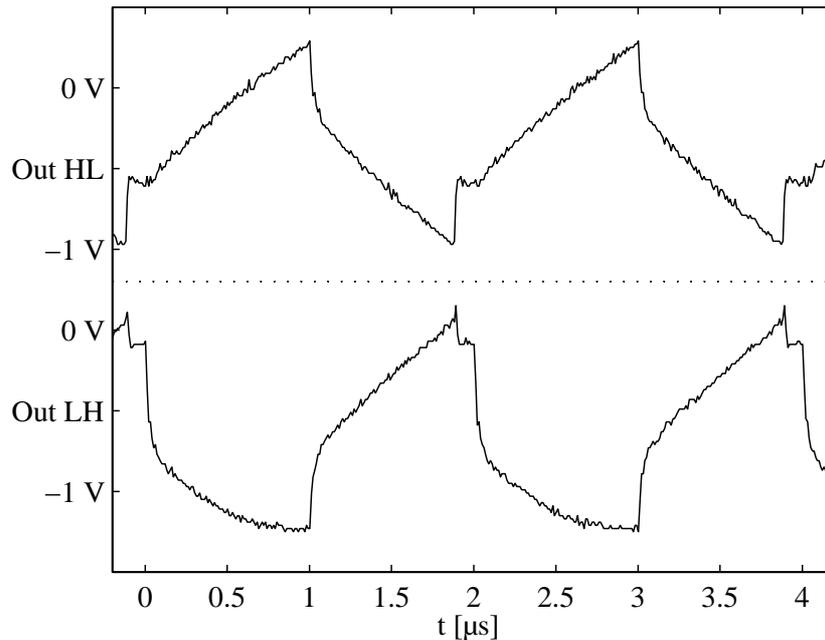


Abbildung 5.16: Ausgangssignale bei mittlerem Hintergrundlicht

Die ständig durch den Photoeffekt erzeugten Elektronen und Löcher werden durch das entstehende Potenzialgefälle aufgrund der Demodulationsspannung zu den Metallelektroden der Schottky-Übergänge bewegt und auf den Speicherkondensator ausgelesen. Dadurch steigt die Kondensatorspannung bei angelegtem high-Pegel kontinuierlich an und fällt bei wirksamem low-Pegel sukzessive ab. Solange keine Sättigungseffekte auftreten ändert sich die Ausgangsspannung linear. Im unteren Teil der vorherigen Abbildung ist jedoch zu erkennen wie das Ausgangssignal vom linearen Abfall allmählich in einen waagrechten Verlauf übergeht.

Fällt dagegen, wie in Abbildung 5.17 zu sehen ist, starkes Hintergrundlicht auf die MSM-Diode, dann erhöht sich die Steigung des Spannungsabfalls bzw. -anstiegs und der Übergang zur Sättigung tritt früher ein.

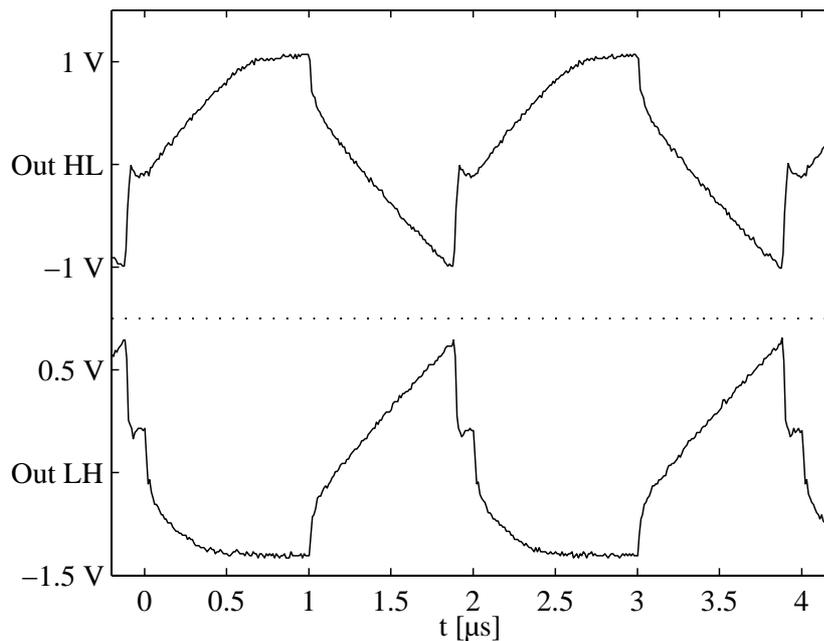


Abbildung 5.17: Ausgangssignale bei starkem Hintergrundlicht

Durch solche unsymmetrischen Sättigungseffekte wird die zuvor beschriebene Kompensation des Gleichanteils gestört. In Verbindung mit der Tatsache, dass dem Ausgangssignal zusätzlich die Demodulationsspannung überlagert ist, muss insgesamt der Schluss abgeleitet werden, dass der Absolutwert der Ausgangsspannung nicht verlässlich als Korrelationswert zwischen Modulations- und Demodulationssignal interpretiert werden darf. Die Ergebnisse im weiteren Teil dieser Arbeit werden jedoch zeigen, dass es trotzdem problemlos möglich ist, die vorliegende MSM-Platine als Empfangsmodul für eine erfolgreiche Bitdecodierung einzusetzen.

Mischbetrieb bei korreliertem optischen Signal

Nachdem die Arbeitsweise des zu charakterisierenden MSM-Moduls bei einfallendem Gleichlicht demonstriert wurde, geht es im Folgenden um dessen Funktion als Korrelationsempfänger. Dazu wird zunächst als Modulationsverfahren die Manchester-Codierung herangezogen, welche bereits in Abschnitt 5.2.2 vorgestellt wurde. In der folgenden Darstellung sind erneut die beiden Demodulationsvarianten LH und HL zusammen mit dem amplitudenmodulierten Lasersignal gegenübergestellt.

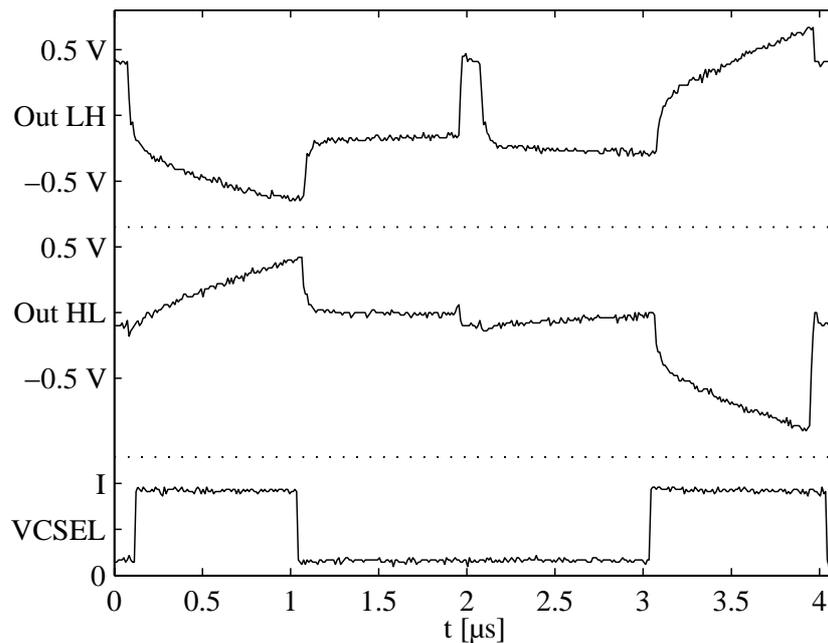


Abbildung 5.18: Mischergebnisse bei korreliertem optischen Signal

Gemäß der Vorschrift der Manchester-Codierung repräsentiert das optische Signal der ersten Integrationsphase das Nutzbit 1. Obwohl die HL-Demodulation in Phase und die LH-Demodulation gegenphasig zum optischen Signal orientiert sind, ist der Wert der Ausgangsspannung unmittelbar vor dem Resetimpuls auf vergleichbarem Niveau. Dies unterstreicht die Schlussfolgerung aus dem vorherigen Abschnitt, dass der Absolutwert der Ausgangsspannung nicht verlässlich als Korrelationswert zwischen Modulations- und Demodulationssignal interpretiert werden kann.

Erst wenn das Mischergebnis der zweiten Integrationsphase (Nutzbit 0) mit berücksichtigt wird, ist es möglich den Unterschied zwischen der phasengleichen und der gegenphasigen Signalmischung zu erkennen. Das phasengleiche Mischergebnis liefert für beide Demodulationsvarianten ein deutlich höheres Spannungsniveau als das gegenphasige. Daraus ergibt sich, dass das Spannungsniveau des Nutzbits 0 bei der HL-Variante tiefer liegt als das Niveau des Nutzbits 1, während bei der LH-Variante der Spannungswert des Nutzbits 0 größer ist als der des Nutzbits 1.

Normierte Mischeffizienz als Funktion der Modulationsfrequenz

Für die Charakterisierung des MSM-Empfangsmoduls wird abschließend die Qualität der Signalmischung in Abhängigkeit der Modulationsfrequenz untersucht. Zu diesem Zweck wird ein zur Manchester-Codierung analoges Modulationsverfahren herangezogen, bei dem ebenfalls für das Nutzbit 0 gegenüber dem Nutzbit 1 ein komplementäres optisches Signal erzeugt wird. Im Unterschied zur Manchester-Codierung werden die Nutzbits jedoch nicht mehr mit einer Periode eines Rechtecksignals codiert, sondern in Abhängigkeit der Modulationsfrequenz mit unterschiedlich langen Rechteckfolgen als Codesequenz.

Indem die Datenrate konstant bei 500 kBit/s gehalten wird, unterscheiden sich die resultierenden Codiervorschriften ausschließlich in der Modulationsfrequenz. Die jeweilige Auswirkung der verschiedenen Modulationsfrequenzen zwischen 1 MBd und 256 MBd auf die Effizienz des Mischprozesses ist in der Abbildung 5.19 exemplarisch für vier Modulationsfrequenzen veranschaulicht.

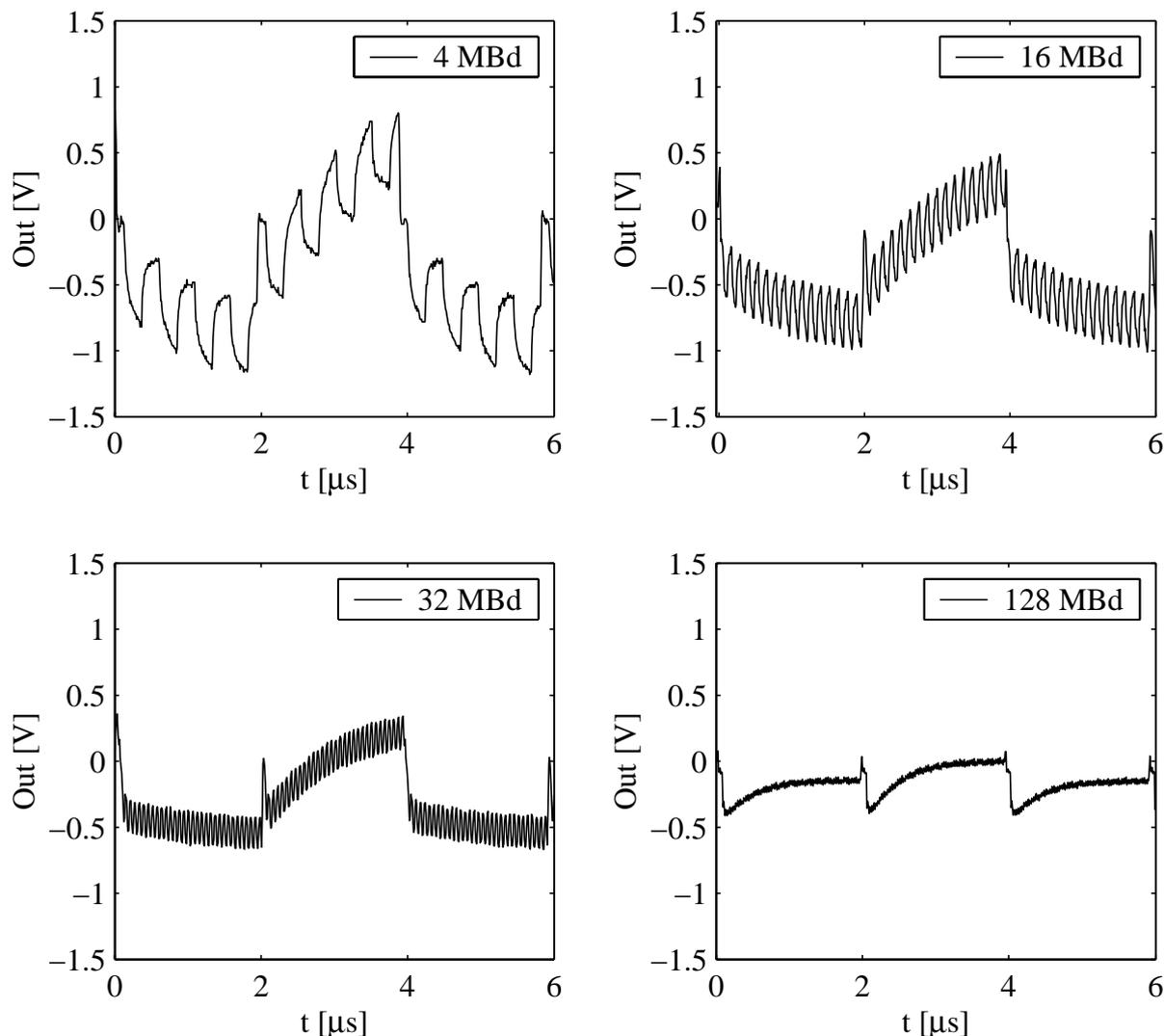


Abbildung 5.19: Mischprozess in Abhängigkeit der Modulationsfrequenz

Anhand der dargestellten Signalverläufe lassen sich die folgenden Aussagen ableiten:

1. Die Demodulationsspannung koppelt mit zunehmender Modulationsfrequenz deutlich schwächer auf das Ausgangssignal über.

Die Ursache dafür ist in der Dimensionierung des in den Auslesezeit integriert RC-Tiefpasses, bestehend aus R_2 und C_2 (siehe Abbildung 5.11), zu suchen. Mit den derzeitigen Komponenten $R_2 = 620 \Omega$ und $C_2 = 2.7 \text{ pF}$ nimmt die 3dB-Grenzfrequenz den Wert $f_{3dB} = 190 \text{ MBd}$ an.

