

Schnelle 3D-Objektvermessung mittels PMD/CMOS-Kombizeilensensor und Signalkompressions-Hardware

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

Doktor der Ingenieurwissenschaften

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

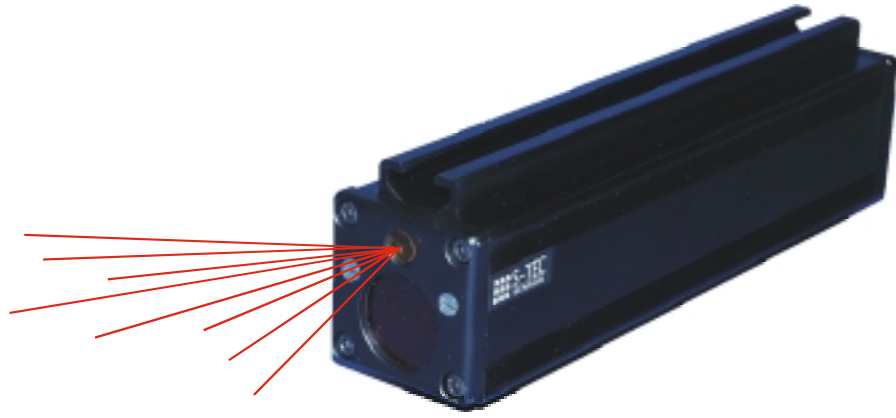
vorgelegt von

Stephan Hußmann
(Dipl.-Ing.)

geboren am 11. August 1969 in Bonn

1. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. R. Schwarte
2. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. O. Loffeld
Vorsitzender der Prüfungskommission:	Prof. Dr.-Ing. H. Roth

Tag der mündlichen Prüfung: 17. Oktober 2000



Vorwort:

Diese Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter im Zentrum für Sensorsysteme (ZESS) an der Universität-Gesamthochschule Siegen.

Herrn Prof. Dr.-Ing. Rudolf Schwarte - Vorsitzender des ZESS und Leiter des Instituts für Nachrichtentechnik (INV) - und Herrn Dr.-Ing. Klaus Hartmann - Geschäftsführer des ZESS - gilt mein besonderer Dank für die wissenschaftliche Betreuung meiner Arbeit.

Darüber hinaus möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Otmar Loffeld für die bereitwillige Übernahme des Korreferats und bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Hubert Roth für die Leitung und Durchführung des Promotionsverfahren bedanken.

Bei allen Projekten während der vergangenen Jahren standen mir viele Kollegen und Mitarbeiter des ZESS, des INV, der Firma aicoss GmbH und S-TEC GmbH mit Rat und Tat zur Seite. Ihnen allen gilt mein besonderer Dank.

Ebenso konnte ich mich auch immer auf unsere nichtwissenschaftlichen Mitarbeiter verlassen. Die Zusammenarbeit hat Spaß gemacht. Es ist Ihr gutes Recht hier genannt zu werden:

Rolf Wurmbach, Wolf Twelsiek, Burkhard Görke, Stefan Zamponi, Frank Leicher, Kathrin Tuschhoff, Diana Klein und Renate Szabo.

Den Studenten, die im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben, möchte ich an dieser Stelle ganz herzlich danken. Ihre Anregungen und Ergebnisse konnten mir bei der Lösung von vielen Detailfragen weiterhelfen.

Ich danke meiner Familie und meinen Freunden für die Hilfe, aus der ich meine Motivation schöpfen konnte.

Schließlich danke ich auch meiner Frau Anja Hußmann für Ihr Verständnis und ihre Unterstützung besonders während der Fertigstellung der Dissertation.

Siegen, im Oktober 2000

Abstract

Fast 3D-objekt measurement by means of a PMD/CMOS-Linear Sensor and Signal-Compressing Hardware

One of the main topics in the automation and safety engineering is the fast and precise measurement of objects, object dimensions and their spatial position. In the quality control, identification, navigation and monitoring of danger areas the fast and contactless 3D-object measurement plays a major roll. Until now there is no system available solving this task fast, flexible, robust and for an economical price.

Common optical sensors sensing only the illumination of points, 1D- and 2D-images. For getting the desired 3D-information a new generation of smart pixel sensors has been developed. They are called photonic mixer devices (PMD). Every PMD-pixel is a complete receiver unit with on-chip signal processing. It not only detects the intensity of the light but also measures the echo propagation time from a modulated light source to a object surface and back to the sensor. With that information it is possible to calculate the image spot position and by it the space coordinate.

This thesis presents a sensor system including a sensor chip with a combination of those new smart pixels and a common CMOS linear sensor. That means two different sensor types are implemented on one chip with the same system of coordinates. The standard CMOS line delivers an intensity value with a high spatial resolution and the PMD line delivers the distance values. Therefore for example faulty object dimension measurements caused by contrast differences (Black / White transition) can be avoided by the additional distance values. There are many other application thinkable as well.

The less pixel number of the CMOS-line can quasi be increased by an pixel interpolation algorithm. There exist many standard interpolation algorithms. In this work a new algorithm based on chirp signal is proved. First it is simulated on a PC and afterwards it is tried to realized it in practical operation.

The electro-optical properties of the new chip are determined. Therefore the measurement behavior of the sensor system can be better predicted. The spectral response e.g. makes it possible to find the best illumination source for the sensor system.

The system design is laid out for high-speed processing of the CMOS-line. A FPGA not only generates the trigger signals but also is responsible for signal filtering and processing. For that reason you will get a very high data compression and data output rate.

At the end of that thesis the sensor system will be described and some application examples shows the advantages of the new sensor concept.

Inhaltsverzeichnis

0	Verzeichnis der Abkürzungen und Formelzeichen.....	V
1	Einleitung	1
1.1	Problembeschreibung und Zielsetzung.....	1
1.2	Gliederung	2
2	CMOS-Bildsensoren.....	5
2.1	Grundlagen der elektrooptischen Wandlung in monolithischen Halbleitern.....	5
2.1.1	Photonenausbreitung in Bildsensoren	5
2.1.2	Ladungsträgererzeugung in Abhängigkeit von der Wellenlänge	6
2.1.3	Trennung der erzeugten Ladungspaare	7
2.2	Photostromerzeugung in Photodioden und charge-coupled devices	8
2.2.1	CCD-Bildsensor	9
2.2.2	Photodioden-Bildsensor	9
2.3	Rauschquellen bei CMOS Bildsensoren.....	10
2.3.1	Photonenrauschen	10
2.3.2	CMOS-Ausgangsschaltungsrauschen	11
2.3.2.1	Reset oder kTC Rauschen.....	11
2.3.2.2	Flicker oder 1/f Rauschen	11
2.3.2.3	Thermisches Rauschen	12
2.3.3	Ortsrauschen (Fixed Pattern Noise)	12
2.4	Eigenschaften von CMOS-Bildsensoren	14
2.4.1	Allgemeiner Vergleich CMOS vs. CCD	14
2.4.2	Integrierende CMOS-Bildsensoren.....	14
2.4.3	Logarithmische CMOS-Bildsensoren	14
2.5	Architektur von CMOS-Bildsensoren	15
2.6	Intelligente CMOS Pixel.....	16
2.6.1	Flächensensor mit integrierten A/D-Wandler und RISC-Prozessor	17
2.6.2	Zeilensensoren mit integrierter analoger Auswertung	17
2.6.3	Zeilensensor mit integrierter Signalverarbeitung.....	18
2.6.4	Photomischdetektor-Pixel (Photonic Mixer Device, PMD).....	18
2.6.4.1	Meßaufgabe des PMD	18
2.6.4.2	Aufbau und Funktionsweise des PMD	19
2.6.4.3	Auswerteschaltung des PMD.....	21
3	Neuartiger Subpixelinterpolationsalgorithmus für Zeilensensoren.25	
3.1	Komplexes zeitlich begrenztes Tiefpaßchirpsignal im Zeit- und Frequenzbereich25	
3.2	Bandbreitenbetrachtung von Chirpsignalen.....	27
3.3	Simulation der Kantenextraktion auf dem Zeilensensor.....	29
3.3.1	Bestimmung der Sweep-Rate	29
3.3.2	Energiedichtespektrum des verdeckten Chirpsignals.....	30
3.3.3	Bestimmung der effektiven Bandbreite	31
3.3.4	Bestimmung der realen Pixelposition	31
3.3.5	Subpixelinterpolation	32

3.4	Praktische Realisierung.....	33
3.4.1	Beleuchtungsmodul.....	34
3.4.2	Auswerteelektronik.....	35
3.4.3	Zeilensensor.....	36
3.5	Zusammenfassung.....	37
4	PMD/CMOS - Kombizeilensensor.....	39
4.1	Konzept der Kombizeile.....	39
4.2	Blockschaltbild und Timingdiagramm.....	40
4.2.1	CMOS-Zeile.....	40
4.2.2	PMD-Zeile.....	42
4.3	Physikalischer Aufbau.....	43
4.4	Elektrooptische Eigenschaften.....	45
4.4.1	CMOS-Zeile.....	45
4.4.1.1	Meßaufbau.....	47
4.4.1.2	Fehlerbetrachtung bei der Meßdatenaufnahme.....	51
4.4.1.3	FPN 0. Ordnung.....	51
4.4.1.4	FPN 1. Ordnung (PhotoResponseNonUniformity).....	53
4.4.1.5	Spektralempfindlichkeit.....	54
4.4.1.6	Linearität.....	61
4.4.2	PMD-Zeile.....	64
4.4.2.1	Spektralempfindlichkeit.....	64
4.4.2.2	Modulationskontrast.....	65
4.5	Technische Daten.....	67
5	High-Speed Signalkompression mittels FPGA.....	69
5.1	Funktionsprinzip.....	69
5.2	Digitale Filter.....	70
5.2.1	Fließender Mittelwertfilter.....	70
5.2.1.1	Allgemeine Form.....	70
5.2.1.2	Übertragungsfunktion und Blockschema für $m = 16$	71
5.2.1.3	Filterergebnis für $m = 16$	71
5.2.1.4	Sprungfunktion für $m = 16$	72
5.2.2	Tiefpaßfilter.....	73
5.2.2.1	Allgemeine Form.....	73
5.2.2.2	Blockschema des modifizierten Tiefpasses.....	74
5.2.2.3	Filterergebnis des modifizierten Tiefpasses.....	74
5.2.2.4	Sprungfunktion des modifizierten Tiefpasses.....	75
5.3	FPGA Bildverarbeitungsalgorithmen.....	76
5.3.1	Kantenextraktion.....	76
5.3.1.1	Positionierung.....	78
5.3.1.2	Breitenmessung.....	79
5.3.1.3	Kantenmessung.....	80
5.3.2	Triangulation.....	81
5.3.2.1	Laserimpulsverzerrungen verursacht durch Reflexionen im Zeilenglas.....	81
5.3.2.2	Auswertalgorithmus im FPGA.....	82
5.3.2.3	Laserregelungsalgorithmus im FPGA.....	85
5.4	Grenzfrequenzbestimmung des CMOS-Zeilensensor.....	88
5.5	Ergebnis der FPGA-Signalkompression.....	89

6	Modellierung des Sensorsystems.....	91
6.1	Aufbau und Funktionsweise	91
6.2	Beschreibung der Optik	93
6.3	Beschreibung der Elektronik	95
6.3.1	Netzteil.....	95
6.3.2	Direct Digital Synthesizer (DDS)	95
6.3.3	Laser.....	96
6.3.4	FPGA	97
6.3.5	Mikrocontroller.....	97
6.4	Beschreibung der Auswertung.....	98
6.5	Grenzen des Auflösungsvermögens.....	99
6.5.1	Senderseitig.....	99
6.5.2	Empfängerseitig	101
6.5.2.1	CMOS-Zeile	101
6.5.2.2	PMD-Zeile	102
6.6	Einfluß durch Oberflächenbeschaffenheit	102
6.7	Applikationsbeispiele für den innovativen Zeilensensor.....	106
7	Zusammenfassung und Ausblicke	109
7.1	Zusammenfassung	109
7.2	Ausblick.....	110
8	Literaturverzeichnis	111
9	Anhang.....	117
9.1	Pinbelegung und Abmessungen der PMD/CMOS-Zeile	117
9.2	Sensoren mit integrierter Bildverarbeitung.....	118
9.2.1	Digitaler Multifunktions-Zeilensensor PICA 256.....	118
9.2.2	Low-Cost Triangulator LTS 120-100	120
9.2.3	Low-Cost Meßlichtschranke MLS-D 500-10	121
9.2.4	Digitaler High-Speed Multifunktions-Zeilensensor IZS 1024.....	122

0 Verzeichnis der Abkürzungen und Formelzeichen

Die verwendeten Abkürzungen und mathematischen Symbole sind kapitelweise und alphabetisch geordnet in der nachfolgenden Übersicht aufgelistet. Bereits eingeführte Begriffe und Symbole werden für nachfolgende Kapitel nicht wiederholt.

Kapitel 1

3D	dreidimensional
CCD	Charge Coupled Devices
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
FPGA	Field Programmable Gate Array
PMD	Photonic Mixer Device (Photomischdetektor)

Kapitel 2

1D	eindimensional
2D	zweidimensional
A	Flicker-Rauschkonstante
A_p	Pixelfläche
A/D	Analog/Digital
Al	Aluminium
CDS	correlated double sampling
CW	Continuous Wave
B	Bandbreite
c	Lichtgeschwindigkeit
C_{ox}	Oxidkapazität
C	Effektive Eingangskapazität
C_{PMD}	Speicherkapazität des PMD
D	Diffusionskonstante
e	Elementarladung
E	Elektrisches Feld
f	Frequenz des Photostroms
FPN	Fixed Pattern Noise
g_m	Transistorleitwert
h	Plancksches Wirkungsquantum
$h \cdot \nu$	Lichtquantenenergie
\bar{i}	durch Lichteinfall erzeugte Stromstärke
i_a	Diodenausgangsstrom von Kanal A des PMD
i_b	Diodenausgangsstrom von Kanal B des PMD

I	Intensität
I_P	Photostrom
k	Boltzmannkonstante
L	Diffusionslänge
LED	Light Emitting Diode
L_V	Versetzung eines einzelnen Elektrons aufgrund der thermischen Bewegung
L_T	Transistorlänge
MOS	Metal Oxide Semiconductor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
n	Brechungsindex
N	Anzahl der vom Bildsensor generierten Ladungsträger
Poly-Si	polykristallines Silizium
$P_{opt,m}$	optisches Echo
PRNU	Pixel Response Nonuniformity
R	Photoempfindlichkeit
RISC	Reduced Instruction Set Computer
RLZ	Raumladungszone
Si	Silizium
SiO ₂	Siliziumoxid
S/N	Signal-Rausch-Verhältnis
t_d	benötigte Zeit für den Diffusionsprozeß
t_{int}	Belichtungszeit/Integrationszeit
T	Temperatur
u_a	Ausgangsspannung A des PMD
u_b	Ausgangsspannung B des PMD
u_m	Modulationsspannung
$U_{(n)}$	Spannungsverlauf der Korrelationskennlinie
v_L	Ladungsträgergeschwindigkeit
w	Länge der Raumladungszone
$W_{Optisch}$	einfallende Lichtenergie
W_T	Transistorbreite
W	Entfernungswert der Phasenmessung
l/α	Lichteindringtiefe
α	Absorptionskoeffizient
η	Quantenwirkungsgrad
φ_{op}	Phasenlaufzeit
λ	Wellenlänge
μ	Ladungsträgerbeweglichkeit
ν	Frequenz des Lichtes

τ	Lebensdauer von Elektron-Loch Paaren
Δi_{ph}	Stromdifferenz der beiden PMD-Dioden
ΔQ	Fehler der Ladungsmessung
$\Delta Q_{Flicker}$	Fehler der Ladungsmessung aufgrund des Flicker-Rauschens
ΔQ_{Photon}	Fehler der Ladungsmessung aufgrund des Photonenrauschens
ΔQ_{Reset}	Fehler der Ladungsmessung aufgrund des Reset-Rauschens
$\Delta Q_{Thermal}$	Fehler der Ladungsmessung aufgrund des thermisch erzeugten Ladungsrauschens
ΔU_{ab}	Spannungsdifferenz der beiden PMD-Dioden
Φ	Lichtintensität an der Halbleiteroberfläche

Kapitel 3

AKF	Autokorrelationsfunktion
B_r	Bandbreite
B_{eff}	effektive Bandbreite
$B_{n_{eff}}$	diskrete effektive Bandbreite
B_{Gleich}	Bandbreite einer Gleichverteilung
B_{real}	reale Bandbreite
$(\cos(\pi \cdot k_r \cdot t^2) + j \sin(\pi \cdot k_r \cdot t^2))$	Phasenmodulation eines Chirpsignals
CSEM	Schweitzer Zentrum für Elektronik und Mikrotechnologie
$f_{max} f_{min}$	maximalen Frequenzen eines Chirps
$f_0(t)$	Momentanfrequenz
FT	Fourier-Transformation
LUT	Look-Up-Tabelle
k_r	Sweep-Rate
n	Konstante der effektiven Bandbreite
N	höchste Pixelanzahl
PC	Personal Computer
$rect\left(\frac{t}{T}\right)$	Amplitudenmodulation eines Chirps
SAR	Synthetic Aperture Radar
$s_{T \cap}(t)$	komplexer zeitlich begrenzter Tiefpaßchirp im Zeitbereich
$S_{T \cap}(f)$	komplexer zeitlich begrenzter Tiefpaßchirp im Frequenzbereich
T	Signaldauer
μ_{f_s}	Mittenfrequenz des Spektrums eines Chirps
$\sigma^2_{f_s}$	Bandbreitenvarianz des Spektrums eines Chirps
σ_{Gleich}	Varianz einer Gleichverteilung
$\Delta pixel$	Abstand zwischen zwei Pixeln

$\Phi_{ss}^E(\tau)$	AKF eines Chirps
$\Phi_{ss}^E(f)$	Energiedichtespektrum eines Chirps
$\tilde{\Phi}_{ss}(f)$	normiertes Energiedichtespektrum eines Chirps
$\Psi(t)$	Augenblicksphase eines Chirps

Kapitel 4

A_{eff}	effektive Pixelfläche
CTE	Charge Transfer Efficiency
C_{Int}	Integrationskapazität
K	Proportionalitätskonstante
n	Anzahl der aufgenommen Meßwerte
N_{Signal}	Photoelektronenanzahl (Nutzsignal)
MC	Modulationskontrast
P_λ	optische Leistung bei der Wellenlänge λ
$P_{\lambda,relativ}$	relative Lichtleistung bei der Wellenlänge λ
r	Anzahl der einzelnen Meßgrößen
s	Streuungsmaß einer Stichprobe
$U_{DARK Pixel}$	Dunkelwerte eines Zeilensensors
$\bar{U}_{DARK Pixel}$	Mittelwert der Dunkelwerte eines Zeilensensors
\bar{U}_{Dunkel}	Mittelwert der Dunkelwerte eines Zeilensensors
$(U_{\lambda,D})_{dunkel}$	gemessener Dunkelwerte eines Zeilensensors
U_{max}	maximale Ausgangsspannung des PMD
U_{min}	minimale Ausgangsspannung des PMD
U_{Pixel}	Pixelausgangsspannung eines Zeilensensors
\bar{U}_{Pixel}	Mittelwert der Pixelausgangsspannungen eines Zeilensensors
U_λ	Pixelausgangsspannung eines Zeilensensors bei der Wellenlänge λ
$U_{\lambda,D}$	offsetbehaftete Zeilendaten
$(U_{\lambda,D})_{gemessen}$	gemessene Pixelausgangsspannung eines Zeilensensors bei der Wellenlänge λ
$R_{\lambda,relativ}$	relative spektrale Empfindlichkeit
\bar{x}	Mittelwert der aufgenommen Meßwerte
x_i	aufgenommene Meßwerte
x_v	einzelne Meßgrößen
y	Funktion der gemessenen Größen
ZESS	Zentrum für Sensorsysteme (Uni GH-Siegen)
v	Verstärkungsfaktor des Pixeltreibers (CMOS)
$\Delta V_{(\lambda)}$	Spannung über der Integrationskapazität
$\Delta \bar{x}_v$	mittlere Fehler der einzelnen Meßgrößen