- Die Aufintegration der Korrelationsströme zu positiven Spannungen ist bevorzugt.

Diese Unsymmetrie kann damit erklärt werden, dass der Ladungszustand der Speicherkapazität unmittelbar nach dem Resetvorgang bei -440 mV liegt und die Integrationsphase daher nicht von einem ausgeglichenen Spannungsniveau startet.

- Mit wachsender Modulationsfrequenz liegt das Sättigungsniveau bei kleineren Spannungswerten.

Folglich handelt es sich bei diesem Effekt nicht um eine Begrenzung durch die verwendete Speicherkapazität. Vielmehr verringert die auf der Auslesekapazität aufintegrierte Spannung die an der MSM-Diode anliegende Demodulationsspannung, wodurch die weitere Ladungsträgerseparation entscheidend gehemmt wird.

- Die Demodulationseffizienz, d.h. die Differenzamplitude ΔU_{10} zwischen den beiden Spannungsniveaus bei der Decodierung einer 1 gegenüber einer 0, der Empfangsplatine verringert sich mit steigender Modulationsfrequenz.

Um die letzte Aussage zu quantifizieren ist nachfolgend die auf die niedrigste Modulationsfrequenz normierte Mischeffizienz $\Delta U_{10}(f)/\Delta U_{10}(1\text{ MBd})$ als Funktion der Modulationsfrequenz aufgetragen.

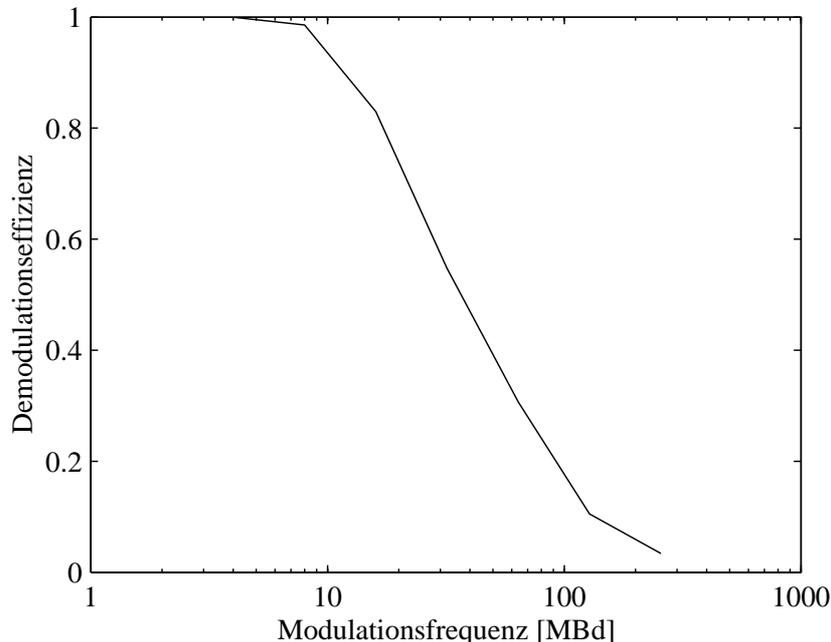


Abbildung 5.20: Effizienz des Mischprozesses in Abhängigkeit der Modulationsfrequenz

Trotz annähernd gleichbleibender Leistung des optischen Signals (siehe Abbildung 5.9) fällt die normierte Mischeffizienz für Frequenzen größer als 100 MBd deutlich unter 20 %.

Dieser Rückgang lässt sich zum Teil dadurch erklären, dass die Signale, mit denen die MSM-Diode sowie die Laserdiode angesteuert werden, mit steigender Modulationsfrequenz erkennbar vom idealen Rechtecksignal abweichen. Dadurch wird einerseits die MSM-Diode nicht mit der vollen Spannung moduliert. Andererseits erreicht der Modulationskontrast im optischen Signal nicht mehr die für kleine Modulationsfrequenzen annähernd erreichbaren 100%.

Die angesprochene Verringerung der Flankensteilheit ist in Abbildung 5.21 exemplarisch für eine Modulationsfrequenz $f = 256 \text{ MBd}$ dargestellt.

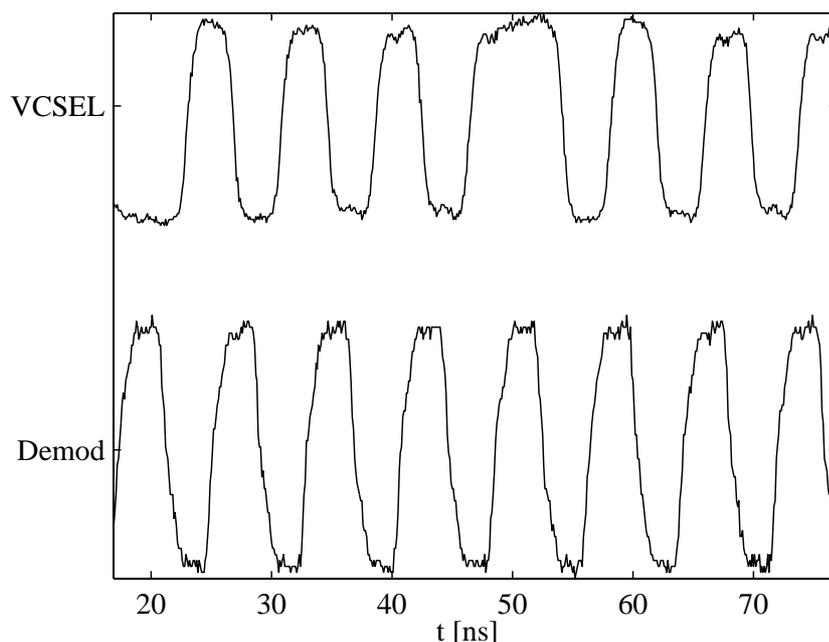


Abbildung 5.21: Verlauf der Ansteuersignale für $f = 256 \text{ MBd}$

Die andere Ursache für den Rückgang der Mischeffizienz der Empfangsplatine stellt die MSM-Diode selbst dar. Indem die Modulationsfrequenz erhöht wird, verringert sich die Zeit, welche für den Transfer der generierten Elektronen zu den Metallkontakten der Schottky-Diode zur Verfügung steht. Darüber hinaus muss das sich ausbildende Potenzialgefälle in einem schnelleren Rhythmus geändert werden. Dadurch wird die wirksame mittlere Feldstärke wesentlich geringer.

5.2.4 Bestimmung der Empfindlichkeit

Eine der wichtigsten Kenngrößen von Empfangsmodulen stellt die Empfindlichkeit des Detektors dar. In der optischen Datenübertragung ist damit in der Regel nicht die wellenlängenabhängige Sensitivität (z.B. $S_{Si} = 0.2 \text{ A/W}$ bei $\lambda = 850 \text{ nm}$) gemeint, für die in erster Linie das Absorptionsvermögen bzw. der Quantenwirkungsgrad des Halbleitermaterials ausschlaggebend ist. Vielmehr beschreibt die Empfindlichkeit eines Empfängers die minimale optische Leistung, welche erforderlich ist, um bei gegebener Datenrate eine definierte Bitfehlerrate (z.B. $BER_{MOST} < 10^{-9}$) zu erreichen.

Um einen Vergleich mit konventionellen Empfängermodulen zu ermöglichen, wird die Empfindlichkeit dieser vorliegenden ersten Generation einer PMD-MSM-Empfangsplatine anhand der im MOST-Bussystem verwendeten Manchester-Codierung ermittelt. Zu diesem Zweck werden die Ansteuersignale im Waveform-Generator so definiert, dass die kontinuierlich gesendete Nutzbitsequenz der Folge 0000111101001101 entspricht. Diese Datenfolge ist im korrespondierenden Ausgangssignal der Empfangsplatine wie sie in Abbildung 5.22 für ein intensives optisches Signal dargestellt ist deutlich zu erkennen.

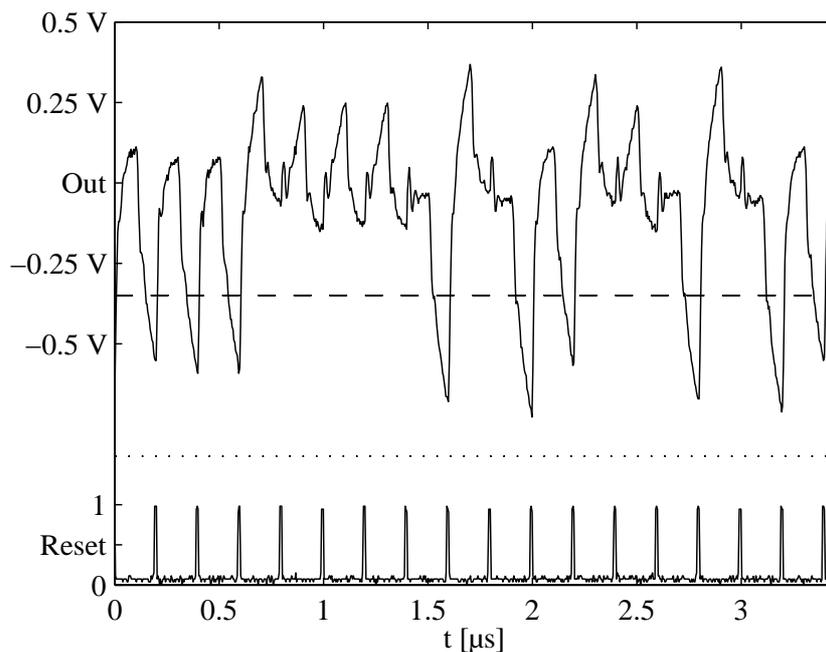


Abbildung 5.22: Definition der Entscheidungsschwelle

Zusammen mit dem Ausgangssignal ist in obiger Darstellung zusätzlich eine mögliche Entscheidungsschwelle bei -0.7 V mit eingezeichnet, welche für eine erfolgreiche Bitentscheidung geeignet wäre. Für die Bestimmung der Bitfehlerrate reicht das Receivermodul eines Bitfehlermessplatz aus. Darin wird die zuvor festgelegte Entscheidungsschwelle und die oben definierte Nutzbitfolge als Referenzsequenz eingestellt. Als

Taktsignal für die Synchronisation des Bitfehlermessplatzes auf die entsprechende Datenrate wird das Resetsignal verwendet. Im Receivermodul wird anhand des Ausgangssignals der Empfangsplatine unter Berücksichtigung des festgelegten Schwellwertes eine Bitentscheidung durchgeführt. Das daraus resultierende Ergebnis wird mit der Referenzsequenz verglichen und die Zahl der falsch erkannten Nutzbits ins Verhältnis gesetzt zur Anzahl der insgesamt übertragenen Bits.

Zur Angabe der Empfindlichkeit der MSM-Diode für die Datenrate von 5 MBit/s ist es erforderlich die minimale Lichtleistung P_{MSM} auf die MSM-Diode zu ermitteln, bei der die geforderte Bitfehlerrate $BER = 10^{-9}$ gerade noch nicht überschritten wird. Dazu wurde der Abstand zwischen Glasfaser und Empfangsmodul und damit der Durchmesser des Beleuchtungsspots in der Ebene der MSM-Diode kontinuierlich erhöht bis die resultierende Bitfehlerrate aufgrund der verringerten Lichtleistung auf dem Querschnitt der MSM-Diode den Wert $BER = 10^{-9}$ erreicht hat. Der Verlauf des Ausgangssignals nach dem Erreichen dieses Grenzabstandes ist nachfolgend gezeigt, wobei die für die gewählte Bitentscheidung minimal notwendige Differenzamplitude im gezeigten Fall den Wert $\Delta U_{10} = 108 \text{ mV}$ angenommen hat.

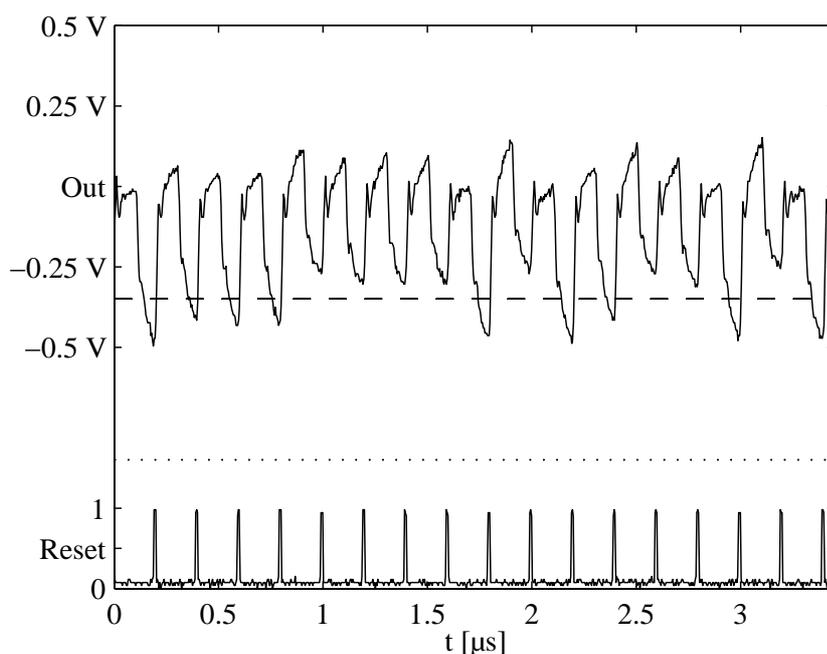


Abbildung 5.23: Ausgangssignal für $\Delta U_{10} = 108 \text{ mV}$

Ein mögliches Verfahren, mit dem die auf diese Weise eingestellte Bestrahlungsstärke E_0 auf dem Querschnitt der MSM-Diode und damit die einfallende Lichtleistung P_{MSM} bestimmt werden kann, ist im Anhang 7.3 ausführlich beschrieben.

Aus der hergeleiteten Gleichung 7.8 folgt der Zusammenhang

$$E_0 = \frac{3P_F}{\pi} \frac{1}{(r_1^2 + r_1 r_2 + r_2^2)}, \quad (5.18)$$

wobei sich die erforderlichen mittleren Radien für den zuvor eingestellten Grenzabstand aus Abbildung 7.4 zu

$$r_1 = 0.49 \text{ mm} \text{ und } r_2 = 1.25 \text{ mm} \quad (5.19)$$

approximieren lassen. Über den Flächeninhalt A_{MSM} der Diode ergibt sich insgesamt für die Lichtleistung P_{MSM} die Beziehung:

$$P_{MSM} = E_0 A_{MSM} = \frac{3P_F}{4} \frac{d_{MSM}^2}{(r_1^2 + r_1 r_2 + r_2^2)} \quad (5.20)$$

Für den eingestellten Arbeitspunkt des Sendeelementes ($I = 7.6 \text{ mA}$, $U_{pp} = 1 \text{ V}$) bei einer Modulationsfrequenz $f = 10 \text{ MBd}$ wird mit Hilfe einer Ulbricht-Kugel am Faserende eine Gesamtleistung $P_F = 0.88 \text{ mW}$ gemessen. Damit resultiert insgesamt, dass für das untersuchte MSM-Empfangsmodul bei einer Datenrate $DR = 5 \text{ MBit/s}$ mindestens die Leistung

$$P_{MSM} = 24.6 \text{ } \mu\text{W} \quad (5.21)$$

benötigt wird, um eine Bitfehlerrate kleiner als 10^{-9} zu realisieren.

Allerdings sollte dabei berücksichtigt werden, dass diese Bestimmung der Mindestsignalleistung auf der MSM-Diode lediglich eine obere Abschätzung darstellt. Es besteht die Möglichkeit, dass mit Hilfe eines modifizierten Verfahrens zur Realisierung der Bitentscheidung eine kleinere Mindestdifferenzamplitude als 108 mV ausreichen würde. Für den Fall könnte die einfallende Signalleistung noch weiter reduziert werden.

Außerdem gibt es hinsichtlich der Empfindlichkeit beträchtliches Optimierungspotenzial, welches für das Design eines zukünftigen MSM-Empfangsmoduls berücksichtigt werden kann.

1. Größe der Speicherkapazität

Je kleiner die Kapazität des Speicherkondensators, umso größer wird bei gegebenem Korrelationsstrom die Differenzamplitude ΔU_{10} , die am Ausgang für die Bitentscheidung zur Verfügung steht. Trotzdem darf der Kondensator nicht zu klein gewählt werden, damit gewährleistet bleibt, dass die Kapazität nicht in Sättigung geht.

2. Design der Ausleseschaltung

In Analogie zu den logarithmischen Transimpedanzverstärkern von PIN-Dioden in der konventionellen optischen Datenübertragung können leistungsfähige Komponenten zur Filterung und Signalverarbeitung in die Ausleseschaltung integriert werden. So erlaubt eine rauscharme Verstärkung des Ausgangssignals die Verringerung der notwendigen Signalleistung, ohne Verschlechterung der Bitentscheidung.

3. Füllfaktor der MSM-Diode

Mit einer Vergrößerung des Fingerabstands der MSM-Diode ist eine Erhöhung des Füllfaktors und eine Verkleinerung der Kapazität verbunden ([Roge91]). Der Fingerabstand darf jedoch nicht zu groß gewählt werden, damit die erhöhten Laufzeiten der photogenerierten Ladungsträger aufgrund der verbreiterten Driftstrecke und der verringerten elektrischen Feldstärke die Bandbreite der MSM-Diode nicht zu stark einschränken.

4. Sensitivität des Halbleitermaterials

Eine Verbesserung des Absorptionsvermögens bzw. des Quantenwirkungsgrades eines Detektors erhöht das resultierende Signal-Rausch-Verhältnis.

Unabhängig von der Tatsache, dass die Wahl der verschiedenen Parameter der Empfangsplatine weiter optimiert werden kann, soll für deren aktuellen Werte

- Speicherkapazität $C = 2.7 \text{ pF}$
- Füllfaktor $F = 0.67$
- Sensitivität $S = 0.2 \left[\frac{\text{A}}{\text{W}} \right]$

die mit dem vorliegenden Design der Empfangsplatine realisierte absolute Mischeffizienz \bar{m} am vorherigen Beispiel der Modulationsfrequenz $f = 10 \text{ MBd}$ abgeschätzt werden. Dazu wird die experimentell ermittelte Differenzamplitude $\Delta U_{10} = 108 \text{ mV}$ ins Verhältnis gesetzt zur theoretisch zu erwartenden Differenzamplitude

$$\bar{m} = \frac{\Delta U_{10}}{\Delta U_{\text{Theorie}}} = \frac{\Delta U_{10} C}{2 P_{\text{MSM}} T_{\text{Bit}} S \cdot F} \approx 0.21. \quad (5.22)$$

Die berechnete Abweichung gegenüber den idealen Verhältnissen ist durch die Überlagerung der folgenden Effekte bedingt:

- Das optische Signal ist nicht zu 100 % moduliert.
- Die Rückkopplung der aufintegrierten Kondensatorspannung auf die an der MSM-Diode anliegenden Demodulationsspannung hemmt die weitere Signalmischung.
- Der nichtideale Modulationskontrast der MSM-Diode bewirkt, dass generierte Elektronen trotz des entgegenwirkenden Potenzialgefälles auf die falsche Seite ausgelesen werden.

Auch hier ist noch deutliches Optimierungspotenzial vorhanden.

5.2.5 Multiplex-Datenübertragung

Auf das Potenzial der Multiple-Access-Datenübertragung wurde bereits in Abschnitt 5.2.1 hingewiesen. Im Folgenden wird unter Beweis gestellt, dass das PMD-MSM-Empfangsmodul im Rahmen verschiedener Multiplex-Datenübertragungsverfahren wie erwartet in der Lage ist, mehrere parallel gesendeten Kanäle unabhängig voneinander zu empfangen.

Zunächst wird erläutert, nach welchem Prinzip die Synchronisation eines PMD-Pixels auf einen konkreten Datenkanal durchgeführt werden kann. Anschließend werden experimentelle Ergebnisse vorgestellt, welche die Fähigkeit des PMD-MSM-Empfangsmoduls demonstrieren, aus einer synchronisierten Überlagerung mehrerer Einzelkanäle einen gewünschten Kanal zu empfangen. Den Abschluss dieses Kapitels bildet ein Überblick über simulative Untersuchungen, inwieweit eine Kombination unterschiedlicher Multiplex-Verfahren sinnvoll erscheint.

DPN-Autosynchronisation

Nachfolgend wird ein Verfahren beschrieben, mit dem eine Autosynchronisation des MSM-Empfangsmodul auf einen bestimmten Übertragungskanal umgesetzt werden kann ([Buxb02]).

Dieses Verfahren basiert auf den in Abschnitt 2.1.4 vorgestellten PN-Signalen. Als Regelgröße zur Einstellung der korrekten Phasenlage wird ein Kriterium herangezogen, welches gewisse Ähnlichkeiten zu der in Gleichung 2.41 definierten Diskriminatorkennlinie aufweist. Dazu wird für ein beliebiges PN-Wort $PN(t)$ die sogenannte differentielle PN-Folge

$$DPN(t) = PN(t) - PN(t - T_{Bit}) \quad (5.23)$$

gebildet. Wird z.B. das PN-Wort 0010111 ausgewählt, so resultiert als dreiwertiges DPN-Signal die Folge -101-1100. Diese Sequenz wird als Ansteuersignal für die Demodulation im MSM-Empfangsmodul verwendet. Als Modulationssignal für das Laser-VCSEL wird hingegen das ursprüngliche PN-Wort herangezogen. Beide Signalfolgen sind zusammen mit dem verwendeten Resetsignal in der folgenden Abbildung dargestellt.

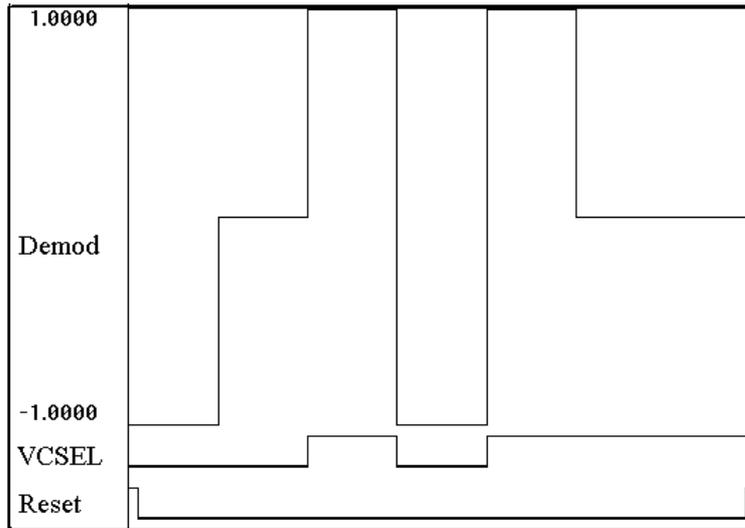


Abbildung 5.24: Ansteuersignale für die DPN-Synchronisation

Zum Zwecke der Autosynchronisation wird die Phasenlage zwischen dem PN-modulierten, optischen Signal und dem DPN-codierten Demodulationssignal sukzessive verschoben und für jede Phasenlage das Ausgangssignal des Empfangsmoduls festgehalten.

Auf diese Weise wird die zugehörige Korrelationsfunktion abgetastet, wie sie exemplarisch in Abbildung 5.25 zu sehen ist.

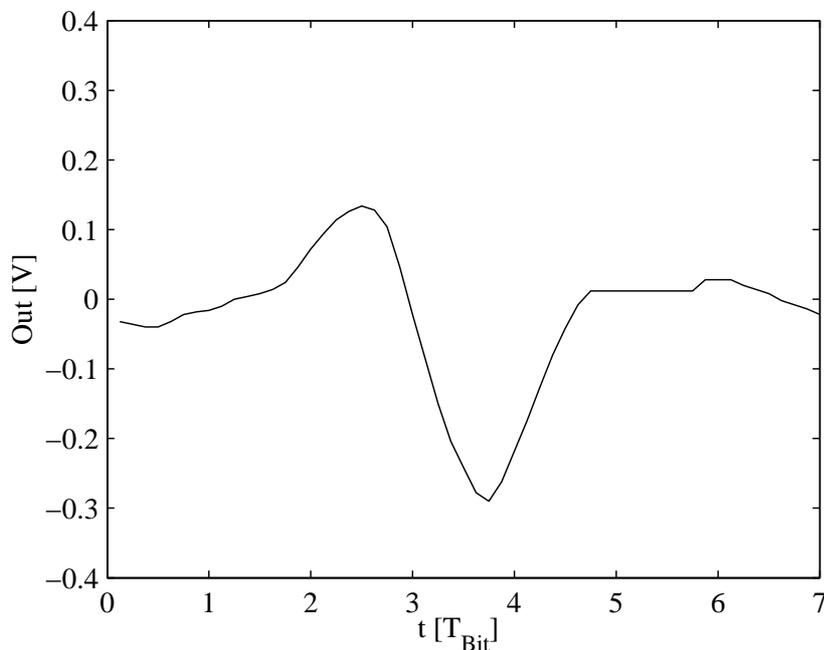


Abbildung 5.25: DPN-Korrelationsfunktion für die PN-Folge 0010111

In der Tatsache, dass Maximum und Minimum der Korrelationsfunktion zu negativen Spannungswerten verschoben sind, spiegelt sich die bereits zuvor beschriebene

Unsymmetrie im Aufbau der vorliegenden MSM-Empfangsplatine wieder. Unter der Voraussetzung einer symmetrischen Funktionsweise stimmt die Lage des Nulldurchgangs dieser Korrelationskennlinie mit der Phasenlage des Korrelationsmaximums der ursprünglichen PN-Folge überein und kann daher herangezogen werden, um den MSM-Empfänger auf den dadurch definierten Kanal zu synchronisieren. Anschließend kann die gewünschte Datenübertragung analog zum synchronen Betriebsmodus durchgeführt werden.

Mit Hilfe dieser Vorgehensweise ist es möglich das PMD-MSM-Empfangsmodul auch in asynchronen Multiple-Access-Netzwerken erfolgversprechend einzusetzen.

Phasen-Multiplex (IQ-Kodierung)

Das IQ-Modulationsverfahren umfasst zwei parallele Datenkanäle, die jeweils nach dem Manchester-Verfahren codiert sind, jedoch eine relative Phasenverschiebung von 90° gegeneinander aufweisen. Das Ansteuersignal des Lasersenders setzt sich dabei aus den beiden orthogonalen Kanälen 1 und 2 gemäß der Abbildung 5.26 zusammen. Auf diese Weise wird das dreiwertige optische Summensignal erzeugt, wie es nachfolgend mit dargestellt ist.