Kapitel 5

$a_{(nT)}$	Ausgangssignal
A_0	Koeffizient des Partialbruches
CAN	Controller Area Network
DIN	Deutsche Industrienorm
DSP	Digital Signal Processor
$e_{(nT)}$	Eingangssignal
f_g	Grenzfrequenz des digitalen Tiefpaß
EPROM	Electrically Erasable Programmable Read Only Memory
FIFO	First In First Out
h	Wellenhöhe
$H_{(z)}$	Übertragungsfunktion in der z-Ebene
$H_{(s)}$	Laplace-Übertragungsfunktion
JPEG	Joint Photographic Experts Group
$K1, K2$	Tiefpaßfaktoren
l	Wellenlänge
m	Meßwertanzahl
PWM	Pulsweitenmodulation
RAM	Datenspeicher
ROM	Read Only Memory
RS-232	Schnittstellennorm
S_0	Sobelfilter für den eindimensionalen Fall
s_∞	Pol des digitalen Tiefpaß
xd_k	Regeldifferenz
x_k^*	Regelgröße
y_k	Stellgröße
y_{k-2}	Um zwei Zeilenbilder verzögerte Stellgröße
$y_{(k-\mu)}$	Meßwertfunktion

Kapitel 6

b_E	Bildweite der Empfangsoptik
D/A	Digital/Analog
DDS	Direct Digital Synthesizer
f_E	Brennweite der Empfangslinse
f_S	Brennweite der Senderlinse
g_E	Gegenstandsweite der Empfangsoptik
G_E	Gegenstandsgröße der Empfangsoptik
R	Entfernung zwischen Sensor und Meßobjekt

α_E	Öffnungswinkel der Empfangsoptik
α_S	Öffnungswinkel der Sendeoptik
$\rho(\lambda)$	wellenlängenspezifischer Reflexionsfaktor
τ	Echolaufzeit des modulierten Laserlichtsignals

1 Einleitung

1.1 Problembeschreibung und Zielsetzung

Eines der zentralen Probleme der Automatisierung und Sicherheitstechnik ist das schnelle und präzise Erfassen von Objekten, Objektgeometrien und deren räumliche Lage. In der fertigungsautomatisierten Qualitätskontrolle, Identifikation, Navigation und Gefahrenraumüberwachung besitzt die schnelle und berührungslose 3D-Formerfassung eine Schlüsselfunktion. Bisher steht kein System zur Verfügung, das diese Aufgaben hinreichend schnell, flexibel, robust und zu einem wirtschaftlich akzeptablen Preis realisiert.

Herkömmliche optische Sensoren registrieren nur die Helligkeit von Punkten, Zeilen oder zweidimensionalen Bildern. Um zusätzlich die räumliche Information zu erfassen, wurde eine neue Generation von Smart-Pixel Sensoren entwickelt - die Familie der sogenannten Photomischdetektoren (PMD) mit inhärenter, optisch-elektrischer Mischung und Korrelation. Die Photomischdetektion bzw. der PMD-Effekt schafft ein völlig neues Bauelement, das Laufzeitmessungen höchster Präzision erlaubt.

Ein PMD-Pixel ist über den PMD-Effekt in der Lage, jeweils ein Lichtsignal nach Amplitude und Phase zu detektieren, d.h. noch im Detektorvolumen maßgeblich vorzuverarbeiten. Jedes dieser Pixel stellt einen vollständigen Empfänger mit On-Chip Signalverarbeitung dar. Er erfaßt zusätzlich zur Intensität auch die Echolaufzeit des Lichts von einer modulierten Beleuchtungsquelle zur Objektoberfläche und zurück und somit den Bildpunktabstand und damit dessen Raumkoordinaten.

Bei schnellen, dynamischen und präzisen 3D-Aufnahmen gibt es in der Praxis erfahrungsgemäß keine Alternative:

- zur optischen 3D-Bilderfassung aufgrund der tausendfach höheren, beugungsbegrenzten lateralen Auflösung gegenüber Ultraschall und Mikrowellen
- zur inkohärenten Optik aufgrund der vorherrschenden natürlichen Oberflächen
- und zum Echolaufzeitverfahren wegen der direkten Punktantastung ohne Triangulationsdreieck und des unmittelbar vorliegenden Abstandsergebnisses.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung eines Sensorsystems basierend auf einem CMOS/PMD-Kombizeilensensor. Die hohe laterale Auflösung einer CMOS-Zeile wird kombiniert mit der Echolaufzeitmessung und damit der Entfernungsmessung einer PMD-Zeile. Durch diese Kombination ergeben sich enorme Vorteile in der Vermessung von Objekten.

Fehlerhafte Messungen aufgrund von Kontrastunterschieden werden durch die zusätzlichen „echten“ Entfernungswerte vermieden. Objektantastungen vom Sensor bis zur gewünschten Meßebeine sind ebenfalls problemlos möglich. Eine Vielzahl von weiteren bisher ungelösten Meßproblemen kann mittels dieses Sensorsystems behoben werden.

Des weiteren sollen die elektrooptischen Eigenschaften eines solchen Systems ermittelt werden, um das Verhalten des Sensors im Meßbetrieb besser beurteilen zu können. Die spektralen Empfindlichkeitskurven zum Beispiel ermöglichen eine optimale Anpassung zwischen Sender und Empfänger.

Das Systemdesign soll so ausgelegt werden, daß eine „High-Speed“ Verarbeitung der CMOS-Zeile möglich ist. Abschließend soll die Meßgenauigkeit und das Meßverhalten des Sensorsystems bestimmt werden.

1.2 Gliederung

Kapitel 2 beschäftigt sich mit den Grundlagen von CMOS-Bildsensoren. Des weiteren wird die Photoströmerzeugung in CMOS-Halbleitern mit der von CCDs verglichen. Die Rauschprozesse in CMOS-Bildsensoren werden aufgeführt und erläutert. Die verschiedenen Eigenschaften von CMOS-Bildsensoren sind ein weiterer Bestandteil dieses Kapitels. Zuletzt wird die Definition für ein intelligentes CMOS-Pixel genannt und verschiedene Beispiele dafür aufgezählt. Besonderes Augenmerk wird dabei auf das PMD-Pixel gelegt, das die Grundlage dieser Arbeit darstellt.

Kapitel 3 beschreibt einen signaltheoretischen Ansatz zur Ermittlung der Kantenposition auf einem Zeilensensor. Es sollen hierbei die Ergebnisse einer Untersuchung eines neuen Subpixelinterpolationalgorithmus basierend auf Chirpsignalen vorgestellt werden. Ziel war es die geringe Pixelzahl der CMOS-Zeile durch einen Interpolationsalgorithmus quasi zu erhöhen.

In **Kapitel 4** werden der Aufbau und die elektrooptischen Eigenschaften des verwendeten CMOS/PMD-Kombizeilensensors aufgelistet. Dabei werden die Eigenschaften des CMOS-Zeilensensors mit industriell gefertigten CMOS- und CCD-Zeilen verglichen. Im Vergleich zur CMOS-Zeile gelten für die PMD-Zeile andere charakteristische Kennlinien. Diese werden aufgeführt und erläutert.

Kapitel 5 zeigt eine FPGA Lösung zur High-Speed Signalverarbeitung von Zeilensensoren. Verschiedene Filteralgorithmen zur Zeilensignalgättung werden hergeleitet und miteinander verglichen. Eine Implementation von verschiedenen Bildverarbeitungsalgorithmen in das FPGA wird aufgeführt. Diese Implementation führt zu einer enormen Datenkompression, die

wiederum zu hohen Ausgabegeschwindigkeiten des Sensorsystems führen. Abschließend erfolgt mittels dieser Hardwarelösung eine Grenzfrequenzbestimmung des CMOS-Zeilensensors.

In **Kapitel 6** wird das entwickelte Sensorsystem beschrieben. In diesem Kapitel wird auf die Einzelheiten und Besonderheiten des Systems eingegangen. Darüber hinaus wird ein Einblick in die Konzeption der Optik, Elektronik und der Signalauswertung gegeben. Außerdem werden die Grenzen des Auflösungsvermögens des Sensors aufgeführt und der Einfluß von Oberflächenbeschaffenheiten auf den Meßvorgang untersucht. Am Ende des Kapitels werden mögliche Applikationsbeispiele aufgeführt und erläutert.

Kapitel 7 faßt die gewonnen Ergebnisse dieser Arbeit zusammen und gibt einen Ausblick auf zukünftige Entwicklungen.

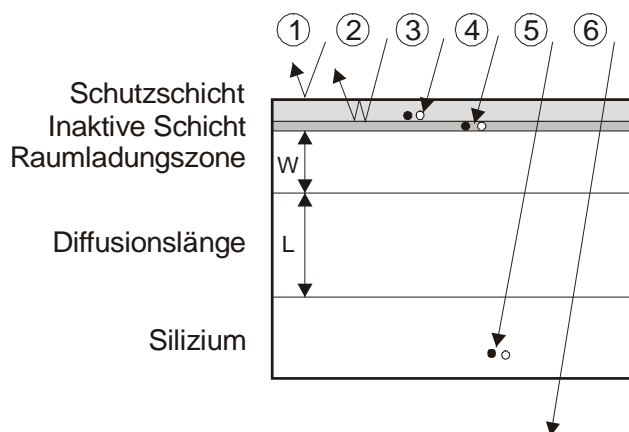
2 CMOS-Bildsensoren

Der in dieser Arbeit verwendete neuartige PMD/CMOS-Bildsensor wird mittels CMOS-Technologie hergestellt. Infolge dessen wird in diesem Kapitel auf die Grundlagen von CMOS-Bildsensoren eingegangen (Elektrooptische Wandlung, Photostromerzeugung, Rauschquellen). Es wird ein Vergleich von CMOS- gegenüber CCD-Bildsensoren aufgeführt und spezielle Eigenschaften von CMOS-Sensoren beschrieben. Eine große Rolle für die Meßeigenschaften eines Sensorsystems basierend auf CMOS-Bildaufnehmer, spielt die Architektur der Pixel. Die Auswirkungen von Pixelgröße und Füllfaktor auf die laterale Auflösung und Empfindlichkeit des Sensors wird erläutert. Am Ende des Kapitels werden einige intelligente CMOS-Pixel aufgeführt, wobei das PMD-Pixel im Vordergrund steht und ausführlich erklärt wird.

2.1 Grundlagen der elektrooptischen Wandlung in monolithischen Halbleitern

2.1.1 Photonenausbreitung in Bildsensoren

Bevor ein einfallendes Photon im Halbleitermaterial eine Ladungserzeugung hervorruft, muß es unterschiedliche Schichten sicher durchqueren. Als Oberstes befindet sich die durchsichtige Schutzschicht des Bildsensors. Sie besteht meist aus einem Quarzglas oder aus einer Plasticschicht. Danach folgt eine dünne inaktive Zone. Im Halbleiter selbst existiert zuerst eine Region, die frei von beweglichen Ladungsträgern ist. In dieser nur wenige Mikrometer tiefen



Raumladungszone (RLZ) ist ein elektrisches Feld präsent. Darunter folgt der feldfreie Teil des Halbleiters. Er kann nur einige Mikrometer dünn sein, sowie auch viele $100\mu\text{m}$ dick. Im folgenden werden nun sechs Punkte aufgezählt, die dazu führen, daß Photonen nicht vom Halbleiter detektiert werden.

Bild 2.1: Schematische Darstellung der optischen Verluste im Halbleiter [SEIT-99]

1. Hervorgerufen durch unterschiedliche Brechungskoeffizienten von der Oberfläche des Sensors und der Umgebung (meist Luft), wird das einfallende Photon reflektiert und tritt

somit nicht in den Bildsensor ein. Bei einem Brechungskoeffizient von Siliziumdioxid von $n = 1,5$ werden 4 % der einfallenden Photonen reflektiert [SALE-91].

2. Mehrere Reflexionen in der Schutzschicht können zu starken spektralen Oszillationen der Lichtdurchlässigkeit führen. Abhängig von der Wellenlänge des einfallenden Photons wird es entweder gut durchgelassen oder es wird überwiegend zurückreflektiert. Bei guten Bildsensoren wird dieser Effekt durch zusätzliche dielektrische Antireflexionslagen auf dem oberen Teil des Sensors eliminiert [SALE-91].
3. Die schlechte spektrale Empfindlichkeit von CCD-Sensoren im blauen Bereich (siehe Kapitel 2.1.2) läßt sich darauf zurückführen, daß Photonen von den polykristallinen Siliziumelektroden über den Pixeln absorbiert werden (siehe auch Bild 2.3).
4. Inaktive Regionen nahe der Halbleiteroberfläche bestehen aus Halbleitermaterial, in dem nur sehr kurze Lebensdauern für Ladungsträgerpaare existieren. Dies wird entweder durch Defekte direkt an der Oberfläche oder durch sehr hohe Dotierungskonzentrationen in der Nähe der Kontakte verursacht [WONG-96]. Durch Photonen erzeugte Elektron-Loch Paare rekombinieren dort so schnell, daß sie nicht detektiert werden können.
5. Photonen, die sehr tief im Halbleiter absorbiert werden und dort Elektron-Loch Paare erzeugen, haben nur geringe Möglichkeiten, einen Beitrag zum Fotostrom zu leisten. Die erzeugten Ladungsträger gelangen nicht bis in den aktiven Bereich eines Pixels. Die kritische Entfernung entspricht hierbei der Diffusionslänge L . Sie kann einige 10 μm tief sein für niedrig dotierte Halbleiter [WONG-96].
6. Als letzte Möglichkeit kann ein Photon durch den Bildsensor gelangen und ihn dann am rückseitigem Ende verlassen.

2.1.2 Ladungsträgererzeugung in Abhängigkeit von der Wellenlänge

Da die Photoladungsträgererzeugung ein sequentieller Prozeß ist, werden praktisch alle im Halbleiter absorbierten Photonen in elektrische Ladungen umgewandelt [SALE-91]. In Bild 2.2 sieht man den Zusammenhang zwischen der Lichteindringtiefe (Absorptionskoeffizient) und der Wellenlänge. Licht mit kurzer Wellenlänge (Blau) wird schon in der Nähe der Oberfläche absorbiert, wohingegen Licht mit langer Wellenlänge (Infrarotbereich) tief in den Halbleiter eindringt. Dadurch besitzen Bilder, die mit roten oder infraroten Licht aufgenommen werden, einen schlechteren Kontrast als Bilder mit blauen oder grünen Licht. Bei den meisten Bildsensoren schneidet ein optischer Filter den infraroten Lichtanteil aus und verbessert so diesen Sachverhalt.

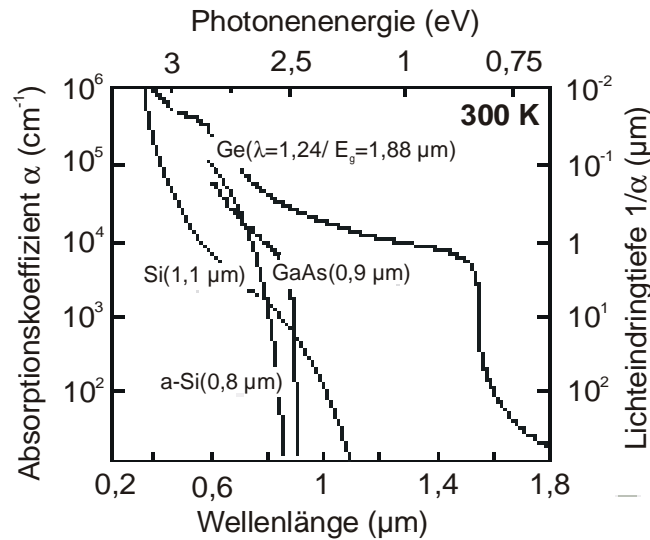


Bild 2.2: Optischer Absorptionskoeffizient und Lichteindringtiefe als Funktion der Wellenlänge für verschiedene Halbleitermaterialien [SZE-85]

Ein Photon verliert seine Energie beim Absorptionsprozess durch Erzeugung eines Elektronen-Loch-Paares. Die Quantenausbeute η beschreibt, wieviel Ladungspaare von den einfallenden Photonen erzeugt und elektronisch erkannt werden. Alternativ kann man diese Konversion auch durch die Empfindlichkeit R in der Einheit A/W ausdrücken. Es wird damit die Stromstärke \bar{i} ermittelt, die pro einfallende Lichtenergie $W_{Optisch}$ erzeugt wird. Folgende Beziehung gilt zwischen R und η [SEIT-99]:

$$R = \frac{\bar{i}}{W_{Optisch}} = \eta \cdot \frac{\lambda \cdot e}{h \cdot c} \quad (2.1)$$

- h : Plancksches Wirkungsquantum [$6,63 \cdot 10^{-34}$ Js]
- e : Elektronenladung [$1,60 \cdot 10^{-19}$ C]
- c : Lichtgeschwindigkeit [$3 \cdot 10^8$ m/s]
- λ : Wellenlänge [m]

2.1.3 Trennung der erzeugten Ladungspaare

Die von den Photonen erzeugten Elektronen-Loch-Paare müssen innerhalb einer bestimmten Zeit separiert werden, bevor sie wieder rekombinieren. Diese Zeit wird Lebensdauer τ genannt. Sie ist sehr stark von der Qualität und der Reinheit des Halbleiters abhängig [WONG-96]. Während dieser Zeit müssen die Ladungsträger zu den für sie bestimmten Ladungsspeicherbereichen transportiert werden. Zwei physikalische Effekte dominieren bei der Bewegung von elektrischen Ladungen in Halbleitern. Zum einem die Drift im elektrischen Feld und zum anderen die Diffusion hervorgerufen durch die thermische Bewegung der Ladungsträger.

Die Anwesenheit eines elektrischen Feldes E verursacht, daß sich die Ladungsträger mit der Geschwindigkeit v_L und der Beweglichkeit μ (beträgt bei niedrig dotierten Silizium bei Raumtemperatur ca. $1350 \text{ cm}^2 / \text{Vs}$) bewegen [SEIT-99].

$$v_L = \mu \cdot E \quad (2.2)$$

Auch wenn kein externes elektrisches Feld anliegt, bewegen sich die Ladungsträger aufgrund der thermischen Bewegung. Dabei versuchen sie ihre Verteilung im Halbleiter auszugleichen. Diese Zufallsbewegung verursacht eine Versetzung L_V eines einzelnen Elektrons in Abhängigkeit von der für den Diffusionsprozess benötigten Zeit t_d und der Diffusionskonstante D (beträgt bei Silizium ca. $45 \text{ cm}^2 / \text{s}$) [SEIT-99].

$$L_V \approx \frac{\pi}{2} \sqrt{D \cdot t_d} \quad (2.3)$$

Wenn die Zeit t_d der Lebensdauer τ entspricht, spricht man von der Diffusionslänge L . Dies ist dann die charakteristische Entfernung, die ein Ladungsträger im Halbleiter ohne Einfluß eines elektrischen Feldes und ohne Rekombination im Mittel zurücklegt.