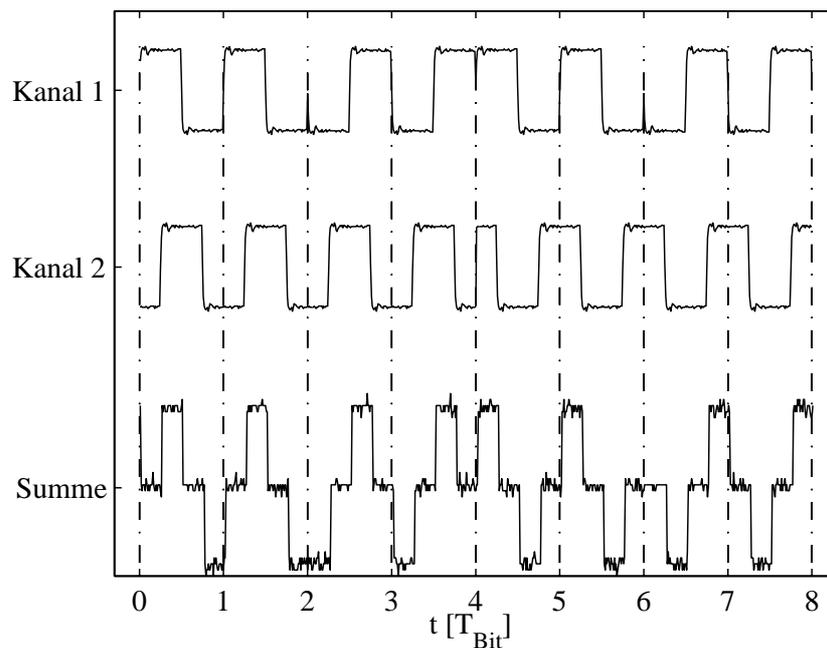
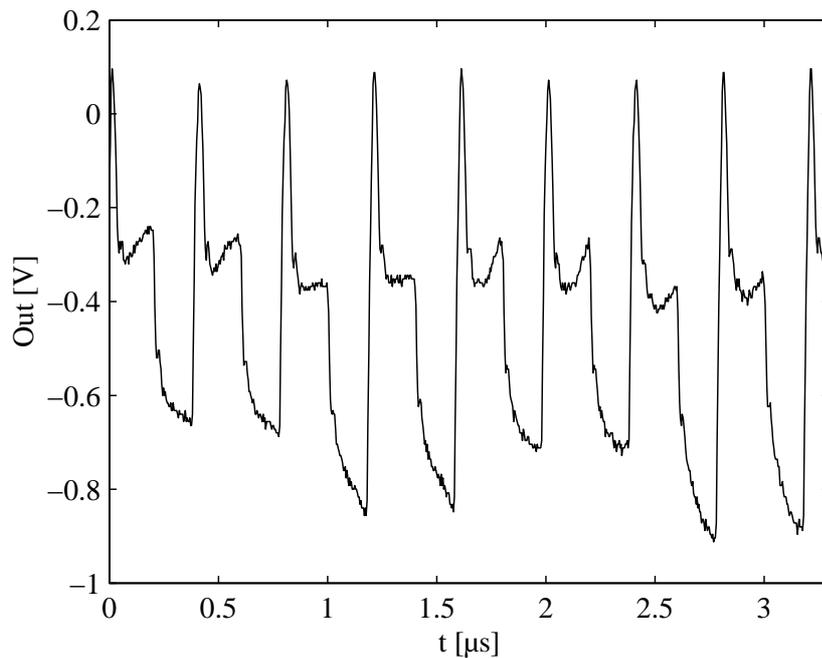


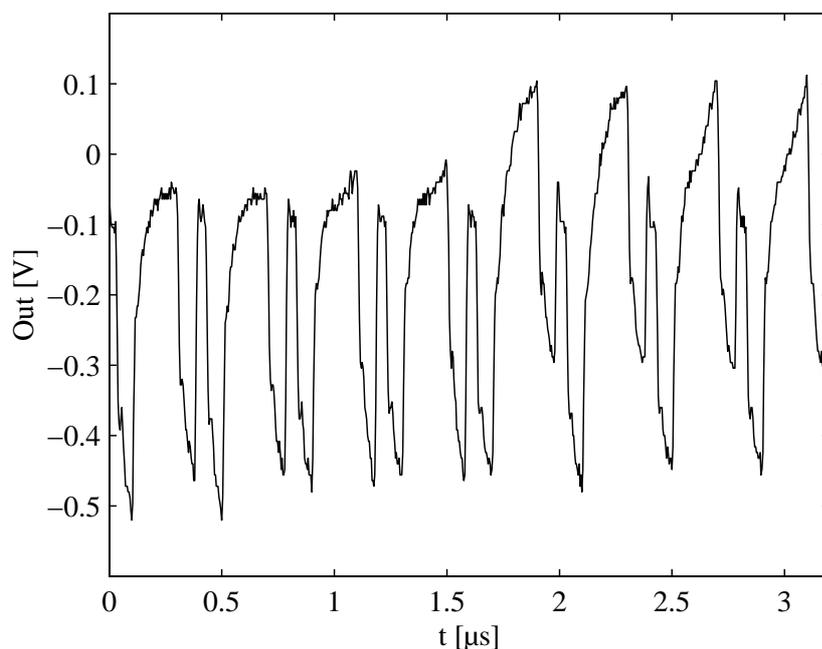
Abbildung 5.26: Überlagerung zweier orthogonaler Signale

Aus obiger Abbildung ist ersichtlich, dass Kanal 1 (0° -Phasenlage) kontinuierlich eine 11001100-Folge sendet während Kanal 2 (90° -Phasenlage) die periodische Nutzbitfolge 11110000 repräsentiert.

Das Ausgangssignal des MSM-Empfangsmoduls bei Verwendung eines 0° -Demodulationssignals (HL) ist für eine Datenrate $DR = 2.5 \text{ MBit/s}$ in Abbildung 5.27 gezeigt.

Abbildung 5.27: Demodulation mit dem 0°-Signal ($\Delta U_{11001100} = 132 \text{ mV}$)

Wird das Demodulationssignal um 90° in seiner Phasenlage verschoben, so wird im MSM-Empfangsmodul anstelle des Kanals 1 die orthogonale Sequenz 11110000 des zweiten Kanals empfangen, wie es in Abbildung 5.28 zu sehen ist.

Abbildung 5.28: Demodulation mit dem 90°-Signal ($\Delta U_{11110000} = 144 \text{ mV}$)

Da beide Kanäle mit der gleichen optischen Leistung senden, nehmen die beiden resultierenden Differenzamplituden ebenfalls annähernd das gleiche Niveau an.

Modulationsfrequenz-Multiplex

Im Folgenden soll die Flexibilität eines PMD-Empfangsmoduls hinsichtlich der Länge der Codesequenzen bzw. der Modulationsfrequenzen und in Bezug auf die realisierte Bitrate demonstriert werden. Dazu werden drei parallele Kanäle mit orthogonaler Rechteckmodulation nach dem folgenden Schema definiert.

Kanal	Modulationsfrequenz	Nutzbitfolge
1	10 MBd	11101110
2	20 MBd	11001100
3	40 MBd	00001111

Tabelle 5.3: Codierung mit variabler Modulationsfrequenz

Das daraus resultierende vierwertige Modulationssignal U_{pp} zur Ansteuerung des Lasersenders und der gemessene Verlauf des korrespondierenden optischen Signals sind nachfolgend für eine Datenrate von 5 MBit/s je Kanal anhand eines Ausschnitts veranschaulicht.

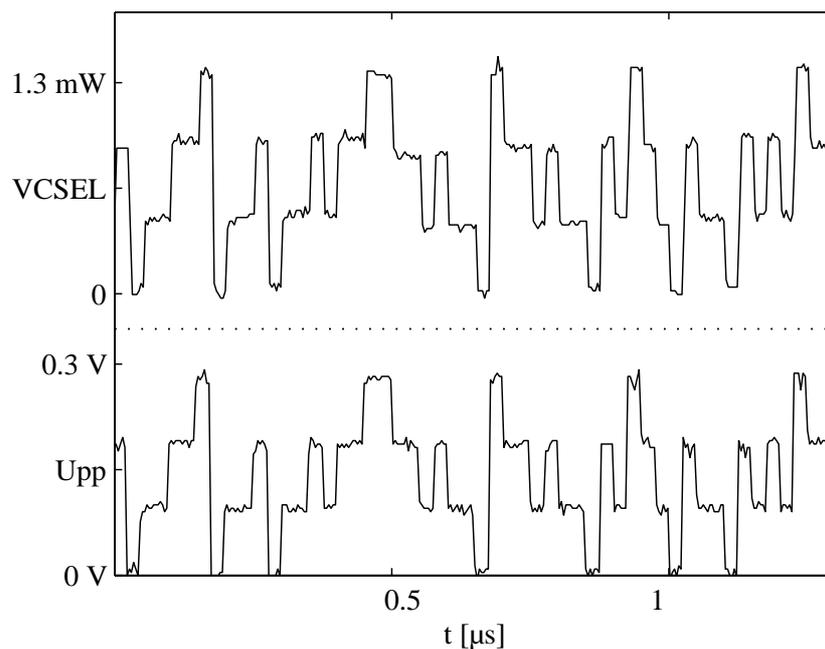
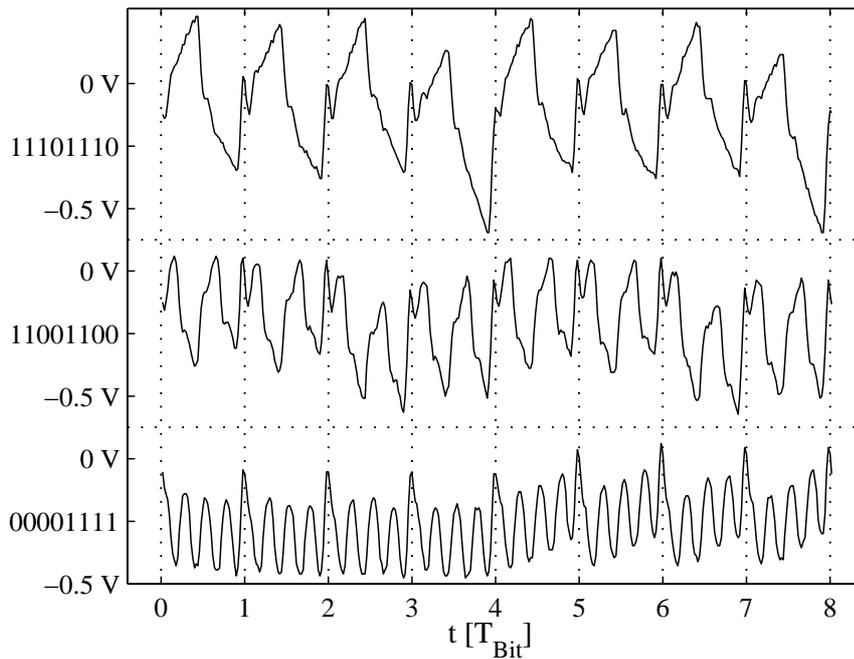
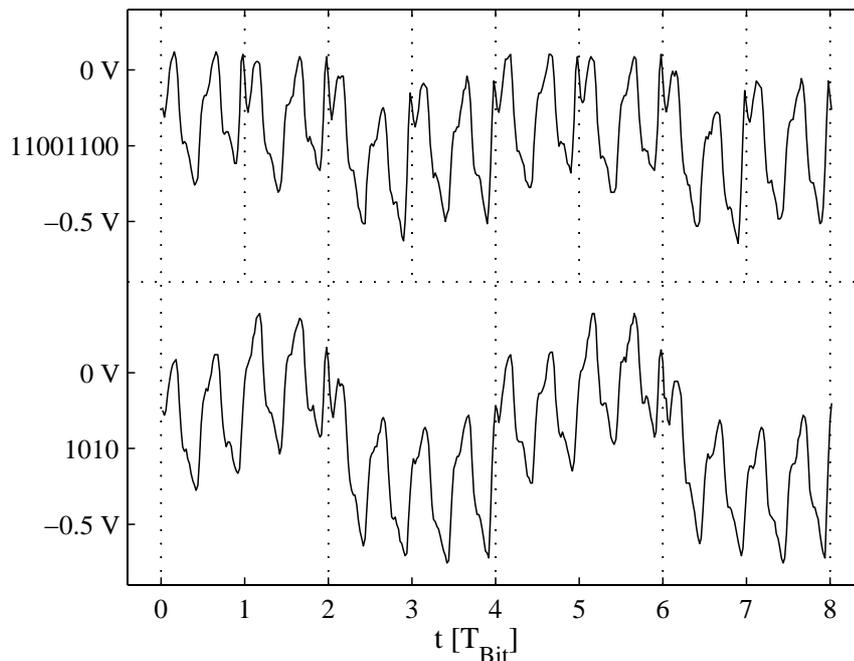


Abbildung 5.29: Summensignal bei drei Modulationsfrequenz-Multiplex-Kanälen

Aufgrund der thermischen Effekte innerhalb des VCSELs werden die vier Niveaus nicht immer exakt eingehalten. Dennoch ist der realisierte Störabstand hinreichend hoch für eine erfolgreiche Dekodierung der enthaltenen Signale. Diese Ausgangssignale der drei orthogonalen Kanäle unterschiedlicher Modulationsfrequenz sind in Abbildung 5.30 dargestellt.

Abbildung 5.30: Modulationsfrequenz-Multiplex-Empfang mit jeweils 5 *MBit/s*

Neben der Verwendung verschiedener Modulationsfrequenzen besteht darüber hinaus die Möglichkeit, innerhalb der parallelen Kanäle unterschiedliche Bitraten zu übertragen. Dazu muss lediglich die Reserate angepasst werden. In der nächsten Darstellung ist zusätzlich zum obigen Ausgangssignal des zweiten Kanals dessen Ergebnis gezeigt für den Fall, dass die Taktrate der Resetimpulse halbiert wurde. Das optische Signal und das Demodulationssignal sind jeweils identisch.

Abbildung 5.31: Kanal 2 mit 5 *MBit/s* (11001100) und 2.5 *MBit/s* (1010)

Code-Phasen-Multiplex

Die zuvor gezeigten Verfahren, Phasen-Multiplex und Modulationsfrequenz-Multiplex, können ohne Probleme kombiniert werden, da beide Verfahren ideal orthogonal zueinander sind. Im Folgenden wird anhand von simulativen Untersuchungen evaluiert, inwieweit es möglich ist, das Phasen-Multiplexverfahren zusätzlich um das vom CDMA-Verfahren bekannte Code-Multiplexverfahren zu ergänzen.

Beim Code-Multiplexverfahren werden den verschiedenen zu übertragenden Kanäle z.B. unterschiedliche PN-Codewörter zugewiesen. Als Kriterium für die Orthogonalität der verschiedenen PN-Codes kann die Kreuzkorrelationsfunktion herangezogen werden, welche für zwei PN-Folgen der Wortlänge $T_W = 32 T_{Bit}$ in Abbildung 4.3 exemplarisch gezeigt ist.

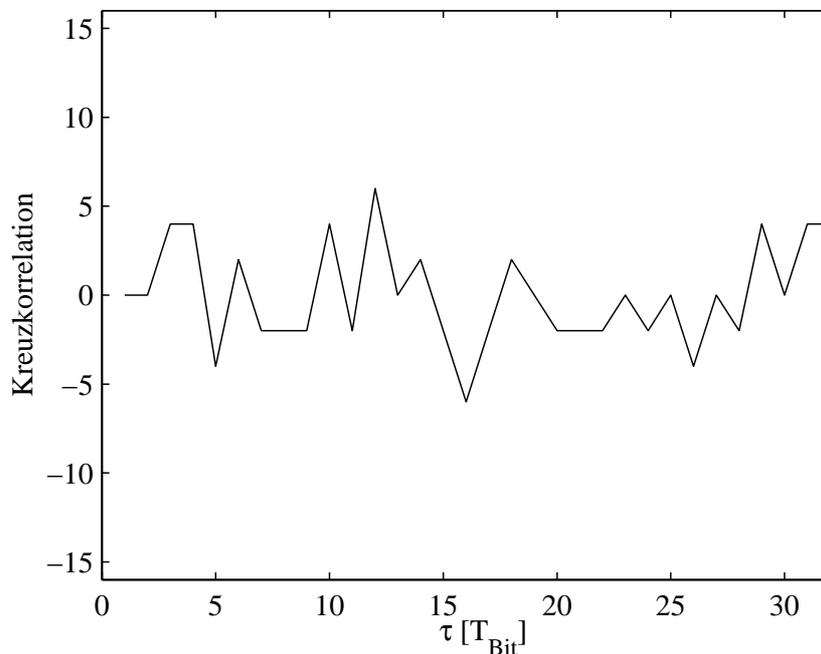


Abbildung 5.32: Verlauf der Kreuzkorrelationsfunktion zweier PN-Folgen

Es ist zu erkennen, dass die Kreuzkorrelationswerte an vielen Stellen von Null verschieden sind und somit die Orthogonalität zweier PN-Wörter nicht als ideal bezeichnet werden kann. Trotzdem sind die Nebenmaxima der Kreuzkorrelationsfunktion hinreichend klein gegenüber dem Autokorrelationswert $AK = 16$, sodass dennoch eine parallele Übertragung möglich ist. Allerdings ist die Zahl der möglichen Kanäle limitiert.

Zur quantitativen Bestimmung dieses Grenzwertes wurde im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein Simulationsmodell eines solchen Code-Phasen-Multiplexverfahrens erstellt. Darin kann die Zahl der unterschiedlichen PN-Codes und für jedes Codewort zusätzlich die Zahl der möglichen Phasenverschiebungen festgelegt werden. Als minimaler Abstand zweier Phasenlagen eines PN-Codes wurde dabei $\Delta\tau = 2 T_{Bit}$ gewählt.

In jedem Takt wird per Zufallsgenerator für jeden darzustellenden Kanal festgelegt, ob das Nutzbit “0” oder “1” übertragen werden soll und das resultierende Summensignal entsprechend berechnet. Anschließend wird die Korrelation dieses Summensignals mit jedem einzelnen Kanal ausgewertet, eine Bitentscheidung anhand des Korrelationswertes gefällt und mit dem Vorgabewert verglichen. Aufgrund der Tatsache, dass keine zusätzlichen Rauscheffekte in der Simulation berücksichtigt werden, sind alle ermittelten Bitfehler auf eine ungünstige Überlagerung der Nebenmaxima in der Kreuzkorrelationsfunktion zurückzuführen.

Die simulative Bestimmung der maximal möglichen Zahl von parallelen Kanälen wurde exemplarisch für eine Wortlänge $T_W = 64 T_{Bit}$ durchgeführt. Dazu wurde bei gegebener Zahl von PN-Codewörtern die Anzahl der zusätzlichen Phasenlagen pro PN-Wort solange sukzessive erhöht, bis die resultierende Bitfehlerrate den Wert 0.001 gerade noch nicht überschritten hat. Die resultierenden Grenzwerte sind in der folgenden Tabelle zusammengestellt.

Anzahl der Codewörter	1	2	3	4	5
Zahl der Phasenlagen	31	6	4	3	2
Maximale Kanalzahl	31	12	12	12	10

Tabelle 5.4: Anzahl der möglichen Phasenlagen in Abhängigkeit von der Zahl der unterschiedlichen PN-Folgen

Es ist zu erkennen, dass mit zunehmender Zahl der PN-Codes die Anzahl der parallelen Kanäle, welche pro PN-Folge zusätzlich phasenverschoben werden können, deutlich zurück geht. Dieser Rückgang wirkt sich dahingehend aus, dass gleichermaßen die maximale Kanalzahl mit steigender Anzahl der Codewörter sinkt.

Demnach ist es durch eine Kombination des Code- und Phasen-Multiplexverfahrens nicht möglich die Zahl der parallel zu übertragenden Kanäle im Vergleich zum reinen Phasen-Multiplexverfahren zu erhöhen.

Amplituden-Phasen-Multiplex

Nachdem zuvor nachgewiesen wurde, dass eine Kombination von Phasen- und Code-Multiplexverfahren nicht zielführend ist, wird abschließend gezeigt, dass sich eine Ergänzung des Phasen-Multiplexverfahrens mit einem zusätzlichen Amplituden-Multiplexverfahren sehr vorteilhaft auswirkt.

Beim Amplituden-Multiplexverfahren werden die verschiedenen Kanäle, die gleichzeitig mit ein und demselben Codewort übertragen werden sollen, mit unterschiedlich hoher Intensität gesendet. Die im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Vorgehensweise, wie die Decodierung des resultierenden Summensignals mit Hilfe eines PMD-MSM-Empfangsmoduls umgesetzt werden kann, wird im Folgenden vorgestellt.

Eine eindeutige Decodierung bei gleichzeitig möglichst großem Störabstand und möglichst niedriger relativer Sendeleistung der einzelnen Kanäle ist gewährleistet, wenn die Amplituden A_n nach folgender Vorschrift gewählt werden:

$$A_1 = 1, \quad A_2 = 2, \quad A_3 = 4, \quad \dots \quad A_n = 2^{n-1} \quad (5.24)$$

n : Anzahl der verschiedenen Amplituden

Für $n = 3$ unterschiedliche Sendeamplituden kann das korrespondierende Decodierschema folgendermaßen erläutert werden. Da jeder Kanal prinzipiell entweder das Nutzbit "0" oder "1" senden kann, sind insgesamt die folgenden 2^n Konstellationen möglich:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

Das Ergebnis der Korrelation des gesendeten Summensignals mit dem für die Übertragung festgelegten Codewort kann als Skalarprodukt der jeweiligen Nutzbit-Konstellation mit dem für die Codierung festgelegten Amplitudenvektor (1 2 4) dargestellt werden:

$$\begin{aligned} (1 \ 2 \ 4) \cdot \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \\ = \quad (0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7) \end{aligned}$$

Anhand dieser Berechnung wird deutlich, dass jeder möglichen Nutzbit-Konstellation ein eindeutiges Korrelationsergebnis zugeordnet werden kann. Umgekehrt kann anhand des Korrelationsergebnisses eines einzigen PMD-Pixel eindeutig zurückgeschlossen werden, welches Nutzbit jeder der drei Einzelkanäle gesendet hat.

Dieses Codierschema kann mit Hilfe eines PMD-MSM-Empfangsmoduls sehr elegant umgesetzt werden. Dazu ist es zunächst notwendig, das Differenzsignal am Ausgang des Empfangsmoduls auf das Differenzsignal, welches bei der Übertragung eines Kanals mit der Amplitude $A_1 = 1$ erzeugt wird, zu normieren. Anschließend muss das normierte Korrelationssignal einem Amplitudendiskriminator zugeführt werden, der das Ausgangssignal einem der acht Entscheidungsintervalle, wie sie in der folgenden Abbildung zusammen mit drei Korrelationssignalen dargestellt sind, zuordnet.

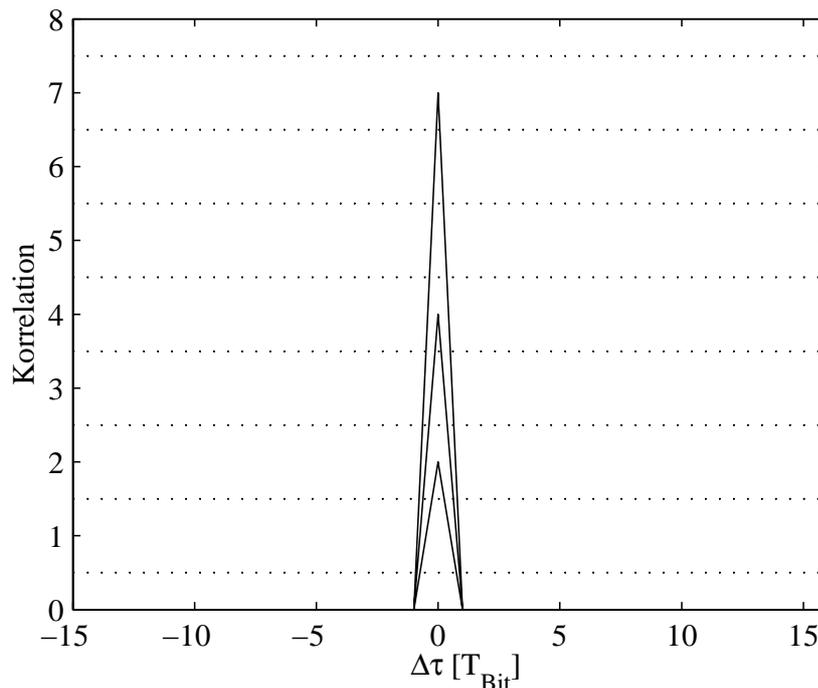


Abbildung 5.33: Verwendung eines Amplitudendiskriminators bei Realisierung eines Amplituden-Multiplexverfahrens

Aus der Zuordnung zu einem Entscheidungsintervall ergibt sich eindeutig die zugehörige Nutzbit-Konstellation der diesem Beispiel zugrunde liegenden drei Kanäle.

Somit wird deutlich, dass es für eine definierte Phasenlage unter Verwendung eines einzigen PMD-Pixels gelingt die verschiedenen parallelen Amplituden-Multiplex-Kanäle zeitgleich zu empfangen.

Zusätzlich zur gezeigten Phasenlage bei $\Delta\tau = 0$ stehen generell alle um $k \cdot 2 T_{Bit}$ verschobenen Phasenlagen zur Verfügung, wobei für sämtliche parallel gesendeten Kanäle ein einziges Codewort herangezogen wird.

Zur Bestimmung der maximal möglichen Anzahl paralleler Kanäle wurde erneut ein geeignetes Simulationsmodell entworfen. Analog zur Vorgehensweise beim Code-Phasen-Multiplex wird für jeden Kanal ein zufälliges Nutzbit festgelegt und das zugehörige Summensignal berechnet. Anschließend wird das Korrelationsergebnis dieses Summensignals mit jeder gegebenen Phasenlage des verwendeten Codewortes ausgewertet, über die Amplitudendiskrimination einem Entscheidungsintervall zugeordnet und mit der jeweiligen Nutzbit-Vorgabe verglichen.

Die Ergebnisse der Simulation eines Übertragungssystems mit 31 Phasenlagen bei einer Codewortlänge $T_W = 64 T_{Bit}$ sind in nachfolgender Tabelle festgehalten.

Anzahl der Amplituden	1	2	3	4	5	6
Mittlerer Diskriminationsfehler	0.016	0.016	0.021	0.032	0.051	0.085
Bitfehlerrate	0	0	0	0	0	0.008

Tabelle 5.5: Bitfehlerrate und mittlerer Diskriminationsfehler in Abhängigkeit der Amplitudenzahl

Es zeigt sich, dass mit zunehmender Amplitudenzahl der mittlere Diskriminationsfehler, d.h. die mittlere Abweichung zwischen resultierendem Korrelationswert und dem theoretischen Wert, ansteigt. Erst bei der Überlagerung von sechs unterschiedlichen Amplituden mit jeweils 31 Phasenlagen werden die Abweichungen so groß, dass der ermittelte Korrelationswert hin und wieder einem falschen Entscheidungsintervall zugeordnet wird und somit eine von Null verschiedene Bitfehlerrate auftritt.

In der Praxis muss sich erst noch herausstellen, ob ein reales System diesen theoretischen Wert erzielen kann, da in diesem Fall Rauscheffekte auftreten können, welche die Bitentscheidung zusätzlich beeinflussen. Außerdem muss in einem realen Übertragungssystem sicher gestellt werden, dass das PMD-MSM-Empfangsmodul linear arbeitet, ohne dass das aufintegrierte Auslesesignal die weitere Ladungsträgergenerierung hemmt.

Zusammenfassend werden durch eine Kombination eines Phasen-Multiplexverfahrens mit einem Amplituden-Multiplexverfahren drei Vorteile erzielt:

1. Für die Erzeugung der verschiedenen Modulations- und Demodulationssignale kann ein und dasselbe Codewort verwendet werden.
2. Die Zahl der parallel zu übertragenden Kanäle kann gegenüber einem reinen Phasen-Multiplexverfahren deutlich erhöht werden.
3. Mit einem einzigen PMD-Pixel können die Daten von mehreren, parallel gesendeten Kanälen gleichzeitig empfangen werden.

Darüber hinaus besteht selbstverständlich die Möglichkeit ein Übertragungssystem zu realisieren, welches zusätzlich ein Modulationsfrequenz-Multiplexverfahren umfasst. Damit ist es möglich einen Übertragungskanal mit einem speziellen, eindeutigen Codewort für die Autosynchronisation zu reservieren.

6 Ausblick

Hinsichtlich der Kfz-Außenraumüberwachung rücken neben den in dieser Arbeit beschriebenen Anwendungen Precrash-Detektion und Stop&Go zukünftig weitere Funktionalitäten in den Fokus der Automobilindustrie, wie sie exemplarisch in der folgenden Grafik veranschaulicht sind.