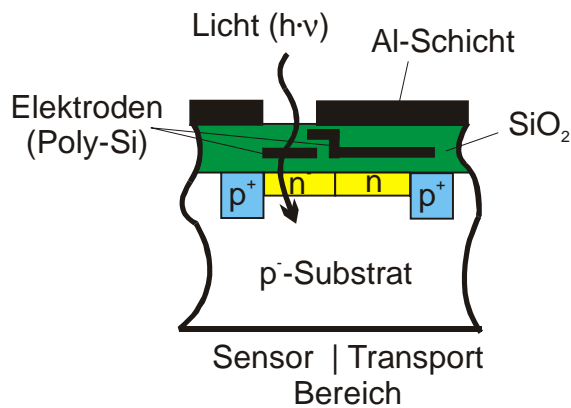
Durch Photonen erzeugte Ladungsträger verursachen einen Strom, den Photostrom, wenn sie sich unter dem Einfluß eines elektrischen Feldes bewegen. Dieser Strom ist über 10 Dekaden und mehr proportional zu der einfallenden Lichtintensität [BUDD-79]. Aufgrund dieses Zusammenhanges sind Halbleiter so attraktiv für viele Applikationen in Bildsensoren und optischen Meßsystemen.

2.2 Photostromerzeugung in Photodioden und charge-coupled devices

CCD-Zeilensensoren werden schon seit langer Zeit für optische Meßsysteme eingesetzt. Die neueren Photodiodenzeilen setzen sich aber immer mehr durch, da sie sich durch einen Standard CMOS-Prozeß hergestellt werden können. Durch den relativ einfachen Aufbau, ist die elektronische Beschaltung mit einfachen Mitteln zu realisieren. Je nach Aufgabenstellung kann die Taktsignalgenerierung durch einen Mikrocontroller ohne externe Beschaltung vorgenommen werden. Der Controller ist in entsprechenden Anordnungen sowieso für die Auswertung der Zeilensignale notwendig [HUSS-97]. Im folgenden werden nun der Aufbau und die Funktion der beiden Bildsensorarten erläutert.

2.2.1 CCD-Bildsensor

Der eigentliche Bildwandler in einem CCD-Bildsensor ist eine MOS-Kapazität. In Bild 2.3 sieht man den Querschnitt dieser Kapazität. Es existieren drei Regionen: Photoelektrisches Wandlungselement, Ladungsspeicher und Ladungstransportelement. Ein Photon erzeugt im Siliziumsubstrat ein Elektron-Loch-Paar. Erfolgt dies in der Raumladungszone, werden das



Loch und das Elektron durch das elektrische Feld getrennt. Das elektrische Feld wird durch Anlegen einer Spannung an die dünne polykristalline Elektrode über dem Pixel erzeugt. Das positiv geladene Loch wird von der Substratelektrode abgesogen, während sich das Elektron an der SiO_2 -Si Schicht anlagert. Am Ende der Belichtungszeit wird die Ladung von der Sensor- zur Transportregion verschoben und zum Videoausgang getaktet.

Bild 2.3: Querschnitt eines Feldinduzierten Photodetektors [REIC-89]

2.2.2 Photodioden-Bildsensor

Beim CMOS-Bildsensor ist der eigentliche Bildwandler eine Photodiode. Diese Diode bildet üblicherweise zusammen mit 3 MOSFETs und einer MOS-Kapazität ein Quasi CCD. Auch hier wird ein Elektron-Loch-Paar durch ein Photon in der Raumladungszone erzeugt und durch das elektrische Feld der RLZ separiert. Eine von außen in Sperrrichtung angelegte Spannung vergrößert die RLZ und sorgt für einen Photostrom. Dieser Strom wird in einer Kapazität aufintegriert. Bild 2.6 zeigt eine typische Ausgangsstufe eines CMOS-Bildsensors.

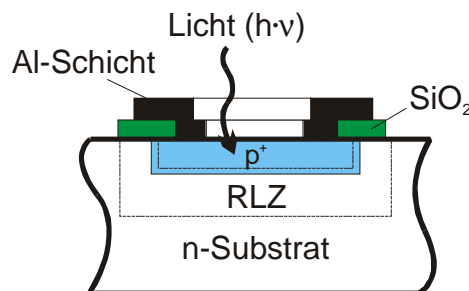


Bild 2.4: Querschnitt einer Photodiode [REIC-89]

2.3 Rauschquellen bei CMOS Bildsensoren

Eine Übersicht über die Rauschquellen bei CCD-Sensoren kann in [LEY-92] gefunden werden. Im folgenden wird nur auf die Rauschquellen von CMOS-Sensoren eingegangen, da in dieser Arbeit ein CMOS-Bildsensor verwendet wird. In Bild 2.5 sind die prinzipiellen Verläufe der einzelnen Rauschquellen des CMOS-Bildsensors dargestellt. Man sieht ganz deutlich, daß bei hohen Lichtstärken das Photonenrauschen dominiert. Ab einer bestimmten Lichtintensität geht die Integrationskapazität in die Sättigung. Eine weitere Erhöhung der Lichtintensität leistet keinen Einfluß mehr auf die Integrationsspannung. Die waagerechte Linie deutet dies in Bild 2.5 an.

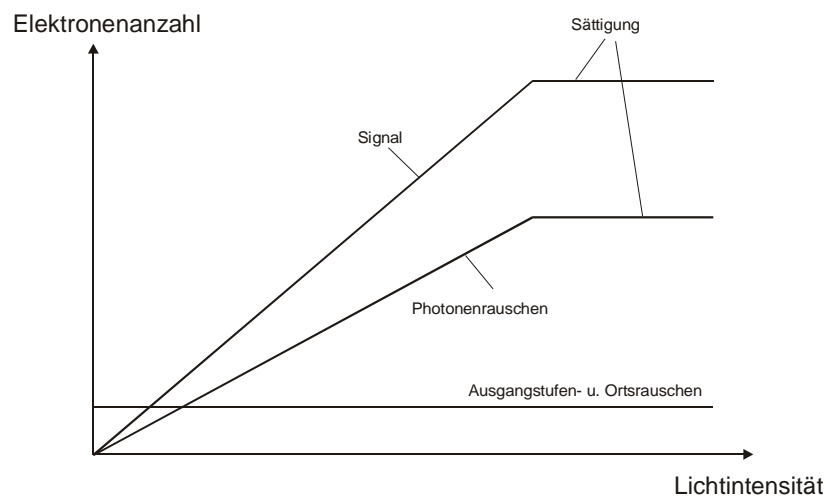


Bild 2.5: Prinzipieller Verlauf der einzelnen Rauschquellen beim CMOS-Bildsensor bei fester Integrationszeit und -kapazität

2.3.1 Photonenrauschen

Die Emission von Photonen stellt einen statistischen Prozeß dar. Bei der Anzahl N der vom Bildsensor generierten Ladungsträgern handelt es sich um eine Zufallsvariable. Die Standardabweichung dieser Zufallsvariablen entspricht dem Photonenrauschen und begrenzt die Genauigkeit. Somit ist das Photonenrauschen definiert als die Wurzel über der Anzahl der photogenerierten Elektronen [OTT-97]:

$$\Delta Q_{\text{photon}} = e \cdot \sqrt{N} \quad (2.4)$$

e : Elementarladung [$1,60 \cdot 10^{-19}$ C]

2.3.2 CMOS-Ausgangsschaltungsrauschen

Die typische Ausgangsschaltung eines CMOS-Bildsensor basiert auf einem Sourcefolger. Die einzelnen Komponenten sind in Bild 2.6 dargestellt. Die erzeugten Ladungsträger werden zum Diffusionskontakt (entweder von einem CCD oder von einer Photodiode) transportiert, der mit dem Gate des Sourcefolgers verbunden ist. Vor der Messung wird das Gate jedoch mit einer Referenzspannung vorgespannt. Dazu wird ein sogenannter Reset-MOSFET benutzt. Drei Hauptrauschquellen existieren in so einer Schaltung [CARN-72]. Sie führen zu einem effektiven, mittleren, quadratischen Fehler der Ladungsmessung ΔQ .

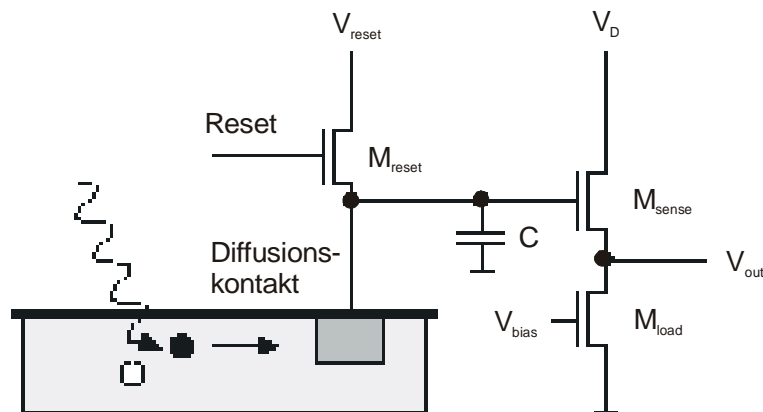


Bild 2.6: Komplette typische Ausgangsstufe eines CMOS-Bildsensors [SEIT-99]

2.3.2.1 Reset oder kTC Rauschen

Der Kanal des Reset-Transistors verhält sich ähnlich wie ein gewöhnlicher Widerstand (Johnson-Rauschen). Dies hat statistische Schwankungen bei dem Resetspannungspegel zur Folge. Es entsteht ein effektives Ladungsrauschen ΔQ_{Reset} . Es kann durch folgende Formel beschrieben werden [SEIT-99].

$$\Delta Q_{Reset} = \sqrt{k \cdot T \cdot C} \quad (2.5)$$

k : Boltzmann Konstante [$1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K]

T : Temperatur [K]

C : Effektive Eingangskapazität [C]

2.3.2.2 Flicker oder 1/f Rauschen

Statistische Schwankungen in der Beweglichkeit und der Ladungsträgerkonzentration des Sourcefolgerkanals führt zu einem effektiven Ladungsrauschen $\Delta Q_{Flicker}$. Es wird beschrieben durch [SEIT-99]:

$$\Delta Q_{\text{Flicker}} \propto C \cdot \sqrt{\frac{I_P^A \cdot B}{g_m^2 \cdot f \cdot C_{ox} \cdot W_T \cdot L_T}} \quad (2.6)$$

bei einer Frequenz f , einem Strom I_P , einer Bandbreite B , einer Transistorlänge L_T und -breite W_T , einer Oxidkapazität C_{ox} , der Prozessabhängigen Flicker-Rauschkonstanten A (liegt typischerweise bei 0,5 bis 2) und des Transistorleitwertes g_m .

2.3.2.3 Thermisches Rauschen

Johnson-Rauschen im Sourcefolgerkanal kann auch auf den Eingang zurückgeführt werden. Es resultiert im thermisch erzeugten Ladungsrauschen $\Delta Q_{\text{Thermal}}$, das gegeben ist durch

$$\Delta Q_{\text{Thermal}} = C \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot k \cdot T \cdot B \cdot \alpha}{g_m}} \quad (2.7)$$

es werden dieselben Parameter wie im vorherigen verwendet [SEIT-99].

In der Praxis können die ersten zwei Rauschquellen durch ein sogenanntes „correlated double sampling“ (CDS) fast vollständig beseitigt werden [HOPK-82]. Dazu wird einmal die Spannung beim Reset gemessen und danach die eigentliche Photospannung. Die Differenz der beiden Spannungen ist beinahe frei vom Reset-Rauschen und beinhaltet nur die eigentliche Bildinformation (siehe auch Bild 2.7a). CDS ist ein zeitlicher Hochpassfilter. Somit wird das Flicker-Rauschen mit seiner Dominanz im Niederfrequenzbereich zusätzlich eliminiert.

2.3.3 Ortsrauschen (Fixed Pattern Noise)

Das Fixed Pattern Noise (FPN) beschreibt die Inhomogenität der Ausgangssignale von Photosensorelementen innerhalb eines Arrays. Ursachen für das FPN sind geometrische Streuungen der Photosensorelemente und der Bauelemente der Ausleseschaltungen sowie ungleichmäßige Dotierstoffkonzentrationen auf einem Wafer.

Man unterscheidet zwei Arten von FPN. Zum einem das FPN für den unbeleuchteten Fall, es hat einen additiven Charakter (FPN 0. Ordnung signalunabhängig) und zum anderen das FPN für den beleuchteten Fall, es hat einen multiplikativen Charakter (FPN 1. Ordnung signalabhängig).

Das FPN 1. Ordnung entsteht, wenn die Verstärkungen der Bauelementen in den einzelnen Ausleseschaltungen oder die inneren Verstärkungen der Photosensorelemente nicht homogen sind. Es wird auch Pixel Response Nonuniformity (PRNU) genannt [SCHA-99].

Es gibt verschiedene Techniken, dieses Rauschen schaltungstechnisch zu minimieren [MEYN-98]. In Bild 2.7a wird das CDS zur Rauschkompensation verwendet. Der Offset der einzelnen Pixel wird damit kompensiert, nicht aber der Offset der Reihenverstärker.

In Bild 2.7b wird sowohl der Pixeloffset im Reihenverstärker kompensiert, als auch die Reihenoffsets im Ausgangsverstärker. Durch Schließen des Schalters zwischen Signal und Reset wird der Offset des Reihenverstärker mittels Referenzspannung eliminiert. Der Nachteil ist die doppelte Datenrate im Ausgangsverstärker.

In Bild 2.7c wird ein einstellbarer Verstärker in den einzelnen Reihen verwendet. Die Kalibrierung erfolgt während der Reihenaustastzeit. Es werden somit die Pixel- und Reihenoffsetschwankungen im Reihenverstärker kompensiert.

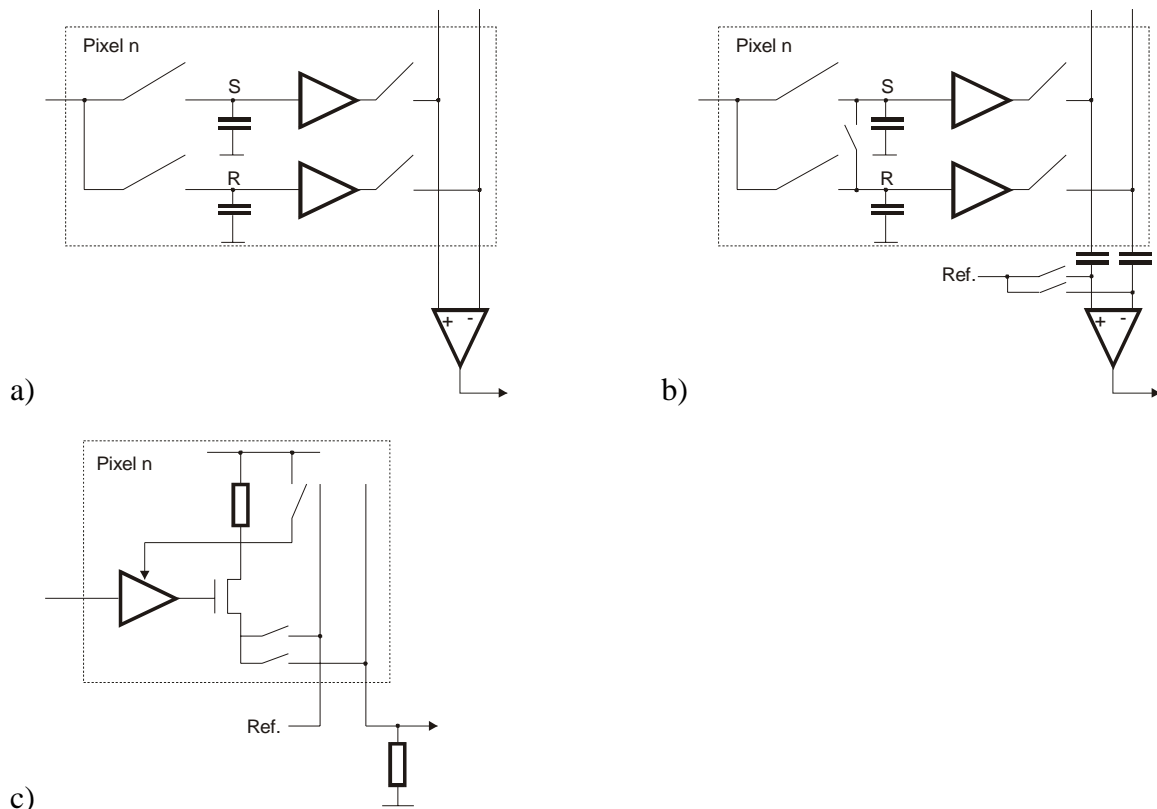


Bild 2.7: Verschiedene Techniken um das FPN zu beseitigen [MEYN-98]

- a) CDS Verfahren
- b) CDS Verfahren plus Offsetkompensation im Reihenverstärker
- c) Verfahren von der Firma Imec

2.4 Eigenschaften von CMOS-Bildsensoren

2.4.1 Allgemeiner Vergleich CMOS vs. CCD

In Tabelle 2.1 werden die Vor- und Nachteile von CMOS-Bildsensoren gegenüber CCD-Bildsensoren aufgelistet.

	Vorteile	Nachteile
CCD	<ul style="list-style-type: none"> geringes Rauschen Technologie ist ausgereift Etabliert Design existiert hohe Auflösung 	<ul style="list-style-type: none"> keine Logikintegration hoher Leistungsverbrauch wahlfreier Zugriff nicht möglich erfordert nahezu perfekte Ladungstransfer-Effizienz
CMOS	<ul style="list-style-type: none"> Integration weiterer Systemkomponenten verringert die Systemkosten geringe Leistungsaufnahme wahlfreier Zugriff auf alle Pixel möglich Reduzierte „Blooming“- und „Smear“-Effekte 	<ul style="list-style-type: none"> Integration führt zu höherer Komplexität des Chips Farb-Technologie noch nicht ausgereift Rauschkorrektur unbedingt erforderlich geringerer Füllfaktor

Tabelle 2.1: Technologievergleich CCD versus CMOS [GEIB-98], [SCHA-97B]

2.4.2 Integrierende CMOS-Bildsensoren

CMOS-Bildsensoren, die auf der Integration des Photostroms in einer Kapazität basieren, besitzen eine lineare Charakteristik. Die Ausgangsspannung steigt linear mit dem einfallenden Licht an. Sie besitzen einen typischen Dynamikbereich von ca. 60 dB [HUPP-98]. Es gibt jedoch auch Sensoren, die eine hohe Dynamik mittels photoempfindlichem PMOS-Transistor besitzen. Es kann eine Dynamik von 177 dB bei einer Integrationszeit von 1,4 μ s bis 4 s erreicht werden [BROC-98].

2.4.3 Logarithmische CMOS-Bildsensoren

Für Anwendungen, die einen hohen Dynamikbereich benötigen, sind logarithmische CMOS-Bildsensoren gut geeignet. In natürlichen Szenen treten sehr oft sehr starke Helligkeitsunterschiede auf. Auch das menschliche Auge besitzt eine nichtlineare fast logarithmische Empfindlichkeit. Logarithmische Sensoren wandeln den Photostrom mittels eines MOS-

Transistors in eine Spannung um. Der MOS-Transistor arbeitet in schwacher Inversion. Die Gatespannung und der Drainstrom besitzen in diesem Betrieb einen logarithmischen Zusammenhang. Man kann damit eine Dynamik von über 120 dB erreichen. Bild 2.8 zeigt den Aufbau eines logarithmischen Pixels. Es besteht nur aus einer Photodiode und drei MOSFET's [SEIT-99].

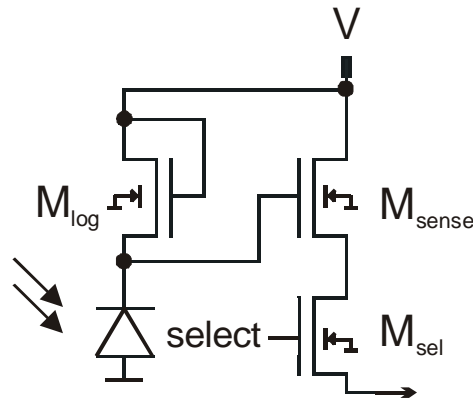


Bild 2.8: Schematische Darstellung eines logarithmischen CMOS-Pixels

2.5 Architektur von CMOS-Bildsensoren

Um eine optimale Architektur für einen CMOS-Bildsensor zu erhalten, muß zunächst auf die Abhängigkeiten bei der Nutzsignalerzeugung im Bildsensor eingegangen werden. Je höher das Nutzsignal desto besser wird das Signal-Rausch-Verhältnis (S/N) und damit die Qualität des Bildes. Als Nutzsignal kann die Anzahl der durch Lichteinfall erzeugten Photoelektronen definiert werden. Die Photoelektronenanzahl N kann wie folgt berechnet werden [OTT-97]:

$$N_{\text{Signal}} = \frac{\Phi}{h \cdot \nu} \cdot t_{\text{int}} \cdot A_P \cdot \eta \quad (2.8)$$

- Φ : Lichtintensität an der Halbleiteroberfläche [W / m^2]
- $h \cdot \nu$: Lichtquantenenergie [Ws]. Hierbei entspricht h dem Plänckschen Wirkungsquantum und ν der Frequenz des Lichtes
- t_{int} : Belichtungszeit [s]
- A_P : Pixelfläche [m^2]
- η : Quantenwirkungsgrad

In Gl. (2.8) sieht man die direkte Abhängigkeit der Photoelektronenanzahl von der Pixelfläche. Ist die Pixelfläche größer, ist die Zeile auch lichtempfindlicher. Bei schwachen Beleuchtungsverhältnissen, z.B. Auflichtmeßverfahren wie die Triangulation, sollte man also unbedingt Bildsensoren einsetzen, die eine möglichst große Fläche haben. Dabei ist jedoch zu beachten, daß bei erwünschter hoher lateraler Auflösung eines solchen Sensors die Pixel mög-

lichtst schmal und dicht nebeneinander sitzen müssen. Somit sind Pixelstrukturen sehr gut geeignet, die sehr schmal und sehr hoch sind.

Als nächster Punkt ist der Füllfaktor zu berücksichtigen. Der Füllfaktor gibt den prozentualen Anteil des optischen Bereiches von einem Pixel an. Der Füllfaktor ist bei Zeilensensoren wesentlich größer als bei zweidimensionalen Bildsensoren. Man hat dort die Möglichkeit, die aktiven Bauelemente (siehe Bild 2.6) in die Randbereiche der optischen Fläche zu legen. Nur der Isolationsbereich zwischen den Pixel wirkt sich auf den Füllfaktor aus.

Bei 2D-Sensoren liegt eine homogene Verteilung der Bauelemente über der Sensorfläche vor. Bei einem aktiven Pixel mit drei Transistoren erhält man bei 2D-Sensoren einen typischen Füllfaktor von 25 % [MEYN-98]. Daraus folgt, daß nur 25 % der beleuchteten Fläche zur Bildwandlung verwendet werden. Damit ist die Anzahl der Photoelektronen und somit auch das S/N-Verhältnis sehr klein. Zusätzlich verschlechtern geringe Füllfaktoren die Auflösung des Sensors, da z.B. Kantenverläufe genau in die „toten“ Bereiche eines Pixels fallen können.

Eine deutliche Verbesserung kann bei Einsatz von Mikrolinsen erreicht werden. Sie bündeln das einfallende Licht in die optischen Bereiche des Pixels und erhöhen somit den effektiven Füllfaktor auf 60 % - 80 % [FOSS-95]. In Bild 2.9 ist eine solche Struktur abgebildet.

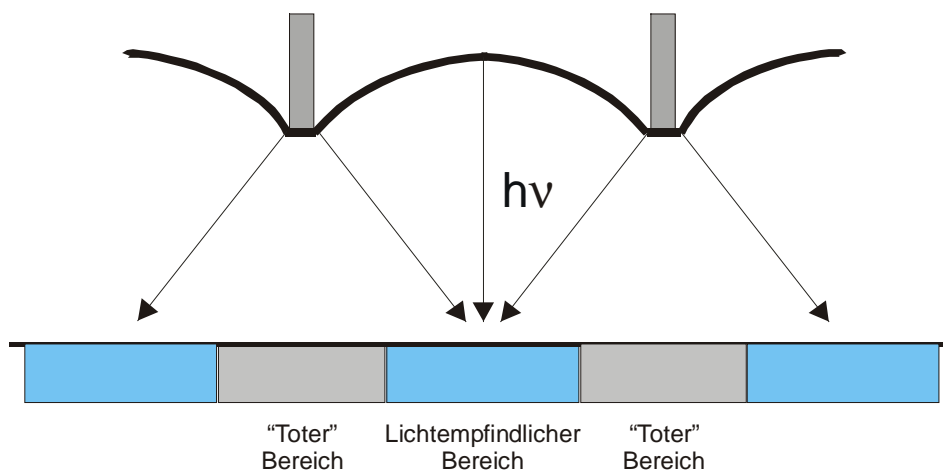


Bild 2.9: Schematische Darstellung einer „ON-Chip“ Mikrolinsenanordnung [FOSS-93]

2.6 Intelligente CMOS Pixel

Das einzelne Pixel eines modernen, kundenspezifischen CMOS-Bildsensors kann eine breite Palette von analogen und digitalen Schaltungen enthalten. Es verleiht dem Pixel eine enorme Funktionalität. Solch ein „intelligentes Pixel“ („smart pixel“) kann, dank des gegenwärtigen

Technologietrends zu immer kleineren Abmessungen hin, immer mehr Funktionalität auf der stets gleichbleibenden Pixelfläche enthalten. Gleichzeitig können analoge und digitale Verarbeitungsmodulare mit auf den Bildsensorchip integriert werden. Dies führt zu der Bezeichnung „Intelligenter Bildsensor“ („smart image sensor“) [SEIT-99].

Es gibt verschiedene Typen von intelligenten Pixeln oder Bildsensoren. Im folgenden werden zunächst intelligente Bildsensoren vorgestellt, die die Intensitätswerte der Pixel vorverarbeiten und auswerten. Als letztes wird das PMD-Pixel, das im Gegensatz zu den anderen Sensoren nicht nur einen Intensitätswert liefert, sondern zusätzlich noch einen entfernungsproportionalen Phasenwert zur Verfügung stellt, ausführlich beschrieben.

2.6.1 Flächensensor mit integrierten A/D-Wandler und RISC-Prozessor

Mittels integrierten A/D-Wandler und RISC-Prozessor zur Signalauswertung können bei diesem Flächensensor folgende Algorithmen implementiert werden [GÖKS-98]:

- Schwerpunktfindung (Grauwert und Pixelposition)
- Maxwert Bestimmung (Grauwert und Pixelposition)
- Schwellwertoperationen

2.6.2 Zeilensensoren mit integrierter analoger Auswertung

Dieser Zeilensensor besitzt durch Integration von zusätzlichen analogen Schaltungen folgende Meßmöglichkeiten [SCHA-97A]:

- Geschwindigkeitsmessung
- Kantenextraktion
- Triangulationsmessungen

2.6.3 Zeilensensor mit integrierter Signalverarbeitung

Bei diesem Zeilensensor wird die Ausgangsspannung mittels integriertem analogen Prozessor verarbeitet. Zusammengefaßt kann der Sensor folgende Funktionen ausführen [SCHA-97B]:

- Maxwert-/Maxposition Bestimmung
- Integration aller Pixel
- Mittelung über alle Pixel
- Ableitungsbestimmung
- Medianfilterung
- Schwellwertoperationen

2.6.4 Photomischdetektor-Pixel (Photonic Mixer Device, PMD)

2.6.4.1 Meßaufgabe des PMD

Ein PMD-Pixel detektiert die Echolaufzeiten von modulierten Lichtsignalen ähnlich wie ein Laser-Radar. Gemessen wird der Phasenzustand einer von der Lichtquelle ausgesendeten, modulierten Lichtwelle nach Durchlaufen der Meßstrecke, d.h. vom Sender zum Meßobjekt und zurück zum PMD-Empfänger. Dies geschieht durch eine Multiplikation bzw. homodyne Mischung und anschließende Integration. Dieser Prozeß entspricht einer Korrelation des Sendemodulationssignals mit einem internen Referenzsignal und findet innerhalb des PMD-Pixels statt. Die genaue Funktionsweise wird in [HEINO-00], [XU-99] beschrieben.

Das Prinzip des Echolaufzeit-Verfahrens ist nicht neu – allerdings elektronisch höchst anspruchsvoll. Denn für eine Abstandsmessung auf einen Millimeter genau ist die zugehörige, extrem kurze Echolaufzeit mit einer Auflösung von 6,6 ps zu messen. Konventionelle Systeme dieser Art sind bisher derartig aufwendig, teuer und fehlerkritisch, daß nur eindimensionale Abstandsmessgeräte und rotierende 1D-Scanner kommerziell eingeführt werden konnten. Bild 2.10a) zeigt schematisch deren Empfangskette aus Photodioden, Breitbandverstärkern, elektronischen Mischern und diversen Filtern, Bild 2.10b) zeigt im Vergleich dazu ein System mit einem PMD. Dort ist auch das elektrische Symbol des PMD dargestellt.

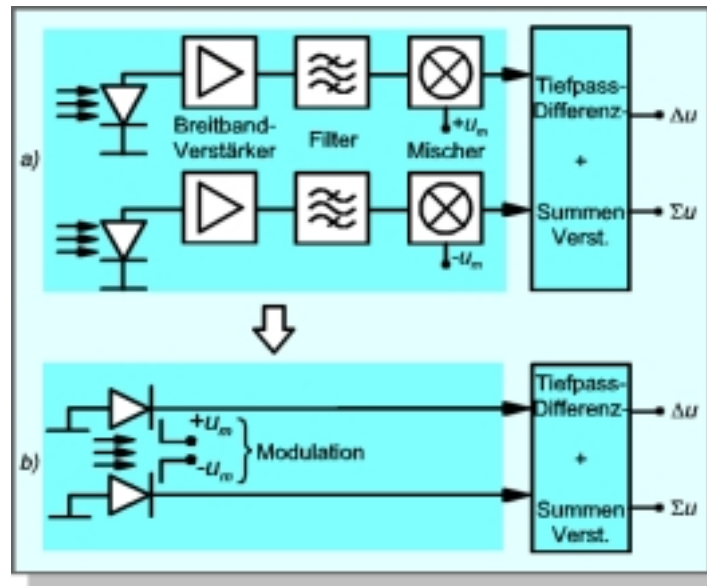


Bild 2.10: Zwei Arten der optischen Entfernungsmessung mit Hilfe der Echolaufzeiten [HEINO-99A]:

- a) konventioneller Aufbau
- b) Integration im PMD

2.6.4.2 Aufbau und Funktionsweise des PMD

Anhand der in Bild 2.11 dargestellten Grundstruktur lässt sich die Funktionsweise erkennen. Bild 2.11a) zeigt einen Schnitt durch den Chip. Man erkennt ein Paar transparenter Photogates (auch Modulationsgates genannt), das gleichzeitig den lichtempfindlichen Detektorbereich definiert. In direkter Nachbarschaft befindet sich jeweils eine Auslesediode, welche als Schnittstelle zur nachgeschalteten, pixelzugehörigen Ausleseschaltung dient. Diese Eigenschaft verbindet das PMD zunächst mit der Familie der „Active-Pixel-Sensoren“ [FOSS-93].

Der Halbleiterbereich unter den beiden Photogates arbeitet jedoch im sogenannten „deep depletion mode“ – ähnlich dem CCD-Betrieb – und bildet den lichtempfindlichen Pixelbereich, der sowohl für die Detektion des einfallenden Lichtes als auch für die zur Entfernungsmessung notwendigen Multiplikation zuständig ist. Zusätzlich wird durch Anlegen einer Gegen-takt-Modulationsspannung an die beiden Photogates ein Potentialgefälle im darunterliegenden Bereich erzeugt, das die generierten Ladungsträger je nach Polarität entweder zur linken oder zur rechten Auslesediode dirigiert (Bild 2.11b)). Liegt z.B. die positive Modulationsspannung u_m an, driften praktisch alle Photoelektronen – experimentell bis zu 95 % bei nichtmoduliertem Licht – zur rechten Auslekathode und für Vorzeichenumkehr zur linken Auslekathode. Die nicht eingezeichneten Photolöcher driften unabhängig von der Modulationsspannung immer zur gemeinsamen negativen Anode [STEC-99].

Der durch die Modulationsspannung hervorgerufene zeitlich veränderliche Potentialverlauf entspricht sozusagen einer Elektronenschaukel, die in Abhängigkeit von ihrer momentanen Stellung darüber entscheidet, wohin das erzeugte Elektron fließt. Diese Gegentaktabtastung bildet den entscheidenden Mischeffekt und liefert mit den links und rechts gesammelten Photoströmen bereits das Meßergebnis: Die Ladungsdifferenz entspricht der Korrelation des einfallenden Lichtsignals mit dem Modulationssignal und erfordert – auch für Pikosekunden-Zeitauflösung – keine weitere hochfrequente Signalverarbeitung.

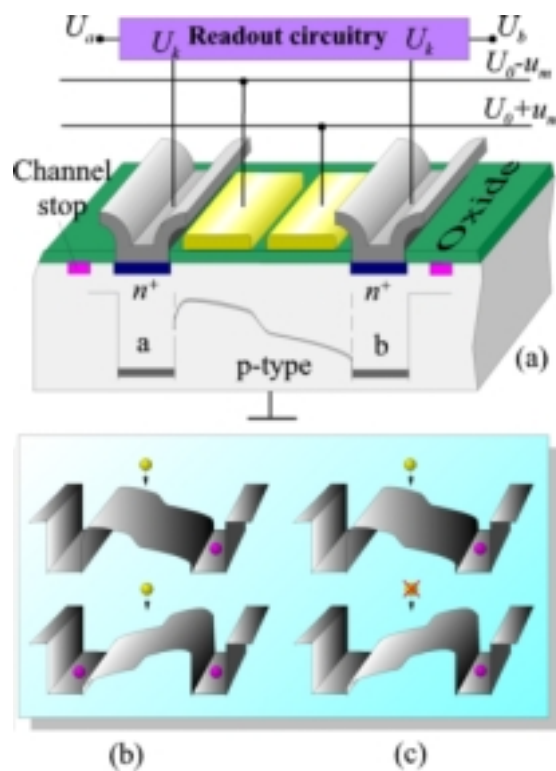


Bild 2.11: Grundprinzip des PMD [HEINO-99A]:

- a) Struktur des Chips
- b) Potentialverlauf als „Elektronenschaukel“ für konstante Lichteinstrahlung
- c) Potentialverlauf als „Elektronenschaukel“ für moduliertes Licht

Die zur Messung benötigte Lichtquelle braucht nicht kohärent zu sein. Es genügt eine LED. Da sie ebenfalls moduliert ist, entscheidet die Laufzeit des ausgesendeten und an der Oberfläche reflektierten Lichtes über das zur momentanen Schaukelstellung korrelierten Vorhandensein von photogenerierten Ladungsträgern. Bild 2.11c) veranschaulicht diesen Zusammenhang.

2.6.4.3 Auswerteschaltung des PMD

Die laufzeit- bzw. entfernungsabhängigen Ladungsträgermengen aus der linken und der rechten Auslesediode fließen in die nachgeschaltete Ausleseschaltung (Bild 2.12). Durch einfache Differenzbildung dieser beiden Kanäle entsteht ein entfernungsabhängiges Signal. Die Summe der beiden Kanäle liefert zusätzlich die Gesamtanzahl aller erzeugten Ladungsträger und repräsentiert den bekannten Intensitätswert konventioneller Detektoren.

Die gemessenen Modulationskennlinien (Kreuze in Bild 2.13) der realisierten PMD-Pixel weisen durchweg eine hohe Modulationsempfindlichkeit im mittleren Übergangsbereich auf, der näherungsweise durch die durchgezogene lineare Modulationskennlinie approximiert werden kann.

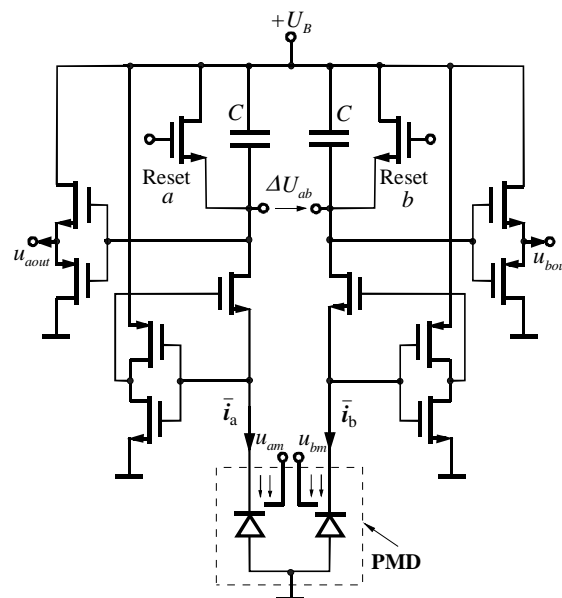


Bild 2.12: Auswerteschaltung liefert die Summen- und Differenzsignale von beiden Photodioden [HEINO-99A]

Folgende Formel verdeutlicht den Zusammenhang:

$$\Delta i_{ph} = i_a - i_b = S_\lambda \cdot \eta \cdot P_{opt,m} \cdot \frac{u_m}{u_{msat}} \quad \text{für } |u_m| \leq u_{msat} \quad (2.9)$$

Hier steht das Produkt des modulierten optischen Echos $P_{opt,m}$ und der Modulationsspannung u_m , das aufgrund einer nachfolgenden Integration von Δi_{ph} die Korrelation zeitlich modulierter Beleuchtungen und Modulationsspannungen erlaubt.