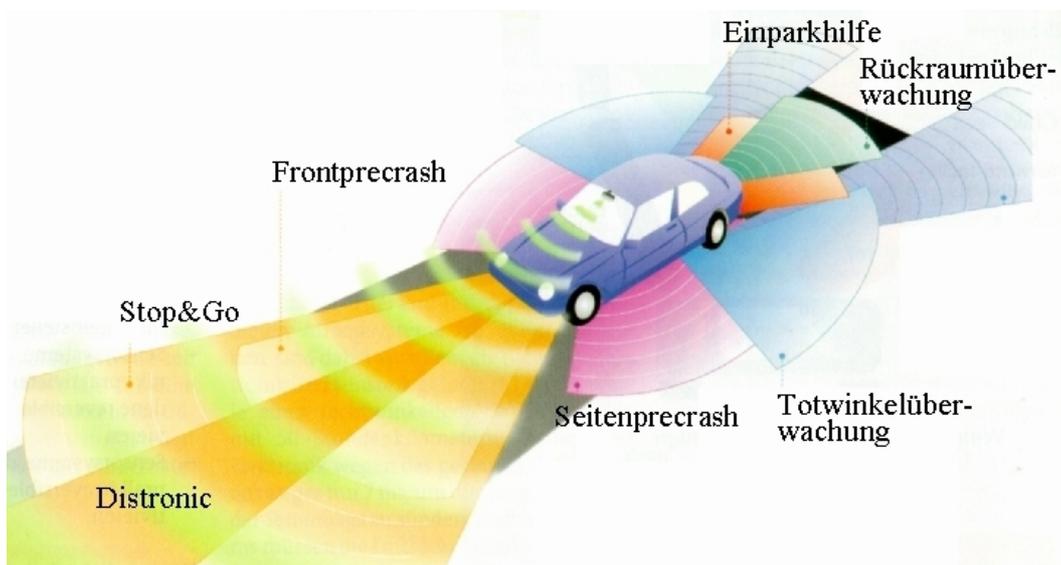


Abbildung 6.1: Omnidirektionale Sensorfusion

Anhand der vielfältigen Aufgabenstellungen und den daraus abzuleitenden, unterschiedlichen Anforderungen an die Sensorcharakteristika (Reichweite, laterale Auflösung, Bildwiederholrate) wird deutlich, dass ein einzelnes Sensorkonzept zur Bewältigung dieser Aufgabenstellung nicht ausreichen wird.

Vielmehr geht die allgemeine Erwartung dahin, dass sich zukünftig in zunehmendem Maße eine Sensorfusion basierend auf den verschiedenen Sensortechnologien Mikrowellenradar, Ultraschall, sowie optische Sensorik etablieren wird. Auf diese Weise können z.B. die hohen Reichweiten des Mikrowellenradars mit dem Potenzial der optischen Sensorik in Bezug auf den möglichen Einsatz von Bildverarbeitungsmethoden kombiniert werden.

Aufgrund des im Rahmen dieser Arbeit präsentierten Entwicklungsstandes der PMD-Sensorik kann davon ausgegangen werden, dass die PMD-Technologie eine der zentralen Komponenten in der zukünftigen omnidirektionalen Sensorfusion darstellen wird.

Die Ergebnisse der Untersuchungen in Bezug auf den Einsatz der PMD-Technologie als Empfangsmodul in lichtwellenleiterbasierten Übertragungsnetzwerken zeigen, dass sich bereits mit der vorliegenden ersten Generation einer MSM-Empfangsplatine verschiedene Varianten von Multiplex-Übertragungsverfahren realisieren lassen. Die Zielsetzung zukünftiger Anstrengungen besteht darin, die Empfindlichkeit von PMD-Empfangsmodulen zu optimieren und so die Anzahl der Kanäle zu maximieren, die bei einer gegebenen Datenrate gleichzeitig übertragen werden können, ohne dass eine definierte Bitfehlerrate überschritten wird.

Zu diesem Zweck ist es erforderlich das Platinendesign der kommenden PMD-MSM-Generationen in verschiedenen Punkten gegenüber der aktuellen Variante zu überarbeiten. Zum einen sollte die verwendete Ansteuer- und Ausleseschaltung im Hinblick auf die beschriebenen Unsymmetrien im Aufbau optimiert werden, damit eine lineare Funktionalität gewährleistet werden kann. Diese Prämisse wird die Realisierung eines Übertragungssystems ermöglichen, welches eine Kombination aus Phasen-, Amplituden- und Modulationsfrequenz-Multiplex umfasst und darüber hinaus eine flexible Wahl der Datenrate individuell für jeden Kanal erlaubt.

Zum anderen kann die Empfindlichkeit der MSM-Diode bzw. des gesamten Empfangsmoduls wesentlich gesteigert werden, indem die in Abschnitt 5.2.4 diskutierten Verbesserungspotenziale umgesetzt werden. Insbesondere die Verwendung einer kleineren Speicherkapazität sowie die Integration eines rauscharmen Verstärkers versprechen eine wesentliche Performancesteigerung.

Damit sind die Voraussetzungen erfüllt, um mit Hilfe der PMD-Technologie ein hochparalleles, ausfallsicheres Bussystem für Kfz-Anwendungen realisieren zu können.

7 Anhang

7.1 Sensitivitätsanalyse

Wie in Abschnitt 2.1.3 beschrieben, wirken sich die poissonverteilten Rauscheffekte am stärksten auf die statistische Verteilung der Entfernungswerte aus. Im Folgenden wird hergeleitet, welchem funktionellen Zusammenhang die Standardabweichung der Phasenverzögerung beim Modulationsinterferometrierverfahren unter Berücksichtigung des Photonen- und Schrotrauschens genügt.

Aus Kapitel 1.1 sind die Bestimmungsgleichungen des IQ-Verfahrens zur Evaluierung der Phasenverzögerung

$$\varphi = \arctan\left(\frac{N_c - N_d}{N_a - N_b}\right) = \arctan(x)$$

aus den Korrelationssignalen

$$\begin{aligned}N_a &= H + M \cos(\varphi) \\N_b &= H - M \cos(\varphi) \\N_c &= H + M \sin(\varphi) \\N_d &= H - M \sin(\varphi)\end{aligned}$$

bekannt.

Nach dem Fehlerfortpflanzungsgesetz gilt für die Standardabweichung σ_φ :

$$\sigma_\varphi^2 = \sum_{n=a,b,c,d} \left(\frac{\partial\varphi}{\partial N_n}\right)^2 \sigma_{N_n}^2 = \left(\frac{\partial\varphi}{\partial x}\right)^2 \cdot \sum_{n=a,b,c,d} \left(\frac{\partial x}{\partial N_n}\right)^2 \sigma_{N_n}^2$$

Da das Photonen- und Schrotrauschen der Poissonverteilung genügt, sind die Standardabweichungen der verschiedenen Korrelationssignale N_n gemäß Gleichung 2.22 wie folgt von der Anzahl der erzeugten und transportierten Ladungen abhängig:

$$\begin{aligned}\sigma_{N_a} &= \sqrt{H + M \cos(\varphi)} \\ \sigma_{N_b} &= \sqrt{H - M \cos(\varphi)} \\ \sigma_{N_c} &= \sqrt{H + M \sin(\varphi)} \\ \sigma_{N_d} &= \sqrt{H - M \sin(\varphi)}\end{aligned}$$

Die partielle Ableitung $\frac{\partial \varphi}{\partial x}$ berechnet sich zu

$$\frac{\partial \varphi}{\partial x} = \frac{1}{1+x^2} = \frac{1}{1 + \frac{(N_c - N_d)^2}{(N_a - N_b)^2}} = \cos^2 \varphi.$$

Für die partiellen Ableitungen $\frac{\partial x}{\partial N_n}$ gilt:

$$\begin{aligned} \frac{\partial x}{\partial N_a} &= \frac{(N_d - N_c)}{(N_a - N_b)^2} = \frac{-\sin \varphi}{2M \cos^2 \varphi} \\ \frac{\partial x}{\partial N_b} &= \frac{(N_c - N_d)}{(N_a - N_b)^2} = \frac{\sin \varphi}{2M \cos^2 \varphi} \\ \frac{\partial x}{\partial N_c} &= \frac{1}{(N_a - N_b)} = \frac{1}{2M \cos \varphi} \\ \frac{\partial x}{\partial N_d} &= \frac{-1}{(N_a - N_b)} = \frac{-1}{2M \cos \varphi} \end{aligned}$$

Somit kann die Standardabweichung σ_φ^2 ermittelt werden:

$$\begin{aligned} \sigma_\varphi^2 &= \left(\frac{\partial \varphi}{\partial x} \right)^2 \cdot \sum_{n=a,b,c,d} \left(\frac{\partial x}{\partial N_n} \right)^2 \sigma_{N_n}^2 \\ &= \cos^2 \varphi \cdot \left[\left(\frac{-\sin \varphi}{2M \cos^2 \varphi} \right)^2 \sigma_{N_a}^2 + \left(\frac{\sin \varphi}{2M \cos^2 \varphi} \right)^2 \sigma_{N_b}^2 \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{1}{2M \cos \varphi} \right)^2 \sigma_{N_c}^2 + \left(\frac{-1}{2M \cos \varphi} \right)^2 \sigma_{N_d}^2 \right] \\ &= \frac{1}{4M^2} \left(\sin^2 \varphi (\sigma_{N_a}^2 + \sigma_{N_b}^2) + \cos^2 \varphi (\sigma_{N_c}^2 + \sigma_{N_d}^2) \right) \\ &= \frac{1}{4M^2} \left(\sin^2 \varphi 2H + \cos^2 \varphi 2H \right) \\ &= \frac{H}{2M^2} \end{aligned}$$

Diese im Rahmen dieser Dissertation gefundene Herleitung stellt die Grundlage für das in [Lang00] veröffentlichte, experimentell ermittelte Ergebnis dar.

Mit Hilfe obiger Formel für die Standardabweichung der Phasenverzögerung kann die Implementierung des in Kapitel 2 vorgestellten Modells des PMD-Gesamtsystem verifiziert werden. Zu diesem Zweck wurde zunächst die Signalleistung konstant gehalten ($M = 3000$ Elektronen) und die Standardabweichung aufgrund des Photonen- und Schrotrauschens in Abhängigkeit der Zahl der Hintergrundelektronen evaluiert.

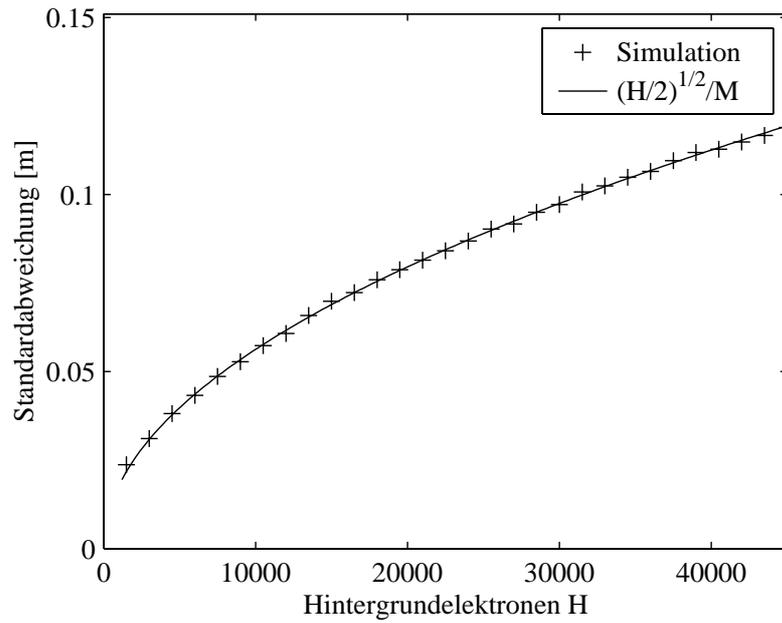


Abbildung 7.1: Standardabweichung als Funktion der Zahl der Hintergrundelektronen bei 3000 Signalelektronen

Anschließend wurde die Simulation dahingehend abgeändert, dass die Hintergrundleistung ($H = 6000$ Elektronen) festgehalten und die Zahl der resultierenden Signalelektronen variiert wurde.

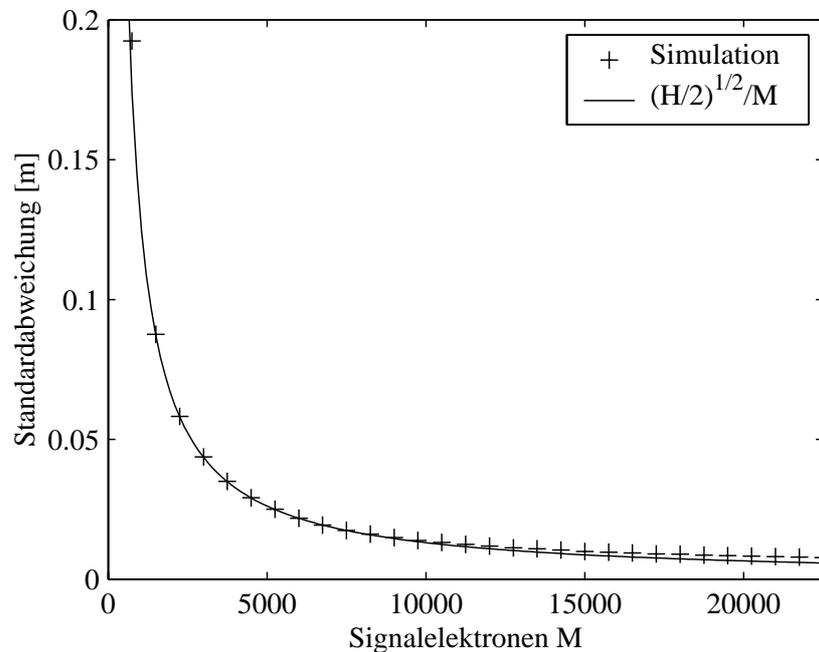


Abbildung 7.2: Standardabweichung als Funktion der Zahl der Signalelektronen bei 6000 Hintergrundelektronen

Aus beiden Darstellungen ist ersichtlich, dass die Ergebnisse der Simulation hervorragend mit der Theorie übereinstimmen.