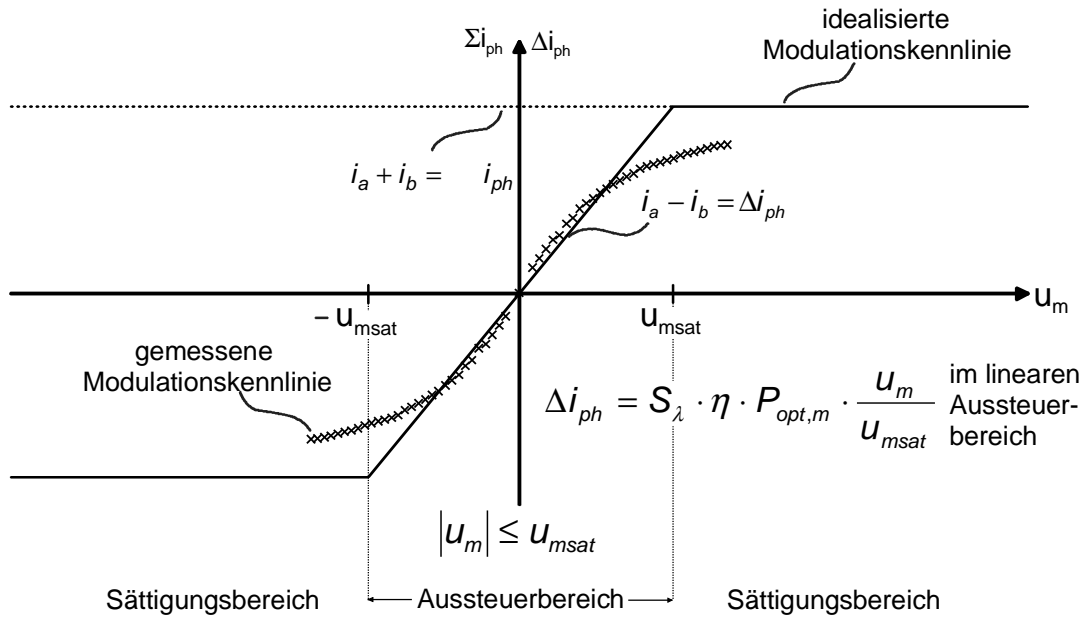


Bild 2.13: Modulationskennlinie des PMD's: $\Delta i_{ph} = f(u_m)$ [STEC-99]

Im physikalischen Sinne werden die beiden Ausgangsströme i_a und i_b der Dioden a und b praktisch rückwirkungsfrei unmittelbar auf zwei in die Ausleseschaltung eingefügte Speicherkapazitäten C_{PMD} akkumuliert und erzeugen so nach einer Reset-Phase mit der Integrationszeit t_{int} die beiden Ausgangsspannungen u_a bzw. u_b .

Die Summenspannung ΣU_{ab} liefert den üblichen Intensitäts- bzw. Grauwert:

$$U_{ab} = \frac{t_{int}}{C_{PMD}} \cdot (\bar{i}_a + \bar{i}_b) \quad (2.10)$$

Aus der Differenzspannung ΔU_{ab} ergibt sich der für diesen Bildpunkt relevante Entfernungswert:

$$\Delta U_{ab} = \frac{t_{int}}{C_{PMD}} \cdot (\bar{i}_a - \bar{i}_b) \quad (2.11)$$

Der Entfernungswert wird mit Hilfe des Phasenshiftverfahrens ermittelt. Die Differenzspannung ΔU_{ab} enthält aufgrund der Gegentaktmischung bereits zwei Phasenwerte, die eine Phasenverschiebung von 180° Grad zueinander besitzen (0° und 180°). Bei Verwendung einer CW-Modulation (Continuous Wave) hat das Ergebnis der Korrelation, sprich der Intensitätsverlauf, von Modulationssignal und optischen Echo folgende Form:

$$I_{(n)} = a_0 + a_1 \cdot \cos(a_2 + \varphi_n) \quad (2.12)$$

$n = 1..m$; wobei $m \geq 3$

Zur Bestimmung der Koeffizienten $a_0 - a_2$ benötigt man mindestens drei Phasenschiebestritte ($m=3$). Das PMD liefert bereits nach zwei aufeinanderfolgenden um 90° versetzten Messungen vier Phasenwerte ($0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$). Die gesuchte Phasenlage zwischen optischen Echo und Modulationssignal erhält man durch Anwendung der Methode der kleinsten Quadrate nach Gauß. Es gilt:

$$I = \sum_{i=1}^4 (I_{(n)} - I_{m(n)})^2 \rightarrow \min \quad (2.13)$$

Dabei ist $I_{(n)}$ das zu erwartende Modulationsergebnis aus Gl. (2.12) (Näherungsfunktion für die Meßwerte) und $I_{m(n)}$ die Meßergebnisse der PMD-Ausgänge. Nach partieller Ableitung nach a_2 und Gleichstellung mit Null,

$$\frac{\partial I}{\partial a_2} = 2 \cdot \sum_{i=1}^4 (I_{(n)} - I_{m(n)}) \cdot \frac{\partial I_{(n)}}{\partial a_2} = 0 \quad (2.14)$$

ergibt sich nach Lösung des Gleichungssystems folgender Zusammenhang für a_2 :

$$a_2 = \arctan\left(\frac{I_2 - I_4}{I_1 - I_3}\right) = \arctan\left(\frac{I_{90^\circ} - I_{270^\circ}}{I_{0^\circ} - I_{180^\circ}}\right) \quad (2.15)$$

Der Koeffizient a_2 entspricht der Phasenlaufzeit φ_{opt} des ausgesandten Modulationssignals. Gl. (2.15) kann auch in Abhängigkeit der Differenzausgangsspannungen des PMD dargestellt werden. Es gilt:

$$\varphi_{opt} = \arctan\left(\frac{(\Delta U_{ab})_{90^\circ}}{(\Delta U_{ab})_{0^\circ}}\right) = \arctan\left(\frac{\Delta \text{Im}}{\Delta \text{Re}}\right) \quad (2.16)$$

Der eigentlichen Entfernungswert W ergibt sich nun zu:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_{\text{mod}}} \cdot \left(\frac{\varphi_{opt}}{2\pi} + N \cdot 2\pi \right) \quad \text{mit } N = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (2.17)$$

c: Lichtgeschwindigkeit [3·10⁸ m/s]

Um einen eindeutigen Meßbereich zu gewährleisten, muß die Modulationsfrequenz f_m so gewählt werden, daß keine Phasensprünge innerhalb des Meßbereiches auftreten ($N=0$). Bei einer Modulationsfrequenz von beispielsweise 30 MHz ergibt sich ein Eindeutigkeitsbereich von 5 m.

Die integrierte Mischfunktion weist hohe Bandbreiten, hohe Linearität und Dynamik sowie geringe Empfindlichkeit gegenüber Störungen auf. Indem der Photomischdetektor alle Empfängerfunktionen – Lichtintensitätsdetektion, Demodulation bzw. Mischung im quasi-optischen Bereich sowie Korrelation und Signalvorverarbeitung – vereinigt, reduziert er das Bauvolumen gegenüber der konventionellen Lösung nahezu um einen Faktor von 10^6 , wobei gleichzeitig die Kosten und die Fehler der bislang erforderlichen Hochgeschwindigkeits-Empfangselektronik wesentlich vermindert werden.

3 Neuartiger Subpixelinterpolationsalgorithmus für Zeilensensoren

In diesem Kapitel wird die Untersuchung eines neuartigen Subpixelinterpolationsalgorithmus zur Kantenextraktion beschrieben. Der Grund für die Untersuchung ist die geringe Pixelanzahl der hier verwendeten CMOS-Zeile. Mittels einer hochauflösenden Subpixelinterpolation soll die Auflösung des Zeilensensors erhöht werden.

Es existieren viele Subpixel-Algorithmen, die die Position eines Intensitätssprungs zwischen zwei Pixeln berechnen. Diese Verfahren sind auf einen Vorgabewert angewiesen, der möglichst pixelgenau sein sollte. Die üblichen Standardverfahren wurden in [KLEI-98] untersucht und in bestehende im ZESS entwickelten Sensoren implementiert.

Im folgenden wird nun untersucht, ob mittels Chirpsignalen eine drastische Auflösungserhöhung möglich ist. Chirpsignale werden beispielsweise in der **Synthetic Aperture Radar (SAR)** Signalverarbeitung verwendet. Sie besitzen eine sehr schmale Autokorrelationsfunktion (AKF) und damit eine große Range-Auflösung, sowie einen hohen Signal/Rauschabstand [HEIN-98].

Zuerst wurde der Algorithmus auf einem PC simuliert und dann als Abschluß der Untersuchung versucht in die Praxis umzusetzen.

3.1 Komplexes zeitlich begrenztes Tiefpaßchirpsignal im Zeit- und Frequenzbereich

Der sogenannte Chirp ist ein linear frequenzmoduliertes Signal, es besitzt einen quadratischen Phasenverlauf. Der hier verwendete Tiefpaßchirp hat folgende Form:

$$s_{T\cap}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot (\cos(\pi \cdot k_r \cdot t^2) + j \sin(\pi \cdot k_r \cdot t^2)) \quad (3.1)$$

Hierbei ist der Faktor k_r die sogenannte Sweep-Rate. Sie charakterisiert die Häufigkeit der periodischen Wechsel oder auch die Phasenmodulationsschnelligkeit des Chirpsignals. Die Signalform des Realanteils des komplexen zeitlich begrenzten Chirpsignals ist in Bild 3.1 dargestellt.

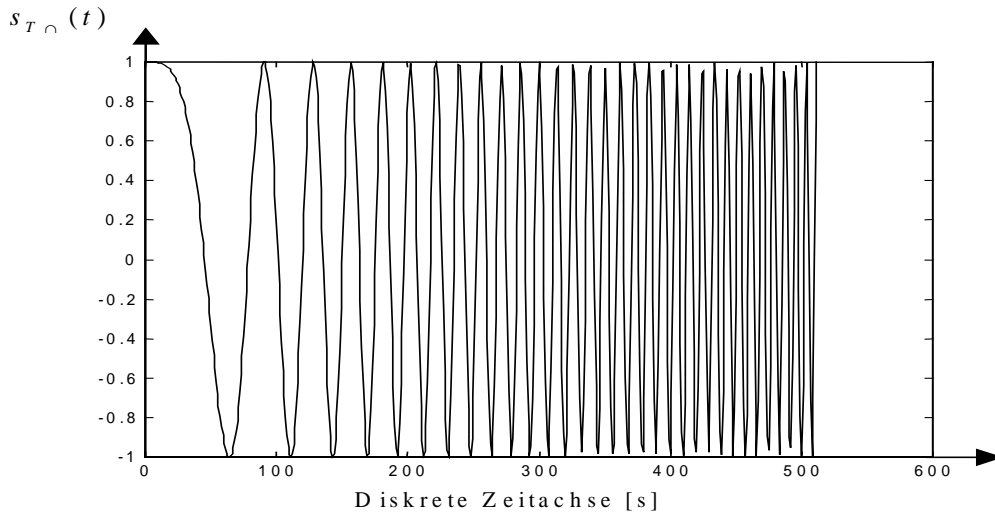


Bild 3.1: Reelles zeitlich begrenztes Tiefpaßchirpsignal

Das Chirpsignal besteht aus einer Amplitudenmodulation $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ und einer Phasenmodulation $(\cos(\pi \cdot k_r \cdot t^2) + j \sin(\pi \cdot k_r \cdot t^2))$. $\Psi(t) = \pi \cdot k_r \cdot t^2$ wird als Augenblicksphase bezeichnet. Die Momentanfrequenz erhält man durch Ableitung der Augenblicksphase:

$$f_0(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d\Psi(t)}{dt} = k_r \cdot t \quad (3.2)$$

Das Ergebnis ist eine lineare Funktion. Die Bandbreite wird hierbei von der Sweep-Rate k_r und der jeweiligen Signaldauer T als Ausschnitt aus der unendlich langen Zeitachse bestimmt:

$$B_r = k_r \cdot T \quad (3.3)$$

Die auftretenden maximalen Frequenzen errechnen sich zu:

$$f_{\max} = \frac{B_r}{2} ; f_{\min} = -\frac{B_r}{2}$$

Das besondere an Chirpsignalen ist, daß ihre Breite im Zeitbereich proportional ist zu ihrer Bandbreite. Diese Eigenschaft soll bei dem hier entwickelten Algorithmus ausgenutzt werden.

Die Berechnung des Spektrums des komplexen zeitlich begrenzten Tiefpaßchirps nach der Methode der stationären Phase wurde bereits in [HEIN-98] durchgeführt.

Die prinzipiellen Ideen, die hinter diesem Lösungsansatz stehen lauten:

- Das Integral über den Bereich, in dem eine Funktion schnell variiert, geht näherungsweise gegen Null. Vergleichend kann man die Integration über ganze Periodendauern betrachten. Hier heben sich positive und negative Anteile der Funktion gegenseitig auf.

- Die Hauptanteile im Fourierspektrum treten dann auf, wenn die Änderungsrate der Oszillation minimal ist. Diese Bedingung wird im Punkt der stationären Phase erfüllt. Das Integral liefert einen Beitrag der Funktion, wo die Ableitung an der Stelle τ^* gleich Null ist.

Als Ergebnis erhält man als Approximation des Chirpspektrums mit der Bandbreite $B_r = k_r \cdot T$:

$$S_{T \cap}(f) = \frac{1}{\sqrt{k_r}} \cdot \text{rect}\left(\frac{f}{k_r \cdot T}\right) \cdot e^{-j\pi f^2 / k_r} \cdot e^{j\pi/4} \quad (3.4)$$

Bild 3.2 zeigt die exakte Lösung (Betrag) des Fourierintegrals für ein zeitlich begrenztes Tiefpaßchirpsignal. Die Welligkeit ist zum einen auf das Gibb'sche Phänomen und zum anderen auf das „abklingende Schwingverhalten“ der Fresnel'schen Integrale zurückzuführen [HEIN-98].

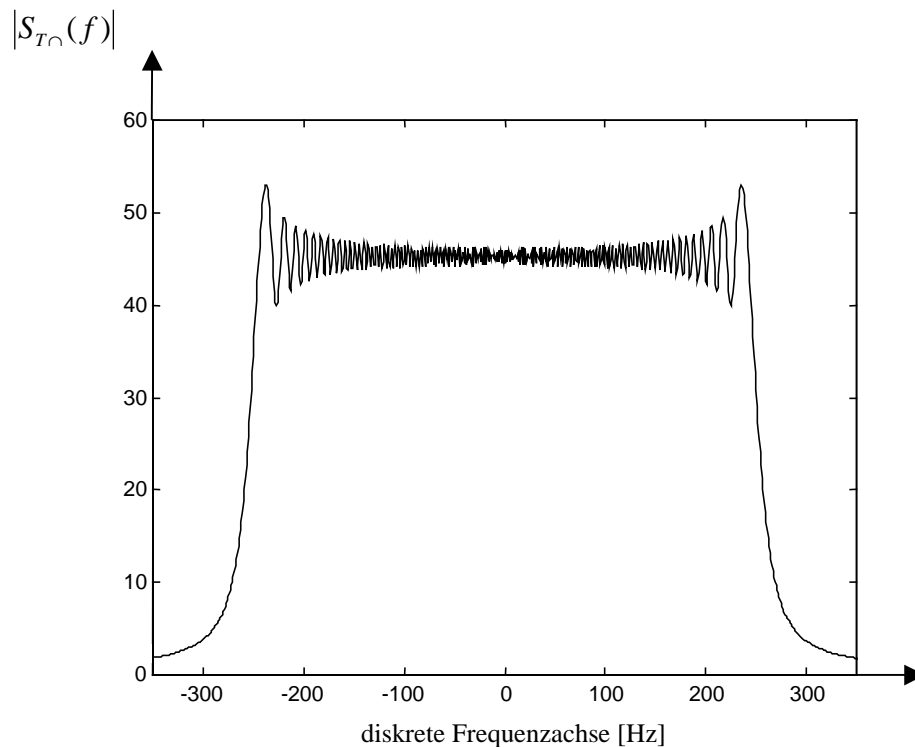


Bild 3.2: Exakte Lösung des Fourierintegrals eines zeitbegrenzten Tiefpaßchirps (Betrag)

3.2 Bandbreitenbetrachtung von Chirpsignalen

Im folgenden wird eine Bandbreitenbetrachtung für ein zeitbegrenztes Tiefpaßchirpsignal durchgeführt. Diese Betrachtung basiert auf der allgemein gültigen Bandbreitenbetrachtung von amplituden- und winkelmodulierten Signalen [LOFF-99].

Um zu einer Bandbreitenbetrachtung des Chirpsignals zu gelangen, muß zunächst das Energiedichtespektrum auf die Fläche von 1 normiert werden. Das Energiedichtespektrum des Chirps gewinnt man aus der Autokorrelationsfunktion (AKF). Die AKF des Chirps aus Gl. (3.1) lautet:

$$\Phi^{E}_{ss}(\tau) = s_{T\cap}(\tau) * s_{T\cap}(-\tau)^* \quad (3.5)$$

In den Frequenzbereich transformiert folgt dann:

$$\Phi^{E}_{ss}(f) = S_{T\cap}(f) \cdot S_{T\cap}(-f) = |S_{T\cap}(f)|^2 \quad (3.6)$$

Damit ergibt sich für das normierte Energiedichtespektrum:

$$\tilde{\Phi}_{ss}(f) = \frac{|S_{T\cap}(f)|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} |S_{T\cap}(f)|^2 \cdot df} \quad (3.7)$$

Folgende Eigenschaften gelten für das normierte Energiedichtespektrum:

$$\tilde{\Phi}_{ss}(f) \geq 0 \quad \text{und} \quad \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\Phi}_{ss}(f) \cdot df = 1 \quad (3.8)$$

Damit besitzt das normierte Energiedichtespektrum durchaus vergleichbare Eigenschaften mit einer entsprechenden Verteilungsdichtefunktion. Ebenso, wie man die Varianz einer Zufallsvariablen als zweites zentrales Moment aus der Verteilungsdichte berechnet und damit ein Maß für die Streubandbreite der Realisationen um den Erwartungswert gewinnt, läßt sich auch eine Bandbreitenvarianz eines Signals aus dem zweiten zentralen Moment des normierten Energiedichtespektrums gewinnen, wobei das erste Moment dann den Schwerpunkt dieses Spektrums beschreiben würde [LOFF-99]. Es wird die Mittenfrequenz des Spektrums definiert:

$$\mu_{f_s} = \int_{-\infty}^{\infty} f \cdot \tilde{\Phi}_{ss}(f) \cdot df \quad (3.9)$$

Und die Bandbreitenvarianz des Spektrums:

$$\sigma^2_{f_s} = \int_{-\infty}^{\infty} (f - \mu_{f_s})^2 \cdot \tilde{\Phi}_{ss}(f) \cdot df = \int_{-\infty}^{\infty} f^2 \cdot \tilde{\Phi}_{ss}(f) \cdot df - \mu_{f_s}^2 \quad (3.10)$$

Eine effektive Bandbreite des Signals kann dann folgendermaßen gewonnen werden:

$$B_{eff} = n \cdot 2 \cdot \sigma_{f_s} = n \cdot 2 \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (f - \mu_{f_s})^2 \cdot \tilde{\Phi}_{ss}(f) \cdot df} \quad (3.11)$$

Jetzt muß noch die Konstante n bestimmt werden. Das Spektrum des Chirpsignals entspricht in etwa einer Gleichverteilung. Bei einer Gleichverteilung ist die Bandbreite:

$$B_{\text{Gleich}} = \sqrt{12} \cdot \sigma_{\text{Gleich}} \quad (3.12)$$

Setzt man dann B_{eff} gleich B_{Gleich} , folgt daraus:

$$n \cdot 2 \cdot \sigma_{f_s} = \sqrt{12} \cdot \sigma_{\text{Gleich}} \quad (3.13)$$

Bei Annahme von gleichen Varianzen gilt für n :

$$n = \frac{\sqrt{12}}{2} \quad (3.14)$$

Somit gilt für die effektive Bandbreite von zeitlich begrenzten Chirpsignalen:

$$B_{\text{eff}} = \sqrt{12} \cdot \sigma_{f_s} = \sqrt{12} \cdot \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (f - \mu_{f_s})^2 \cdot \tilde{\Phi}_{SS}(f) \cdot df} \quad (3.15)$$

3.3 Simulation der Kantenextraktion auf dem Zeilensensor

Bei dem hier beschriebenen Verfahren wird die reale Position einer Kante anhand der Bandbreite des Chirpsignals berechnet. Chirpsignale sind linear frequenzmoduliert. Daher ändert sich die Bandbreite bei linearer Abdeckung des Chirpsignals ebenfalls linear.

Folgende Rechenschritte sind erforderlich, um die reale Position auf der Zeile zu finden:

3.3.1 Bestimmung der Sweep-Rate

Da Zeilensensoren nur diskrete Werte liefern, gilt für die Momentanfrequenz aus Gl. (3.2):

$$f_0(n) = k_r \cdot n \cdot \Delta\text{pixel} \quad (3.16)$$

Δpixel : Abstand zwischen zwei Pixeln in Millimeter. Ist abhängig von der gewünschten Auflösung.

Die größte Frequenz tritt bei der höchsten Pixelanzahl N auf. Daraus folgt:

$$f_0 \text{ max} = k_r \cdot N \cdot \Delta\text{pixel} \quad (3.17)$$

Die Abtastung muß mit $T \leq \frac{1}{2 \cdot f_g}$ (Abtasttheorem nach Shannon) erfolgen. Bei Gleichstellung von f_g und f_{omax} gilt:

$$k_r \cdot N \cdot \Delta pixel \leq \frac{1}{2 \cdot \Delta pixel} \quad (3.18)$$

Daraus ergibt sich die Sweep-Rate zu:

$$k_r \leq \frac{1}{2 \cdot \Delta pixel^2 \cdot N} \quad (3.19)$$

3.3.2 Energiedichtespektrum des verdeckten Chirpsignals

Das Energiedichtespektrum des komplexen zeitlich begrenzten Chirps ergibt sich laut Gl. (3.6) aus der Fourier-Transformierten der AKF des Chirps. Sie entspricht dem Betragsquadrat der Fourier-Transformierten des Chirpsignals. In Bild 3.3 ist das diskrete Energiedichtespektrum des unbedeckten Chirpsignals dargestellt. Infolge fehlender Verdeckung, erhält man die maximale Bandbreite.

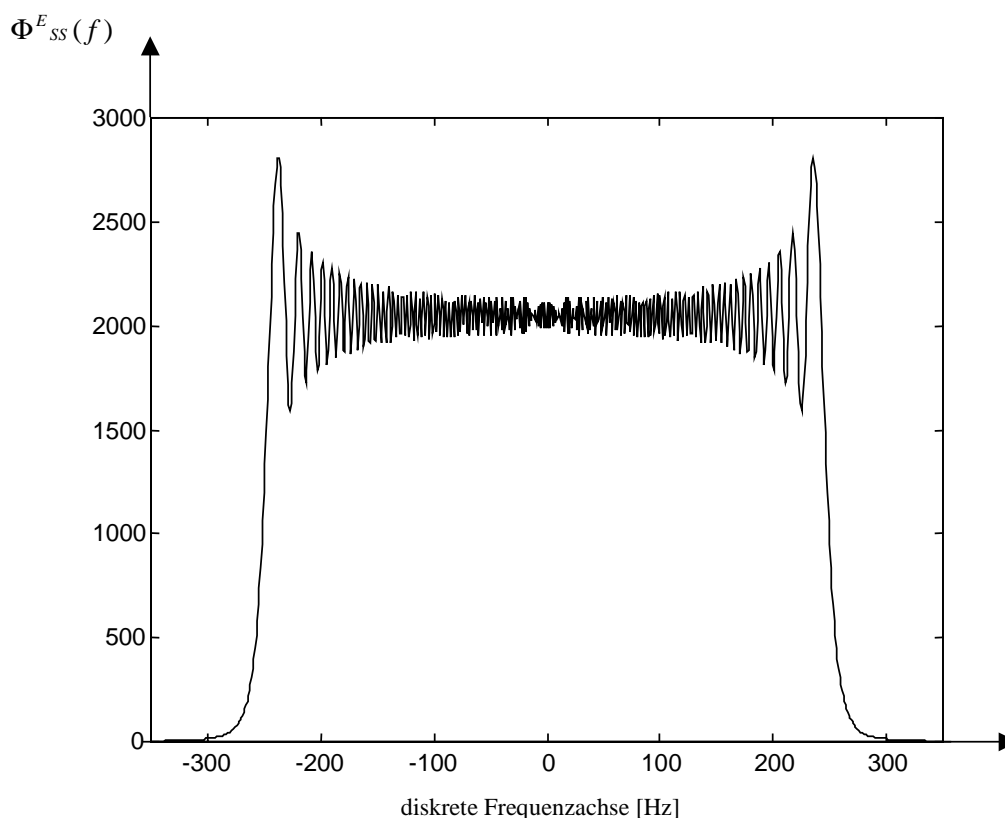


Bild 3.3: Diskretes Energiedichtespektrum des unbedeckten Chirpsignals

3.3.3 Bestimmung der effektiven Bandbreite

Die Herleitung der effektiven Bandbreite zeitlich begrenzter Chirpsignale ist in Kapitel 3.2 erfolgt. Zur Berechnung muß das in Bild 3.3 abgebildete Energiedichtespektrum auf die Fläche 1 normiert werden. Aus diesem normierten Spektrum wird dann die Bandbreitenvarianz ermittelt. Nach Multiplikation mit dem Faktor $\sqrt{12}$ erhält man die effektive Bandbreite.

In Bild 3.4 ist der Verlauf der diskreten effektiven Bandbreite bei linearer Abdeckung des Chirpsignals dargestellt. Man sieht deutlich die lineare Abnahme der effektiven Bandbreite.

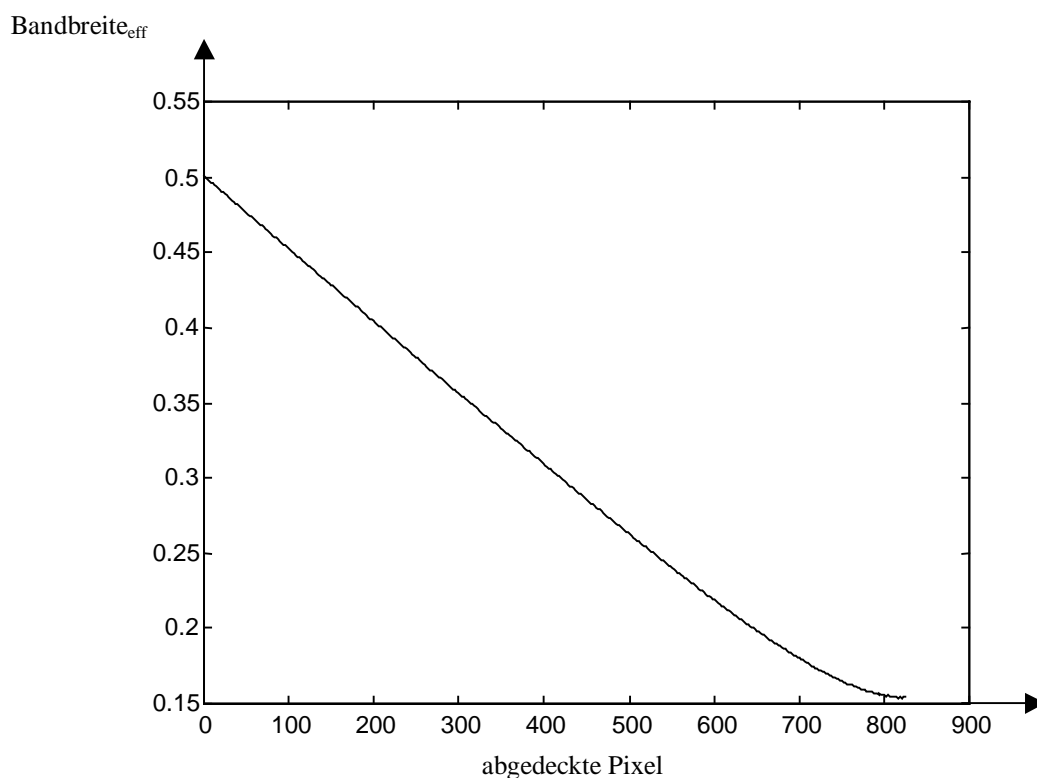


Bild 3.4: Verlauf der effektiven Bandbreite bei linearer Abdeckung des Chirpsignals

3.3.4 Bestimmung der realen Pixelposition

Zur Bestimmung der realen Pixelposition muß man die effektive Bandbreite durch die Sweep-Rate teilen:

$$B_{real} = \frac{B_{eff}}{k_r} \quad (3.20)$$

Den Verlauf der realen Bandbreite, des Real- und Imaginärteils des abgedeckten Chirpsignals und den Verlauf des absoluten Fehlers ist in Bild 3.5 dargestellt.

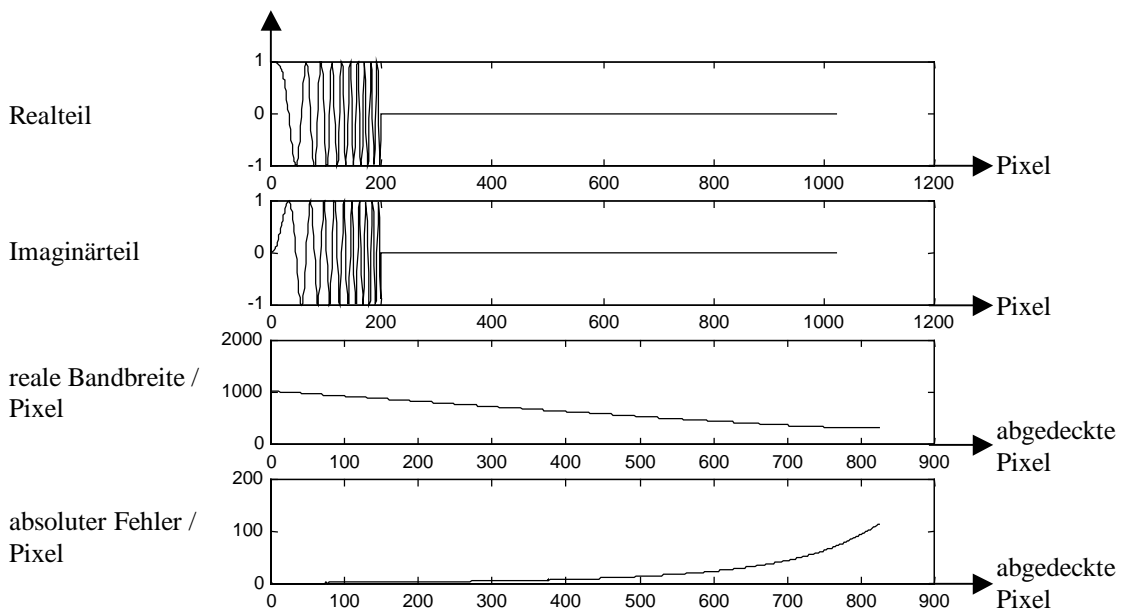


Bild 3.5: Verlauf des abgedeckten Real- und Imaginärteils des Chirpsignals, der realen Bandbreite und des auftretenden absoluten Fehlers.

Wenn man $\Delta pixel$ (siehe Gl. (3.16)) gleich Eins setzt, bildet man die reale Bandbreite auf die Pixel ab. D.h. man erhält eine fallende Gerade mit der Steigung minus Eins. In Bild 3.5 sieht man, daß bei linearer Abdeckung von 824 Pixeln bei einem 1024 Pixel großen Zeilensensor, die reale Bandbreite sich von 1024 auf 200 ändert. Bei der Berechnung tritt ein absoluter Fehler auf, der sich mit steigender Abdeckung erhöht. Dies geschieht, da bei nahezu vollständiger Abdeckung das Spektrum nicht mehr dem eines Chirpsignals entspricht.

3.3.5 Subpixelinterpolation

Bei gleichmäßiger Abdeckung eines Bildpixels ändert sich dessen Ausgangsspannung ebenfalls gleichmäßig. Bei Verwendung eines 8-Bit A/D-Wandlers erhält man 256 Graustufen. Ist z.B. ein Pixel unbedeckt, liefert es den Wert 256, ist es halb bedeckt liefert es den Wert 128, ist es komplett bedeckt liefert es den Wert 0. Infolge dessen kann man ein „ganzes Pixel“ anhand von Amplitudenänderungen in der Ausgangsspannung in „Subpixel“ unterteilen. Man erhält Nachkommastellen für die Pixel. Bei einer viertel Abdeckung eines Pixels, würde man als Ergebnis 0,25 Pixel erhalten.

Erweitert man nun die oben beschriebene Rechenvorschrift um beispielsweise viertel Pixel, d.h. fügt man zwischen zwei Pixeln noch zwei Berechnungen bei entsprechenden Signalamplituden ein, erhält man das in Bild 3.6 abgebildete Ergebnis. Der Verlauf entspricht bei ganzen Pixelzahlen dem in Bild 3.5. Man sieht jedoch, daß der absolute Fehler stark oszilliert.

Daraus läßt sich direkt ableiten, daß zwischen den Pixeln kein linearer Bandbreitenverlauf existiert. Die beschriebene Rechenvorschrift kann keine eindeutigen Interpolationswerte zwischen zwei Pixeln liefern. Somit wird das gewünschte Ergebnis nicht erreicht.

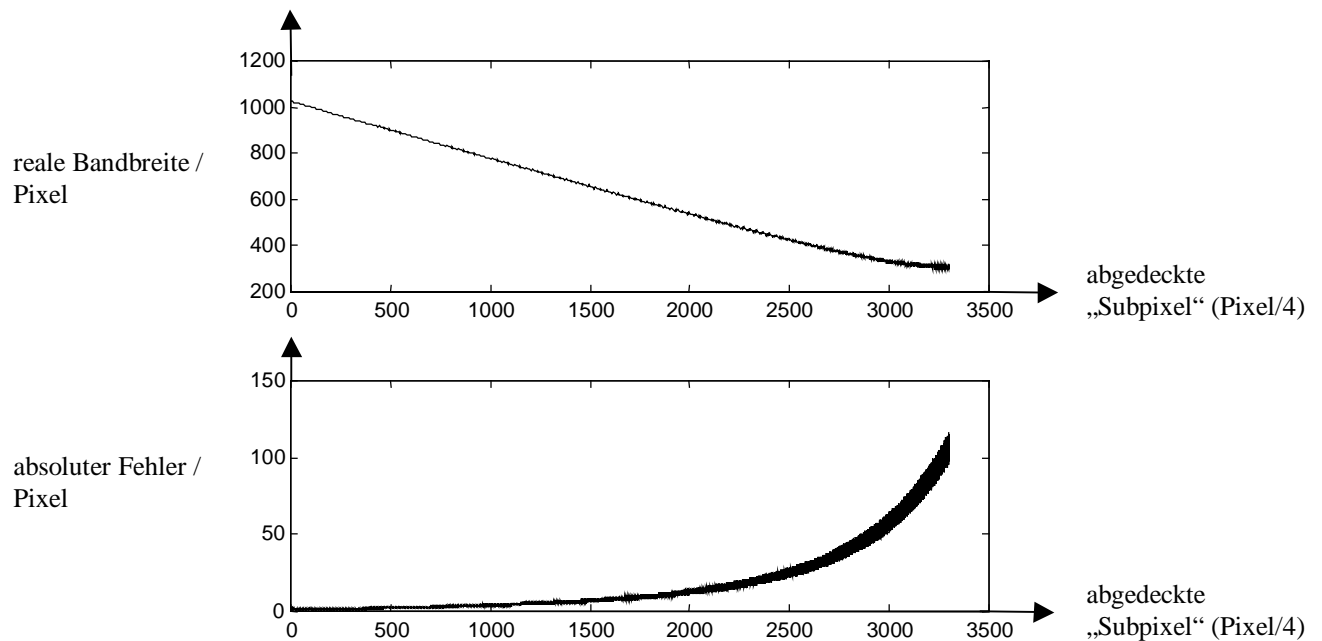


Bild 3.6: Verlauf der realen Bandbreite und des absoluten Fehlers beim Subpixelinterpolationsverfahren

3.4 Praktische Realisierung

Eine praktische Realisierung kann an drei Stellen in einem Sensorsystem erfolgen:

- Beleuchtungsmodul
- Auswerteelektronik
- Zeilensensor

Im folgenden wird versucht an allen Stellen eine Realisierung des beschriebenen Verfahrens durchzuführen. Die gewonnenen Ergebnisse werden in den einzelnen Kapiteln aufgeführt.

3.4.1 Beleuchtungsmodul

Durch das Aufbringen einer Chirp-Folie auf die Beleuchtungseinheit wird auf dem Zeilensensor ein mit der Objektkante gewichteter Intensitätsverlauf abgebildet. Bei Verwendung zweier farbcodierter Chirpsignale (Real- und Imaginärteil), kann mittels Farbzeilensensor beide abgedeckten Chirps separiert werden und anschließend eine Berechnung der Kantenposition erfolgen. Der Farbzeilensensor zerteilt das einfallende Licht in rote, grüne und blaue Spektralanteile. Somit kann ein beispielsweise rotes und grünes Chirpsignal gleichzeitig erkannt werden.

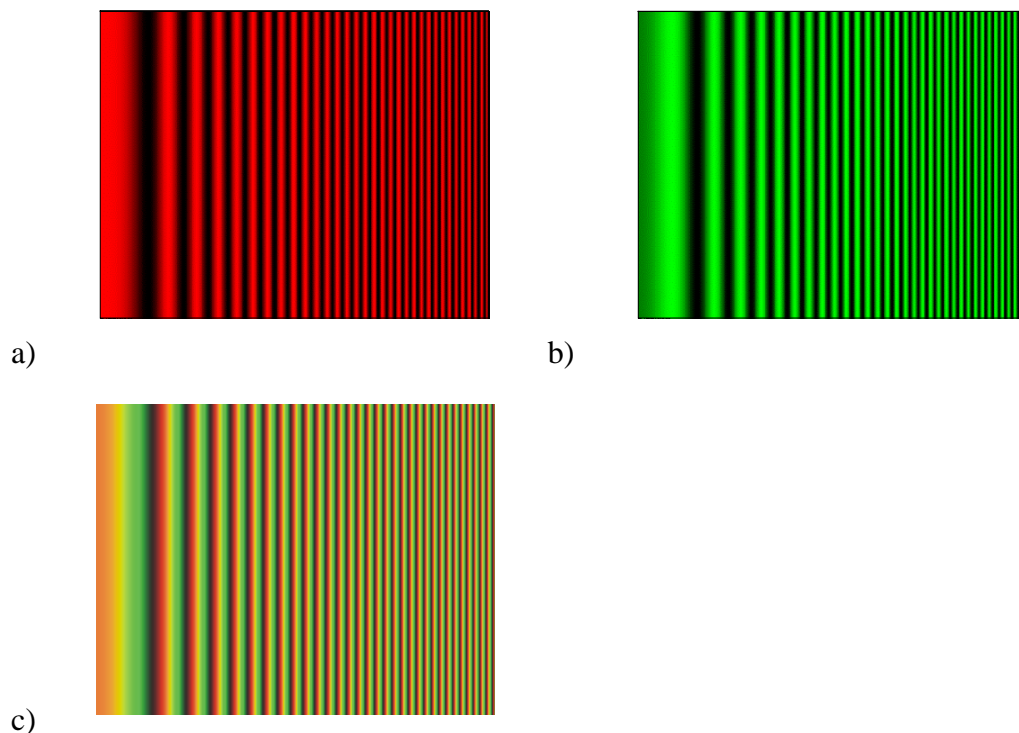


Bild 3.7: a) Realteil des komplexen Chirpsignal (Rot)
 b) Imaginärteil des komplexen Chirpsignal (Grün)
 c) Additiv zusammengesetzte Chirpfolie für Beleuchtungseinheit

Der Ansatz unterschiedlich farbcodierte Signalverläufe additiv in einer farbigen Beleuchtungsstruktur zusammenzufügen ist nicht neu. In [SCHU-97] werden verschiedene farbcodierte Triangulationsverfahren zur topometrischen Erfassung und Vermessung von 3D-Objekten beschrieben. In Bild 3.7 sind zum einem Real- und Imaginärteil des komplexen Chirpsignals und zum anderen die additiv in einer farbigen Beleuchtungsstruktur zusammengeführten Chirpsignale abgebildet.