7.2 Fizeau-Experiment

Eine mögliche Variante des Experiments nach Fizeau, wie es in [LeSS79] beschrieben wird, ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

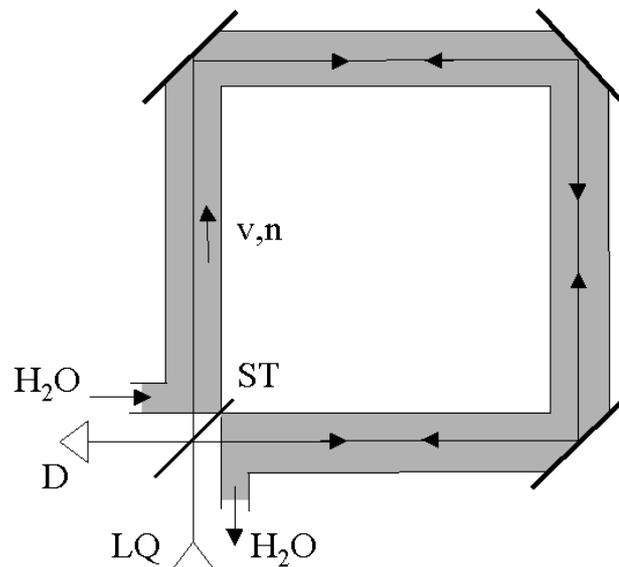


Abbildung 7.3: Prinzipieller Aufbau des Fizeau-Experiments

Von einer Lichtquelle LQ werden über einen Strahlteiler ST zwei entgegengesetzt umlaufende Lichtsignale in das stationäre Interferometer eingekoppelt. Die Lichtausbreitung erfolgt dabei in einem Medium mit Brechungsindex n (z.B. Wasser), welches sich mit der Geschwindigkeit v im Uhrzeigersinn innerhalb des Interferometers bewegt. Diese Bewegung führt dazu, dass die beiden Signale unterschiedlich lange brauchen bis sie den Strahlteiler erneut erreichen. Die resultierende Verschiebung der Interferenzfigur ist proportional zur Geschwindigkeit v des Mediums und kann mit Hilfe des Detektors D bestimmt werden.

Im Gegensatz zum Faserkreisel ist der Sender beim Fizeau-Experiment nicht starr an das Medium gekoppelt¹. Durch die Relativbewegung zwischen Sender und Medium tritt eine Dopplerverschiebung auf, wodurch die Frequenz des Lichts von einem mitbewegten Beobachter verringert (Uhrzeigersinn) oder erhöht (Gegenuhrzeigersinn) wahrgenommen wird. Daher kann es bei einem dispersionsbehafteten Medium zu Schwankungen des effektiven Brechungsindex für die verschiedenen Umlaufsinn kommen.

Ohne Berücksichtigung dieser Dispersionseffekte (zur genaueren Betrachtung siehe [Jack67]) kann die Formel für den Fizeau-Effekt für den Zeitunterschied zwischen den beiden entgegengesetzt umlaufenden Signalen wie folgt hergeleitet werden.

¹Dieser Unterschied begründet stichhaltig, dass der Faserkreisel nicht durch den Fizeau-Effekt beschrieben werden darf, sondern auf dem Sagnac-Effekt beruht.

Je nach Ausbreitungsgeschwindigkeit im ruhenden Interferometer der Länge L resultieren unterschiedliche Laufzeiten T_{\pm} für die beiden Umlaufsinne:

$$T_- = \frac{L}{u_+} \quad (7.1)$$

$$T_+ = \frac{L}{u_-} \quad (7.2)$$

Die beiden Geschwindigkeiten u_+ und u_- ergeben sich über die relativistische Geschwindigkeitsaddition aus Formel 5.3. Damit kann der Zeitunterschied ΔT_F zwischen dem erneuten Eintreffen der beiden entgegengesetzt umlaufenden Signale am Strahlteiler berechnet werden:

$$\begin{aligned} \Delta T_F &= L \left(\frac{1}{u_-} - \frac{1}{u_+} \right) = L \left(\frac{1 - \frac{v}{c}}{\frac{c}{n} - v} - \frac{1 + \frac{v}{c}}{\frac{c}{n} + v} \right) = L \left(\frac{2v - \frac{2v}{n^2}}{\frac{c^2}{n^2} - v^2} \right) \\ &= \frac{2vL}{c^2} \cdot n^2 \left(1 - \frac{1}{n^2} \right) \left(1 - \frac{v^2 n^2}{c^2} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (7.3)$$

Der Faktor $\left(1 - \frac{1}{n^2} \right)$ wird allgemein als ‘‘Fresnelscher Mitführungskoeffizient’’ bezeichnet.

Der Vergleich mit Formel 5.8 für den Sagnac-Effekt liefert zwei interessante Unterschiede:

1. Die Größe des Fizeau-Effektes ist keine Funktion der eingeschlossenen Fläche, sondern lediglich abhängig von der Länge des Interferometers.
2. Der Zeitunterschied ΔT_F ist eine Funktion des Brechungsindex des bewegten Mediums. Für das Medium Luft mit einem Brechungsindex $n \approx 1$ ergibt sich für beide Umlaufsinne die Ausbreitungsgeschwindigkeit c und es tritt praktisch kein Laufzeitunterschied auf (siehe [Somm64]).

7.3 Bestrahlungsstärke auf der MSM-Diode

Zur Bestimmung der Bestrahlungsstärke E_0 am Ort der MSM-Diode für einen definierten Abstand zur Endfläche der beleuchtenden Glasfaser kann das im Folgenden beschriebene Verfahren angewendet werden. Zunächst wird die Intensitätsverteilung der Laserstrahlung in derjenigen Ebene ermittelt, in der sich die MSM-Diode befindet.

Als Maß für die relative Lichtintensität kann dabei die Differenzamplitude ΔU_{10} am Ausgang der Empfangsplatine herangezogen werden. Über die zur Verfügung stehende Verschiebeeinrichtung wird die Glasfaser in definierten Schritten aus der Nullposition der Maximallichtleistung bewegt und der jeweilige Wert $\Delta U_{10}(x)$ bzw. $\Delta U_{10}(y)$ festgehalten. Dieses Vorgehen resultiert in den beiden nachfolgend dargestellten Graphiken für die x- bzw. y-Richtung.

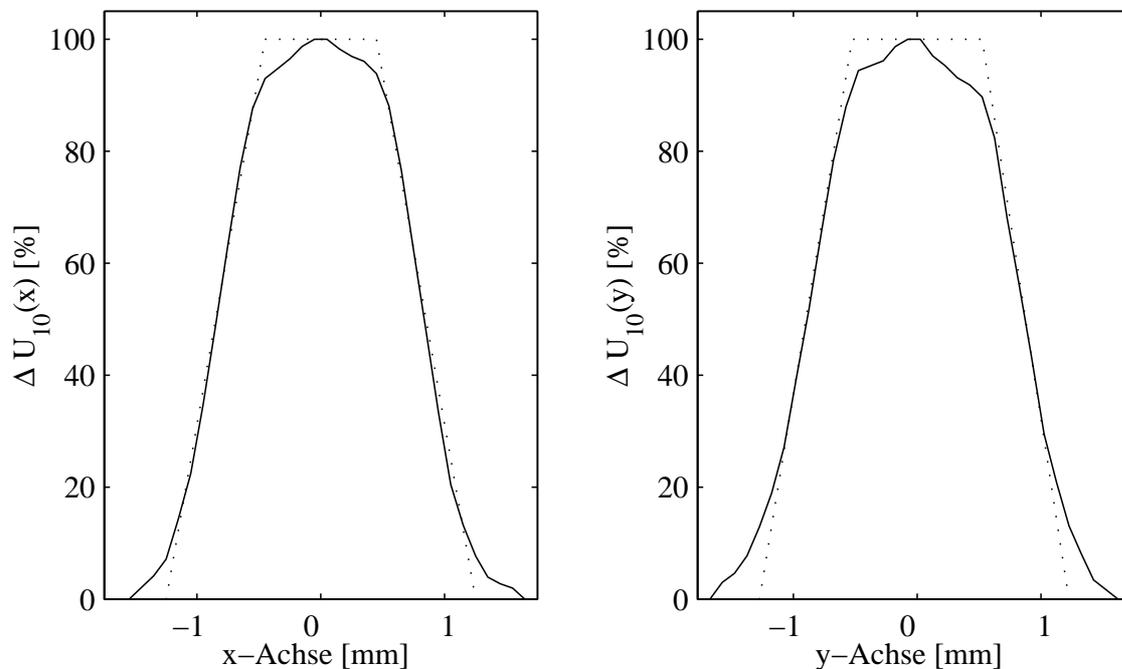


Abbildung 7.4: Intensitätsprofil des Beleuchtungspots in der Ebene der MSM-Diode

Es wird deutlich, dass der für den Grenzabstand eingestellte Beleuchtungspot einen wesentlich größeren Durchmesser als die MSM-Diode ($d = 300 \mu\text{m}$) aufweist. Demzufolge fällt lediglich ein Bruchteil der Gesamtleistung auf die MSM-Diode ein.

Gemeinsam mit den gemessenen Intensitätsprofilen ist jeweils ein idealisiertes Profil in Form eines Trapezes eingezeichnet, mit dem die reale Intensitätsverteilung angenähert werden soll. Unter der Voraussetzung, dass die MSM-Diode auf die maximale Bestrahlungsstärke E_0 eingestellt wird, ist es möglich eine Beziehung zwischen der auf die MSM-Diode einfallenden Bestrahlungsstärke E_{MSM} und der gesamten Lichtleistung P_F am Ausgang der PCS-Faser abzuleiten.

Aufgrund der symmetrischen Verteilung der Lichtleistung am Ausgang einer Multimode-Faser kann der Verlauf der Intensitätsverteilung in der xy -Ebene wie folgt dargestellt werden.

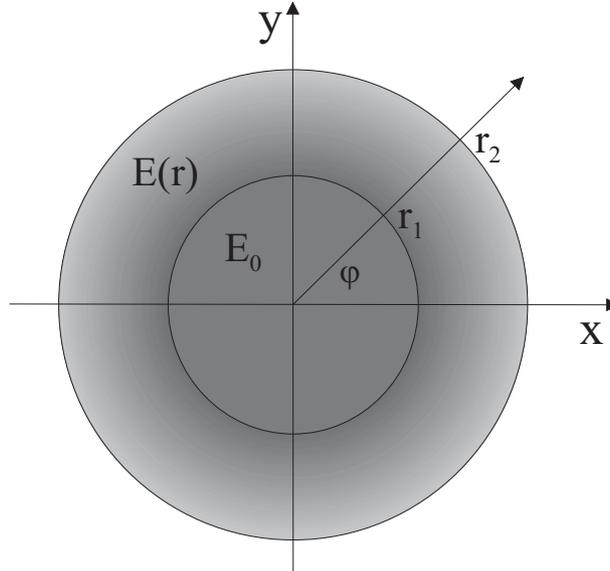


Abbildung 7.5: Radialsymmetrische Verteilung der Bestrahlungsstärke

Der bereits in Abbildung 7.4 dargestellte, näherungsweise lineare Abfall der Bestrahlungsstärke $E(r)$ im Bereich $r_1 < r < r_2$ ist in obiger Abbildung zusammen mit dem konstanten Wert E_0 graphisch veranschaulicht und kann mit Hilfe der Polarkoordinaten allgemein formuliert werden.

$$E(r) = m \cdot r + b \quad (7.4)$$

Mit den beiden Randbedingungen

$$E(r_1) = m \cdot r_1 + b = E_0 \quad \text{und} \quad E(r_2) = m \cdot r_2 + b = 0 \quad (7.5)$$

können die Parameter m und b zu

$$m = \frac{E_0}{r_1 - r_2} \quad \text{und} \quad b = -\frac{E_0}{r_1 - r_2} r_2 \quad (7.6)$$

bestimmt werden.

Die gesuchte Geradengleichung nimmt demnach die folgende Form an:

$$E(r) = \frac{E_0}{r_1 - r_2} (r - r_2) \quad (7.7)$$

Die gesamte Lichtleistung P_F am Ausgang der Glasfaser ergibt sich aus dem Flächenintegral über die radialsymmetrische Bestrahlungsstärke $E(r)$ wie folgt:

$$\begin{aligned} P_F &= \int_0^{2\pi} \int_0^{r_1} E_0 r dr d\varphi + \int_0^{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} E(r) r dr d\varphi \\ &= 2\pi \int_0^{r_1} E_0 r dr + 2\pi \int_{r_1}^{r_2} \frac{E_0}{r_1 - r_2} (r - r_2) r dr \\ &= \frac{\pi E_0}{r_1 - r_2} \left(r_1^3 - r_1^2 r_2 + \frac{2r_2^3}{3} - r_2^3 - \frac{2r_1^3}{3} + r_1^2 r_2 \right) \\ &= \frac{\pi E_0}{3} (r_1^2 + r_1 r_2 + r_2^2) \end{aligned} \tag{7.8}$$

Unter der Voraussetzung, dass die MSM-Diode tatsächlich auf die maximale Bestrahlungsstärke E_0 justiert ist, konnte somit der gesuchte Zusammenhang zwischen der gesamten Ausgangsleistung P_F und der auf die MSM-Diode einfallenden Bestrahlungsstärke $E_{MSM} = E_0$ gefunden werden.