Nach Aufbringen der erzeugten Chirpfolie auf das Beleuchtungsmodul hat sich der gewünschte Effekt leider nicht eingestellt. In dem Analogsignal des Zeilensensor war kein Chirpsignal erkennbar. Die Grauwertauflösung war nicht ausreichend, um die Intensitätsänderungen des Chirpsignals darzustellen.

3.4.2 Auswerteelektronik

Der Real- und Imaginärteil des komplexen Chirpsignals werden in Form einer Look-Up-Tabelle (LUT) abgelegt. Die diskretisierten Zeilendaten des in dieser Arbeit beschriebenen CMOS-Zeilensensor werden pixelweise mit den beiden LUT's gewichtet und das Ergebnis wird dann an den in Kapitel 3.3 beschriebenen Rechenalgorithmus übergeben.

In Bild 3.8 sieht man das Ergebnis der Berechnungen. Es wurde ein Zeilendatensatz aufgenommen und die im Datensatz befindliche Flanke jeweils in Schritten von 10 Pixeln verschoben. Somit verhindert man den Einfluß von Abbildungsfehlern der Optik auf die Untersuchung. Diese Fehler lassen sich ebenfalls durch eine LUT korrigieren. Dazu muß der Sensor einmalig eingemessen werden. Dieses Verfahren ist in [KLEU-98] genauer beschrieben.

Insgesamt sind in Bild 3.8 elf Flanken zu erkennen. Die jeweils berechneten Flankenpositionen sind im mittleren Diagramm dargestellt. Die Linearität der Funktion geht mit zunehmender Abdeckung der Chirpsignale verloren. Dies äußert sich auch in dem Verlauf des absoluten Fehlers, der im unteren Diagramm zu sehen ist. Der Fehler nimmt stetig zu und steigt bei nahezu vollständiger Abdeckung überproportional an. Dies liegt, wie schon in Kapitel 3.3.4 erwähnt, daran, daß das Spektrum nicht mehr dem eines Chirpsignals entspricht.

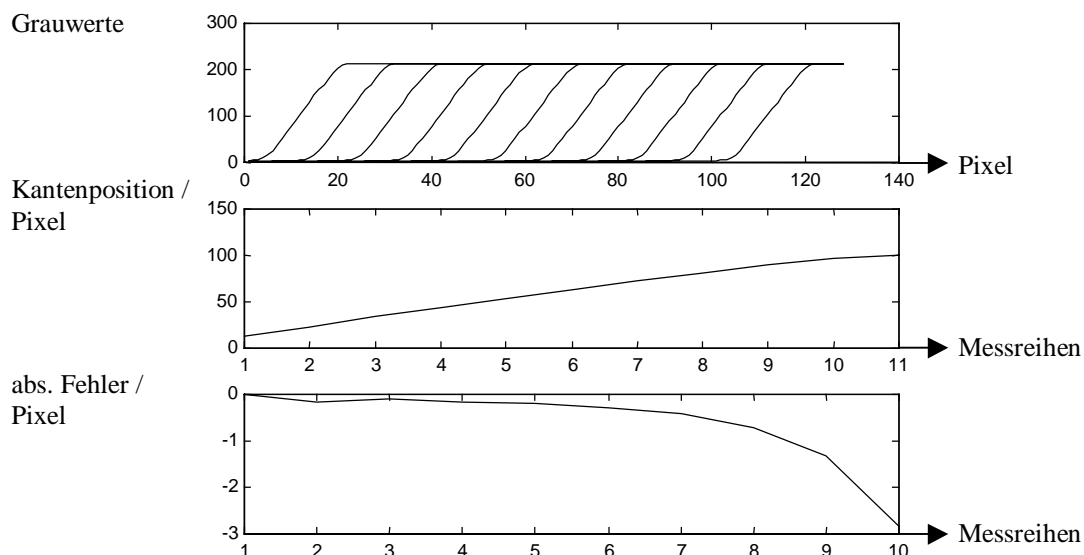


Bild 3.8: Berechnung der Kantenposition auf dem CMOS-Zeilensensor unter Angabe des absoluten Fehler

Des weiteren sieht man in Bild 3.8, daß der Algorithmus einen Nachkommawert sprich Subpixelwert liefert. Doch dieser Wert ändert sich nicht linear zwischen zwei Pixeln (siehe Kapitel 3.3.5) und somit kann dieser Nachkommawert nicht zur Auswertung verwendet werden.

3.4.3 Zeilensensor

Eine Verbesserung des Algorithmus würde dann eintreten, wenn man auf die Diskretisierung der Zeilendaten verzichtet. Eine analoge Berechnung würde einen stetigen linearen Verlauf der Kantenposition bei gleichmäßiger Abdeckung des Real- und Imaginärteils des Chirpsignals hervorrufen. Dies bedeutet aber, daß ein Zeilensensor mit einer speziellen Pixelstruktur hergestellt werden müßte. Diese Möglichkeit ist jedoch sehr kostenintensiv und nicht akzeptabel, da der absolute Fehler immer noch zu groß wäre.

Es wurden jedoch schon signalverarbeitende Zeilensensoren hergestellt. Die Forschergruppe am Schweitzer Zentrum für Elektronik und Mikrotechnologie (CSEM) unter Leitung von Herrn Prof. Dr. Peter Seitz entwickelte eine sehr genaue optische Kodiereinrichtung, basierend auf einem speziellen Zeilensensor, der die Berechnung der Fouriertransformation für eine feste Ortsfrequenz ausführen kann [ENGE-96].

In Bild 3.9 ist das Chipfoto des Sensors abgebildet. Im unteren Teil des Chips befindet sich ein konventioneller CMOS-Zeilensensor und im oberen Teil sieht man zwei Photodioden, die die Form einer mit einem Hanningfenster gewichteten Kosinus- und Sinusfunktion (Real- und Imaginärteil) besitzen. Verwendet man solch einen FT-Photosensor, kann man die Position von einem eindimensionalen periodischen Lichtmuster mit einer Auflösung besser als eintausendstel der Lichtmusterperiode messen. Die Geschwindigkeit von solchen Messungen kann sehr leicht die Megahertzgrenze überschreiten [SEIT-98].

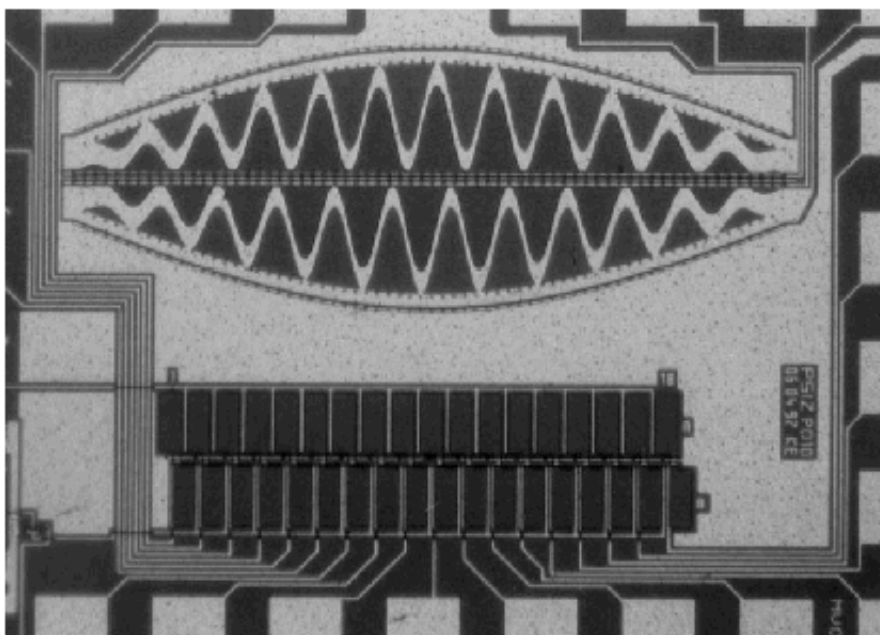


Bild 3.9: Beispiel für einen FT-Photosensor für eine feste Ortsfrequenz [SEIT-98]

3.5 Zusammenfassung

Es hat sich gezeigt, daß der entwickelte Subpixelinterpolationsalgorithmus nicht in der Lage ist im Vergleich zu herkömmlichen Subpixelverfahren eine wesentlich höhere Auflösung zwischen zwei Pixeln zu liefern. Folgende Punkte sprechen gegen die Verwendung eines solchen Algorithmus für den in dieser Arbeit verwendeten PMD/CMOS-Kombizeilensensor:

- Die ganze Zeile kann nicht ausgenutzt werden, da der absolute Fehler bei nahezu vollständiger Abdeckung drastisch ansteigt.
- Der absolute Fehler ist zu groß.
- Der Rechenaufwand ist viel zu hoch.
- Eine Subpixelinterpolation kann nicht durchgeführt werden, da zwischen den Pixeln keine eindeutige Zuordnung erfolgt.

4 PMD/CMOS - Kombizeilensensor

Die grundlegende Idee für die PMD-Technologie wurde an der Universität-GH Siegen im Institut für Nachrichtenverarbeitung erarbeitet [SCHW-98A]. Als Ausgründung entstand daraus die Firma S-TEC GmbH in Siegen. Diese Firma hat die hier beschriebene PMD/CMOS-Kombizeile hergestellt. Die Zeile ist das zentrale Element des entwickelten Sensors.

Gegenstand dieses Kapitels ist die Beschreibung der Kombizeile, bestehend aus 128 CMOS- und 8 PMD-Pixeln. Es wird auf das Konzept der Zeile eingegangen und die prinzipielle Funktion anhand von Blockschaltbildern und Ansteuerdiagrammen erläutert. Der physikalische Aufbau wird beschrieben und die im Labor ermittelten elektrooptischen Eigenschaften der Zeile aufgeführt. Zum Schluß werden die technischen Daten der Kombizeile zusammengefaßt dargestellt.

4.1 Konzept der Kombizeile

Der Grund für die Entwicklung dieses Zeilensensors ist seine Eigenschaft, Entfernungswerte und gleichzeitig Intensitätswerte zu liefern. Durch die parallele Anordnung von CMOS- und PMD-Zeilensensor stehen einem quasi zwei unterschiedliche Sensoren auf einem Chip zur Verfügung. Die PMD-Pixel können zwar zusätzlich zu der Entfernungsinformation noch die gewünschten Intensitätswerte liefern (siehe Kapitel 2.6.4.3), die örtliche Auflösung ist jedoch schlechter und der Füllfaktor ist kleiner als bei Standardzeilen. Außerdem sind die PMD-Pixel nicht so lichtempfindlich, bedingt durch die lichtdurchlässigen Modulationsgates oberhalb der photoempfindlichen Pixelfläche. Die 8 PMD-Pixel besitzen dieselbe Länge wie die 128 CMOS-Pixel. Somit ergibt sich eine sechzehn mal höhere laterale Auflösung der CMOS-Zeile gegenüber der PMD-Zeile.

Mittels dieses Sensors ist man in der Lage, nicht nur eine Objektvermessung, sondern auch eine Objektabstandsbestimmung während eines Meßvorgangs durchzuführen. Was vorher nur durch eine Datenzusammenfassung von zwei unterschiedlichen Sensoren mit unterschiedlichen Datenströmen und Weltkoordinatensystemen möglich war, läuft jetzt synchron nebeneinander.

Es kann anhand der Entfernungswerte der Kombizeile leicht festgestellt werden, ob es sich um eine Objektkante oder einen Kontrastunterschied handelt. Ein Schwarz/Weiß-Übergang führt normalerweise bei Algorithmen zur Kantenextraktion bei Meßverfahren basierend auf Intensitätswerten zu Fehlmessungen. Die Kombizeile erkennt diesen Übergang, da die Entfernungswerte im schwarzen und weißen Bereich gleich sind.

Objektbreitenmessungen können durch in Bezugnahme des Entfernungswertes richtig skaliert werden. Da die Aufweitung des Strahlengangs durch die Empfangsoptik eine entfernungsabhängige laterale Meßbereichsänderung mit sich bringt, kann man anhand des Entfernungswertes den gültigen Meßbereich ermitteln.

Man sieht also ganz deutlich, daß dieses neuartige Sensorkonzept herkömmliche Probleme in der Geometrievermessung von Objekten beseitigt. Der entwickelte Sensor kann auch in anderen Anwendungen Probleme leichter lösen als herkömmliche Sensoren. Sein Konzept stellt somit ganz neue Lösungsansätze zur Verfügung.

4.2 Blockschaltbild und Timingdiagramm

4.2.1 CMOS-Zeile

In Bild 4.1 ist das Blockschaltbild der CMOS-Zeile abgebildet. Der prinzipielle Aufbau eines Pixels ist dort anhand einer Photodiode, die einen Kondensator während der Integrationszeit über einen Schalter auflädt, dargestellt. Der Schalter parallel zum Kondensator sorgt für die Entladung während des Resetimpulses. Alle Pixel sind mit einem Schieberegister verbunden, über das die einzelnen Pixelladungen zum Ausgangstreiber gelangen.

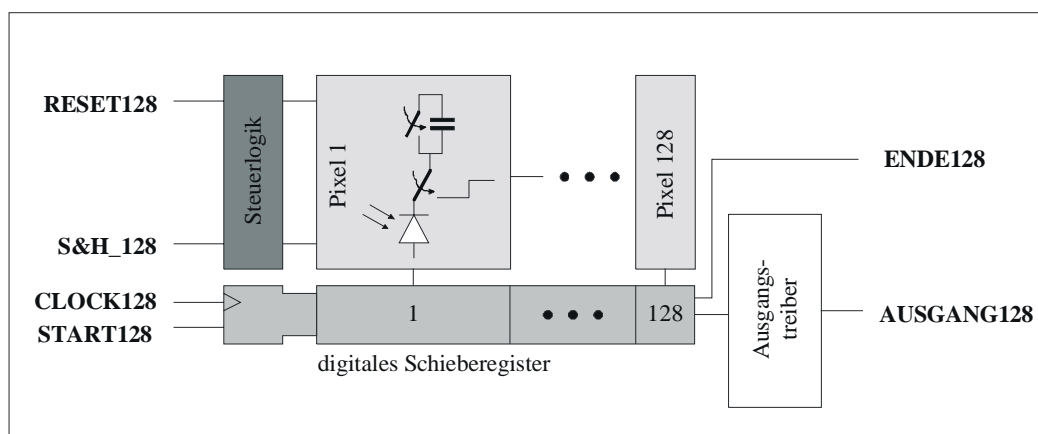


Bild 4.1: Blockschaltbild der CMOS-Zeile

Die Ansteuerung der CMOS-Zeile erfordert 4 Signale, die sich im Blockschaltbild in Bild 4.1 auf der linken Seite befinden. Neben den Low-aktiven Signalen RESET128 und S&H_128 (Sample and Hold) sind ein Clock- und ein Start-Signal (CLOCK128 und START128) zum Auslesen der Daten erforderlich.

Das Resetsignal sorgt für die Entladung des Kondensators und das „Sample and Hold“-Signal bestimmt die Integrationszeit des Zeilensensors. Das Clock- und Startsignal takten die einzelnen Pixelspannungen zum Ausgangstreiber durch. Dabei muß der High-Pegel des ersten Clockimpulses komplett innerhalb des High-Pegel des START-Pulses liegen. Nach 128 Clocktakten tritt das Startsignal am Ausgang des Schieberegisters auf (ENDE-Signal). Die Einhaltung eines bestimmten Duty-Cycles für das Clocksignal ist bei diesem Sensor nicht erforderlich. Das genaue Timing ist in Bild 4.2 zu sehen.

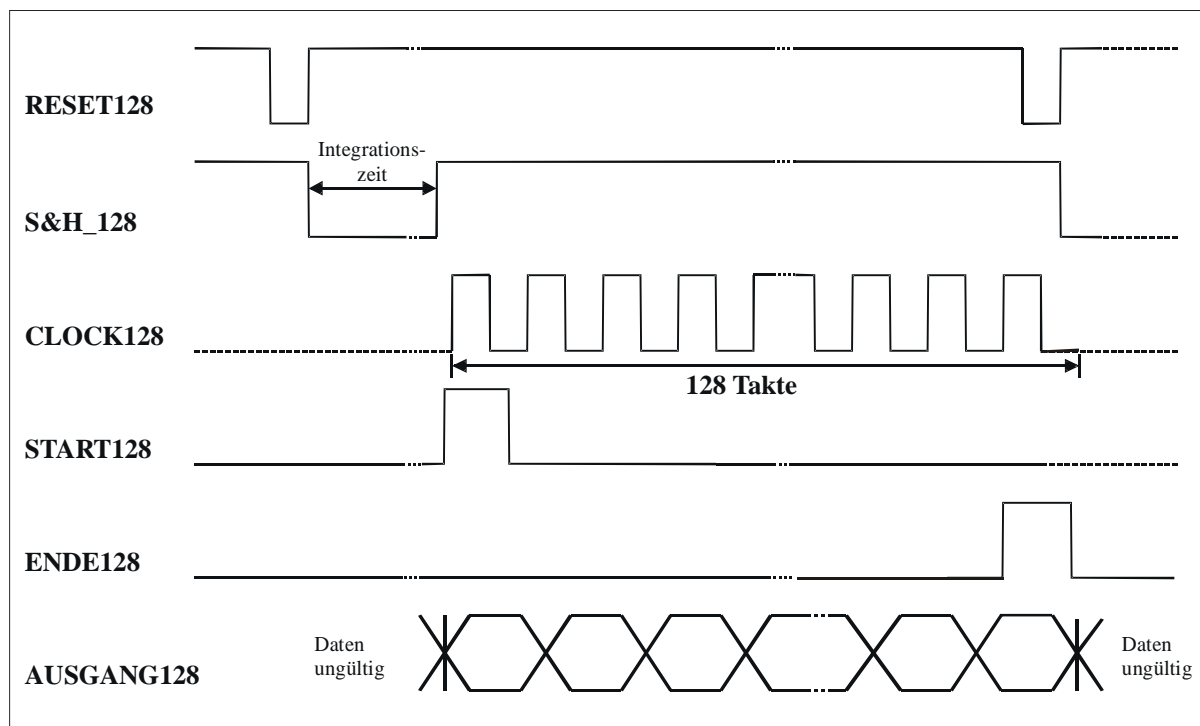


Bild 4.2: Timingdiagramm der CMOS-Zeile

Die Resetphase und die Dauer der Integrationsphase werden mit voneinander unabhängigen Signalen angesteuert, so daß sich dieser Sensor auch zur Aufnahme von Einzelbildern eignet. Bis die Anforderung der Einzelbildaufnahme auftritt, können die lichtempfindlichen Elemente dauerhaft im Resetzustand gehalten werden, so daß der Integrationsprozeß ohne Verzögerung gestartet werden kann. Die Dauer der Integrationsphase wird durch den Low-Pegel des S&H-Signals bestimmt.