Literaturverzeichnis

- [AGPD93] ATHES, J.P.; GARCIA, P.; PIERCE, J.T.; DRESSENDORFER, P.V.: *Non-scanned LADAR imaging and applications*, "Applied Laser Radar Technology", SPIE Vol. 1936, S. 11-22, 1993.
- [Albr01] ALBRECHT, M.: *PMD-Modulationsverfahren für eine 3D-Vermessung im Kfz-Außenraum*, Diplomarbeit, DaimlerChrysler AG und Universität Siegen, Institut für Nachrichtenverarbeitung (INV), 2001.
- [Bart01] BARTHOLDY, F.: *IEEE 1394 als neuer Multimediabus im Auto?*, "Elektronik", Ausgabe 12, S.66, 2001.
- [BoDe00] BOVERIE, S.; DEVY, M. ET AL.: *3D Perception for Vehicle Inner Space Monitoring*, Hrsg. Krüger S. und Gessner W., "AMAA - Advanced Microsystems for Automotive Applications 2000", Springer Verlag, S. 157-162, Berlin, 2000.
- [BöRo92] BÖHM, K.; RODLOFF, R.: *Optical Rotation Sensors*, Hrsg. W. Göpel et al, "Sensors - A Comprehensive Survey", Vol. 6, VCH Verlagsgesellschaft mbH, S. 421-465, Weinheim, 1992.
- [BSDH01] BUXBAUM, B.; SCHWARTE, R.; DAVID, K.; HILDEBRAND, M. ET AL.: *Wireless infrared LAN based on optical CDMA using a new high speed correlation receiver (MSM-PMD)*, SPIE-Optical Wireless Communication IV, ITCOM 2001, Denver, 2001.
- [BSRG01] BUXBAUM, B.; SCHWARTE, R.; RINGBECK, T.; GROTHOF, M.: *MSM-PMD as correlation receiver in a new multidimensional ranging system*, SPIE-Laser Radar Techniques, Remote Sensing 2001, Toulouse, 2001.
- [BuSc99] BUXBAUM, B.; SCHWARTE, R.: *Charge Transfer Simulation in PMD-Structures*, "Sensor'99 - Sensors, Transducers & Systems", Vol. 2, S. 427-432, Nürnberg, 1999.
- [BuSS00] BUXBAUM, B.; SCHWARTE, R.; SCHNEIDER, B. ET AL.: *Optisches CDMA auf Basis der PMD-Technologie*, Fachtagung "Optik in der Rechen-technik 2000", Hagen, 2000.

- [Buxb02] BUXBAUM, B.: *Optische Laufzeitentfernungsmessung und CDMA auf Basis der PMD-Technologie mittels phasenvariabler PN-Modulation*, "ZESS-Forschungsberichte", No. 17, Dissertation, Universität Siegen, Institut für Nachrichtenverarbeitung (INV), Shaker Verlag, S. 82ff, Siegen, 2002.
- [DIN98] DIN DEUTSCHES INSTITUT FÜR NORMUNG E.V. (HRSG.): *Laser - Sicherheitstechnische Festlegungen für Lasergeräte und -anlagen*, DIN-VDE-Taschenbuch 508, DKE-Auswahlreihe, VDE-Verlag GMBH, Beuth, 1998.
- [EiMa00] EISENMANN, L.; MARSCHNER, C. ET AL.: *The BMW SBE2 Child Seat Detection System*, Hrsg. Krüger S. und Gessner W., "AMAA - Advanced Microsystems for Automotive Applications 2000", Springer Verlag, S. 152/153, Berlin, 2000.
- [Foss93] FOSSUM, E.R.: *Active Pixel Sensors: Are CCD's Dinosaurs?*, "CCD's and Optical Sensors II", SPIE Vol. 1900, S. 2-14, 1993.
- [GVHS00] GULDEN, P.; VOSSIEK, M.; HEIDE, P.; SCHWARTE, R.: *Application of the Photoelectronic Mixing Device to Optical Measurement of Presence, Distance and Velocity*, European Microwave Week 2000, S. 108f, Paris, 2000.
- [GVHS01] GULDEN, P.; VOSSIEK, M.; HEIDE, P.; SCHWARTE, R.: *Novel Opportunities for Optical Level Gauging and 3D-Imaging with the Photoelectronic Mixing Device*, "IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference", Budapest, 21.-23. Mai, 2001.
- [Hein01] HEINZEN, J.: *Erstellung eines Simulationsmodells für ein PMD-Gesamtsystem unter Berücksichtigung flexibler Programmstrukturen und Erweiterbarkeit*, Diplomarbeit, DaimlerChrysler AG und Fachhochschule Trier, Fachbereich Elektrotechnik, 2001.
- [HeSc99] HEINOL, H.; SCHWARTE, R.: *Photomischdetektor erfasst 3D-Bilder*, "Elektronik", Ausgabe 12, 1999.
- [HoWe98] HOLZ, M.; WEIDEL, E.: *Night Vision Enhancement System Using Diode Laser Headlights*, "Electronics for Trucks and Buses" (SP-1401), 1998.
- [HSBN99] HALLDORSSON, T.; SCHMITT, N.P.; BAUER, K.; NEUMANN, H.: *Diode-pumped solid-state ring laser gyroscope*, Patentschrift WO 96/24971, Inhaber DaimlerChrysler AG, 1999.
- [Hupp00] HUPPERTZ, J.: *2-D CMOS Bildsensorik mit integrierter Signalverarbeitung*, Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität - Gesamthochschule Duisburg, S.147f, 2000.

- [KrHT98] KRIESEL, W.; HEIMBOLD, T.; TELSCHOW, D.: *Bustechnologien für die Automation*, Hüthig Verlag, S. 63, Heidelberg, 1998.
- [Jack67] JACKSON, J.D.: *Classical Electrodynamics*, John Wiley & Sons Inc, 6. Auflage, S. 362f, New York, May 1967.
- [Lang00] LANGE, R.: *3D Time-of-Flight Distance Measurement with Custom Solid-State Image Sensors in CMOS/CCD-Technology*, Dissertation, Universität Siegen, Institut für Nachrichtenverarbeitung (INV), 2000.
- [LeSS79] LEEB, W.R.; SCHIFFNER, G.; SCHEITERER, E.: *Optical fiber gyroscopes: Sagnac or Fizeau effect?*, 1979, Hrsg. R.B. Smith, "Selected Papers on Fiber Optic Gyroscopes", SPIE Milestone Series, Vol. MS 8, SPIE Optical Engineering Press, S. 85-87, Washington, 1989.
- [Lemm01] LEMME, H.: *Optische Signale von Chip zu Chip*, "Elektronik", Ausgabe 12, S. 47, 2001.
- [LSBS99] LANGE, R.; SEITZ, P.; BIBER, A.; SCHWARTE, R.: *Time-of-flight range imaging with a custom solid-state image sensor*, "EUROPTO Conference on Laser Metrology and Inspection", SPIE Vol. 3823, S. 180-191, München, Juni 1999.
- [Marg98] MARGANITZ, A.: *Doppler-Effekt Geschwindigkeitssensor*, "tm - Technisches Messen 65", Oldenburg Verlag, S. 445-451, 1998.
- [Mest95] MESTDAGH, D.J.G.: *Fundamentals of Multiaccess Optical Fiber Networks*, Artech House Inc., S. 341ff, 1995.
- [Park00] PARK, S.-B.: *Optische Kfz-Innenraumüberwachung*, Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität - Gesamthochschule Duisburg, S.13f, 2000.
- [Post67] POST, E.J.: *Sagnac Effect*, Reviews of Modern Physics, Vol.39 No.2, S. 475ff, April 1967.
- [Post71] POST, E.J.: *Interferometric Path-Length Changes Due to Motion*, 1971, Hrsg. R.B. Smith, "Selected Papers on Fiber Optic Gyroscopes", SPIE Milestone Series, Vol. MS 8, SPIE Optical Engineering Press, S. 79f, Washington, 1989.
- [Pran92] PRANK, U.: *Metall-Halbleiter-Metall Reflexionsmodulatoren und Photodetektoren für die Mikrowellen-Optoelektronik*, "VDI Fortschrittberichte", No. 153, Reihe 9, Dissertation, VDI Verlag, 1992.
- [RiBu99] RINGBECK, T.; BUXBAUM, B.: *Layoutoptimierte PMD-Strukturen für die schnelle 3D-Erfassung*, Tagungsband DGZfP/GMA - "Optische Formerrfassung", VDI/VDE-GMA, Stuttgart, 1999.

- [Roge91] ROGERS, D.L.: *Integrated Optical Receivers using MSM Detectors*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 9, No. 12, S. 1635-1638, December, 1991.
- [Roja96] ROJAS, R.: *Theorie der neuronalen Netze*, 4. korrigierter Nachdruck, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1996.
- [Rume86] RUMELHART, D.: *Learning representations by backpropagating errors.*, Nature 323, 1986.
- [Sale89] SALEHI, J.A.: *Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks – Part I: Fundamental Principles*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, No. 8, S. 824-833, August 1989.
- [SaBr89] SALEHI, J.A.; BRACKETT, C.A.: *Code Division Multiple-Access Techniques in Optical Fiber Networks – Part II: Systems Performance Analysis*, IEEE Transactions on Communications, Vol. 37, No. 8, S. 834-842, August 1989.
- [SaTe91] SALEH, B.E.A.; TEICH, M.C.: *Fundamentals of Photonics*, John Wiley & Sons Inc., S. 674f, New York, 1991.
- [SaWH90] SALEHI, J.A.; WEINER, A.M.; HERITAGE, J.P.: *Coherent Ultrashort Light Pulse Code-Division Multiple Access Communication Systems*, Journal of Lightwave Technology, Vol. 8, No. 3, S. 478-491, 1990.
- [ScBu00] SCHWARTE, R.; BUXBAUM, B. ET AL.: *New Powerful Sensory Tool in Automotive Safety Systems Based on PMD-Technology*, Hrsg. Krüger S. und Gessner W., "AMAA - Advanced Microsystems for Automotive Applications 2000", Springer Verlag, S. 181ff, Berlin, 2000.
- [ScHe97] SCHWARTE, R.; HEINOL, H. ET AL.: *Schnelle und einfache optische Formerfassung mit einem neuartigen Korrelations-Photodetektor-Array*, Vortrag auf der DGZfP-GMA-Fachtagung "Optische Formerfassung", Langen, 28./29. April, 1997.
- [ScHe98] SCHWARTE, R.; HEINOL, H. ET AL.: *Neuartige 3D-Visionssysteme auf der Basis Layout-optimierter PMD-Strukturen*, "tm - Technisches Messen 65", Oldenburg Verlag, S. 264-270, 1998.
- [Schn97] SCHNEIDER, B.: *Approximation des erzeugten Drehmoments eines Verbrennungsmotors mit Hilfe rekurrenter neuronaler Netze*, Diplomarbeit, Daimler-Benz AG und Universität Würzburg (Physik/Informatik), 1997.
- [Schw97] SCHWARTE, R.: *Verfahren und Vorrichtung zur Bestimmung der Phasen- und/oder Amplitudeninformation einer elektromagnetischen Welle*, Patentschrift DE 19704496, Inhaber Schwarte GBR, 1997.

- [Schw98] SCHWARTE, R.: *Vorrichtung und Verfahren zur Erfassung von Phase und Amplitude elektromagnetischer Wellen*, Patentschrift DE 19821974, Inhaber Schwarte GBR, 1998.
- [ScKr92] SCHÜRMAN, J.; KRESSEL, U.: *Mustererkennung mit statistischen Methoden*, Vorlesungsskript, Universität Ulm, Institut für Informationstechnik, S. 54-69, Ulm, 1992.
- [ShSt00] SHEN, P.H.; STEAD, M. ET AL.: *Interdigitated Finger Semiconductor Photodetector for Optoelectronic Mixing*, Hrsg. E.L. Dereniak and R.E. Sampson "Infrared Detectors and Focal Plane Arrays VI", Proceedings of SPIE, Vol. 4028, S. 426-435, 2000.
- [Skol80] SKOLNIK, M.I.: *Introduction to Radar Systems*, 2nd Edition, McGraw-Hill Book Company, S. 68f, Singapore, 1980.
- [Somm64] SOMMERFELD, A.: *Optik*, "Vorlesungen über Theoretische Physik - Band IV", Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig K.-G., 3. Auflage, S. 58-61, Leipzig, 1964.
- [SpSe95] SPIRIG, T.; SEITZ, P. ET AL.: *The Lock-In CCD – Two-Dimensional Synchronous Detection of Light*, IEEE Journal of Quantum Electronics, Vol. 31, No. 9, S. 1705-1708, September 1995.
- [StRS96] STANN, B.L.; RUFF, W.C.; SZTANKAY Z.G.: *Intensity-modulated diode laser radar using frequency-modulation/continuous-wave ranging techniques*, "Optical Engineering" Proceedings of SPIE, Vol. 35, No. 11, S. 3270-3278, 1996.
- [TeIb02] TEH, P.C., IBSEN, M. ET AL.: *Demonstration of a Four-Channel WDM/OCDMA System Using 255-Chip 320-Gchip/s Quarternary Phase Coding Gratings*, IEEE Photonics Technology Letters, Vol. 14, No.2, S. 227-229, 2002.
- [Xu99] XU, Z.: *Investigation of 3D-Imaging Systems Based on Modulated Light and Optical RF-Interferometry (ORFI)*, "ZESS-Forschungsberichte", No. 14, Dissertation, Universität Siegen, Institut für Nachrichtenverarbeitung (INV), Shaker Verlag, S. 41ff, Siegen, 1999.

Weitere Beiträge zu dieser Arbeit wurden durch nicht zitierbare Dokumente oder allgemeine Hilfestellungen von

Marcus Grothof, Jochen Frey, Dr.-Ing. Bernd Buxbaum, Dr.-Ing. Zhanping Xu, Dr. Helmut Riedel, Christian Lang, Günter Reisacher, Dr. Gerhard Rollmann, Marcus Brunn, Prof. Eduardo Destefanis, Prof. Dr.-Ing. Gert Trommer, Michaela Deuser, Dr. Manuel Keßler und Meike Lampert

geleistet. Allen gilt mein herzlichster Dank.

Lebenslauf

Name	Bernd Schneider
Geboren	25. Oktober 1971 in Erbach im Odenwald
Schulbildung	August 1978 - Juli 1982 Besuch der Grundschule in Lützelbach
	September 1982 - Juli 1991 Besuch des Herrmann-Staudinger-Gymnasiums in Erlenbach
	Juli 1991 - Juni 1992 Grundwehrdienst als Fernmeldematerialmechaniker
Studium	November 1992 - Oktober 1997 Studium der Physik an der Julius-Maximilians-Universität Würzburg
	Januar 1997 - Oktober 1997 Diplomarbeit im Forschungsinstitut 1 der Daimler-Benz AG
Berufstätigkeit	Februar 1998 - Januar 2001 Doktorand im Forschungsinstitut 2 der DaimlerChrysler AG
	Februar 2001 - Dezember 2002 Wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Austauschgruppe der DaimlerChrysler AG
	seit Januar 2003 Wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Forschungsabteilung REM/EP der DaimlerChrysler AG