Der wesentliche Nachteil dieses Konzepts ist eine geringere Bildrate im Dauerbetrieb, da Integrations- und Ausleseprozeß nicht parallel durchgeführt werden können wie z. B. bei handelsüblichen Zeilensensoren von Sony [SONY-98] und Texas Instruments [TEXA-96].

4.2.2 PMD-Zeile

Das Blockschaltbild der PMD-Zeile ist in Bild 4.3 abgebildet. Das Schaltsymbol des PMD verdeutlicht die Funktionsweise des Pixels (genaue Beschreibung siehe Kapitel 2.6.4.2). Das Ergebnis der Korrelation von dem empfangenen, modulierten Licht und den beiden Modulationsgates wird über das Schieberegister an den Ausgangstreiber weitergeleitet.

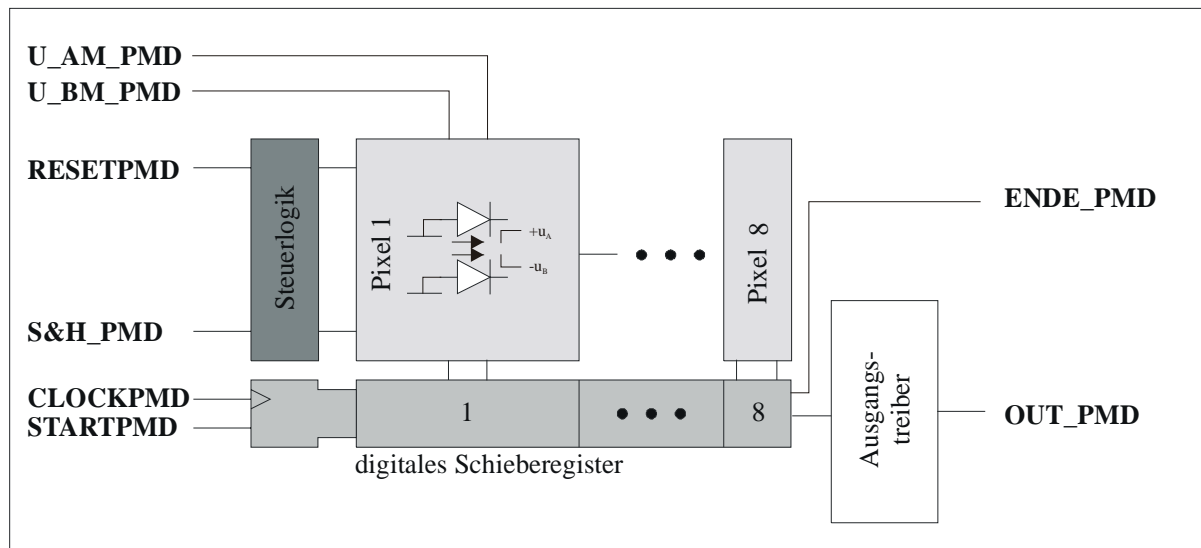


Bild 4.3: Blockschaltbild der PMD-Zeile

Auch hier befinden sich die zur Ansteuerung der PMD-Zeile benötigten Signale auf der linken Seite im Blockschaltbild in Bild 4.3. Die Signale $RESET_{PMD}$, $S\&H_{PMD}$, $CLOCK_{PMD}$ und $START_{PMD}$ haben die gleiche Funktion wie die entsprechenden Signale bei der CMOS-Zeile.

Das Resetsignal entlädt die beiden Kondensatoren von Kanal A und Kanal B. Das „Sample and Hold“-Signal stellt die Integrationszeit des PMD's ein. Das Clock- und Startsignal takten abwechselnd die Werte von Kanal A und Kanal B der einzelnen Pixel hintereinander zum Ausgangstreiber durch. Nach 16 Clockzyklen tritt das Startsignal am Ausgang des Schieberegisters auf ($ENDE_{PMD}$). Das genaue Timing ist in Bild 4.4 zu sehen.

Die zusätzlichen Signale U_{AM_PMD} und U_{BM_PMD} entsprechen den Modulationseingängen des PMD's. Hier werden zum jetzigen Zeitpunkt zwei 20 MHz modulierte, gegenphasige Rechtecksignale angelegt.

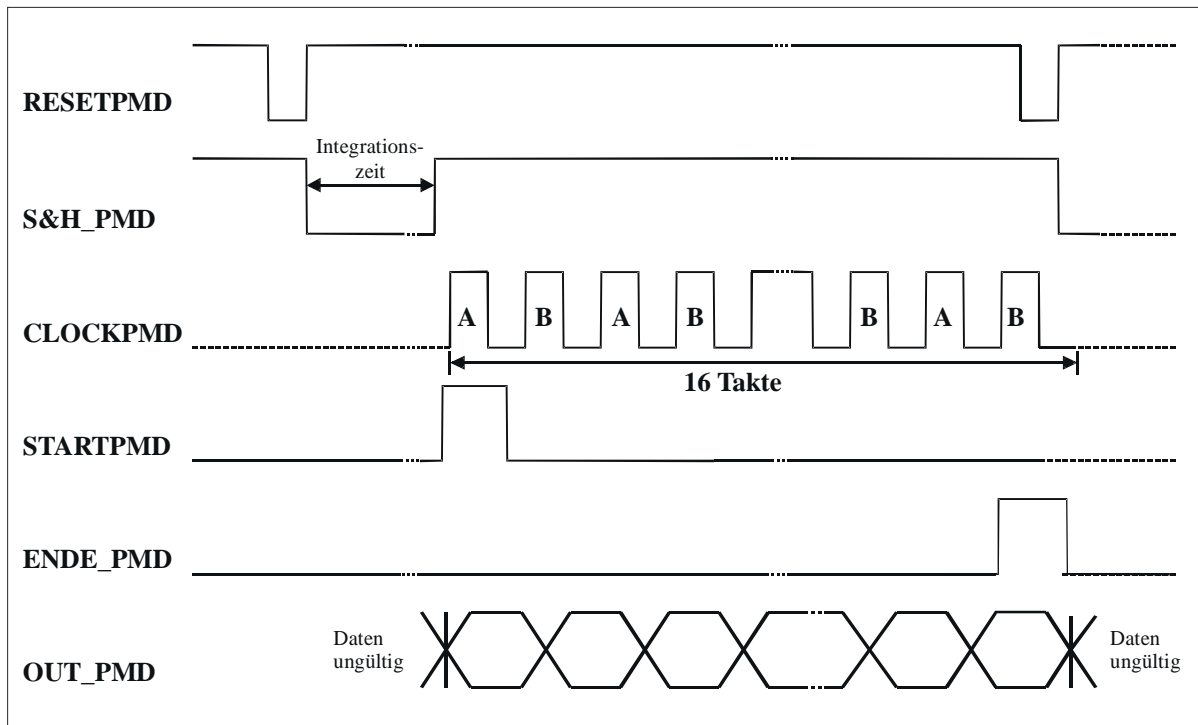


Bild 4.4: Timingdiagramm der PMD-Zeile

4.3 Physikalischer Aufbau

Für eine ausreichende Entfernungsauflösung in typischen industriellen Anwendungen sollten die Modulationsfrequenzen mindestens einige 10 MHz oder sogar 100 MHz betragen. Dazu führt man die PMD-Pixel am günstigsten in Form einer Fingerstruktur aus, die unabhängig von der gewünschten Pixelgröße und Form immer die höchste Betriebsfrequenz zur Verfügung stellt [SCHW-98B].

Bild 4.5 zeigt das Chipfoto (a) und den prinzipiellen Aufbau (b) eines PMD-Pixels mit Fingerstruktur. Dieses Pixel ist bezüglich Empfindlichkeit, Transitfrequenz und Linearität optimiert. Die photogenerierten Ladungsträger werden mit einem effektiv größeren Potentialgradienten zu den Auslesedioden transportiert. Diese Vorgehensweise erlaubt einerseits höhere Modulationsfrequenzen und führt andererseits aufgrund stark reduzierter „interface-traps“ zu einer erhöhten Ladungsträger-Transporteffizienz (CTE, charge transfer efficiency) [HEINO-99A].

Das Chipfoto (a) in Bild 4.5 zeigt eine Anzahl von schmalen Streifen („Fingern“), die parallel zueinander arbeiten. Die Pixelgröße resultiert aus der Anzahl und Länge dieser Streifen. Die mit '+' und '-' gekennzeichneten Labels stellen die durchsichtigen Modulationsgates dar, die die gesamte photoempfindliche Fläche darstellen. Die nicht transparenten schwarzen Katho-

denstreifen von den Auslesedioden sammeln gleichzeitig die Photoelektronen von beiden Seiten [RING-99].

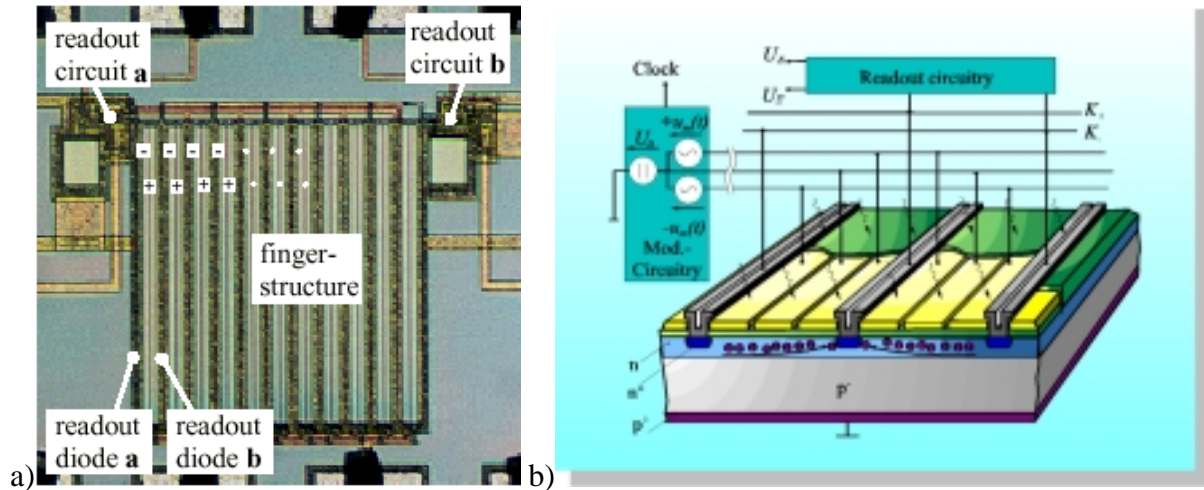


Bild 4.5: PMD mit Fingerstruktur zum Betrieb von Frequenzen bis 100 MHz

- a) Chipfoto von einem PMD-Pixel mit Fingerstruktur [RING-99]
- b) Prinzipieller Aufbau einer 3-Gate-Fingerstruktur [HEINO-99A]

In Bild 4.6 ist die Layoutskizze des hier verwendeten PMD/CMOS-Kombizeilensensors dargestellt. Die acht PMD-Pixel besitzen die oben beschriebene Fingerstruktur. Jedes Pixel besteht jedoch nur aus neuen Fingern. Die optische Fensterbreite eines einzelnen Fingers beträgt $10,7 \mu\text{m}$. Ein Finger hat eine Gesamtbreite von $17,5 \mu\text{m}$ und ist von dem benachbarten Streifen durch ein Separationsgate von $2,4 \mu\text{m}$ getrennt. Somit kommt man bei 9 Fingern auf eine Gesamtbreite eines PMD-Pixels von $176,7 \mu\text{m}$. Die Länge der einzelnen Streifen beträgt ebenfalls $176,7 \mu\text{m}$. Der Pixelpitch beträgt $188 \mu\text{m}$. Setzt man nun die optische Fläche ins Verhältnis zur Pixelgröße ($96,3 \mu\text{m} / 188 \mu\text{m}$) kommt man auf einen Füllfaktor von ca. 51 %.

Die parallel zur PMD-Zeile angeordneten 128 CMOS-Pixeln haben eine lichtaktive Pixelfläche von $7,8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$. Der Pixelpitch (Mittenabstand zweier benachbarter Pixel) beträgt $12 \mu\text{m}$. Somit kommt man auf einen Füllfaktor ($7,8 \mu\text{m} / 12 \mu\text{m}$) von 65 %.

Die acht PMD-Pixel befinden sich in Bild 4.6 $183,9 \mu\text{m}$ und die 128 CMOS-Pixel $12,8 \mu\text{m}$ unterhalb der Chipmitte. Oberhalb der CMOS-Zeile ist die Ausleseelektronik und das Schieberegister dieser Zeile dargestellt. Unterhalb der PMD-Zeile sieht man die Integrationskapazitäten und das Schieberegister der PMD-Zeile. Auf die Mitintegration eines A/D-Umsetzers wurde vorerst verzichtet.

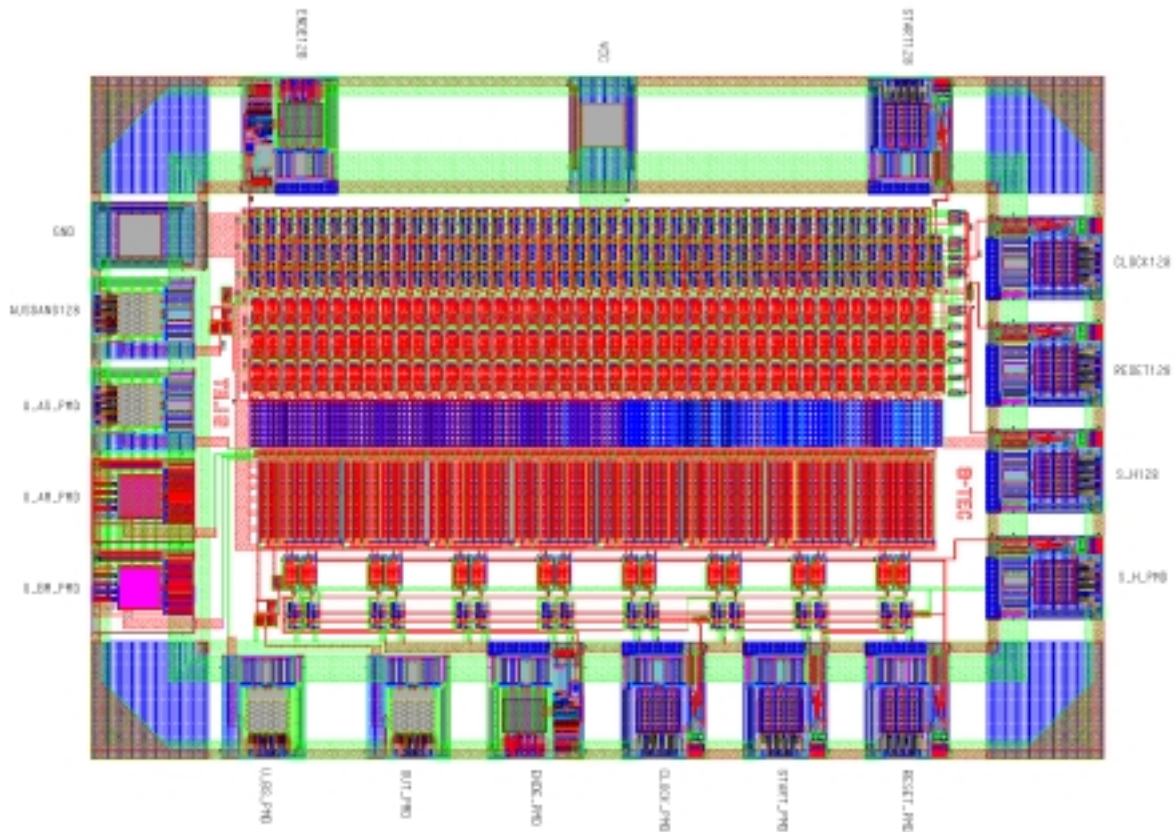


Bild 4.6: Layoutskizze des PMD/CMOS-Kombizeilensensor

4.4 Elektrooptische Eigenschaften

4.4.1 CMOS-Zeile

Im folgenden soll ein Vergleich der elektrooptischen Eigenschaften des selbst hergestellten CMOS-Zeilensensors mit industriell hergestellten Low-Cost CCD- und CMOS-Zeilensensoren aufgestellt werden [SONY-98], [TEXA-96]. Diese Low-Cost Produkte wurden schon in vielen im ZESS entwickelten Sensoren eingesetzt [HUSS-95], [HUSS-97], [JUST-97A], [HASE-99].

Es soll untersucht werden, in wieweit diese Sensoren durch den neuartigen Zeilensensor ersetzt werden können. Es wird für alle drei Zeilensensoren dieselbe Hardware verwendet. Dadurch wird gewährleistet, daß alle drei unter den selben Umständen untersucht werden.

Die aufgenommenen Kennlinien der industriell hergestellten Zeilen können mit den Datenblattangaben verglichen werden und ermöglichen somit eine Beurteilung der Meßverfahren auf ihre Gültigkeit. In Bild 4.7 sind die einzelnen Zeilen abgebildet.

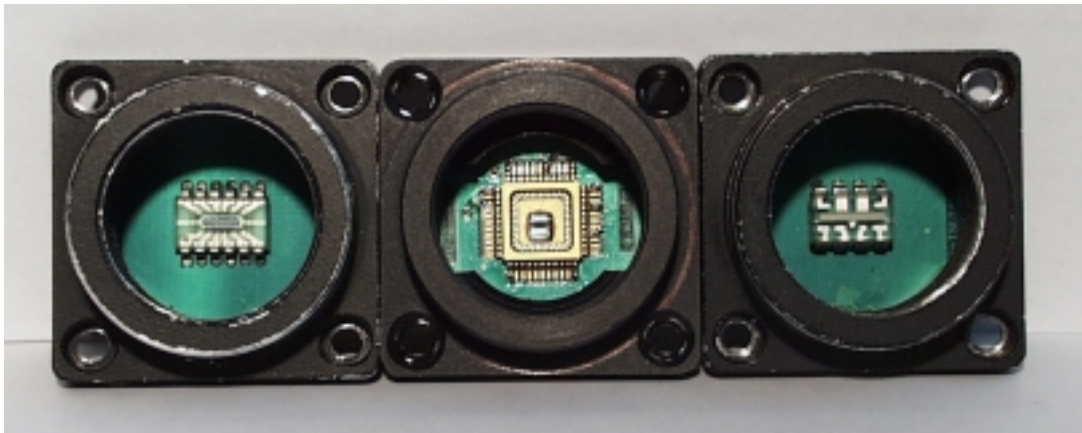


Bild 4.7: Darstellung der untersuchten Zeilensensoren

Links: CCD-Zeile Sony-ILX521A [SONY-98]

Mitte: PMD/CMOS-Kombizeile

Rechts: CMOS-Zeile Texas-TSL1401 [TEXA-96]

Bild 4.8 zeigt die zwei Meßanordnungen zur Bestimmung der verschiedenen Kennlinien der Zeilensensoren. Eine Anordnung dient zur Bestimmung der spektralen Empfindlichkeit sowie der Linearität der Ausgangsspannung und die andere dient zur Bestimmung des Ortsrauschen (FPN). Des weiteren ist eine Ulbrichtkugel abgebildet. Mit dieser Kugel wird das Spektrum des aus dem Spektrometers [INST-94] austretenden Lichtes gemessen. Dieses Spektrum wird zur Berechnung der aufgenommenen Spektralkurven der einzelnen Sensoren verwendet. Im folgenden erfolgt eine genauere Beschreibung des Meßaufbaus.

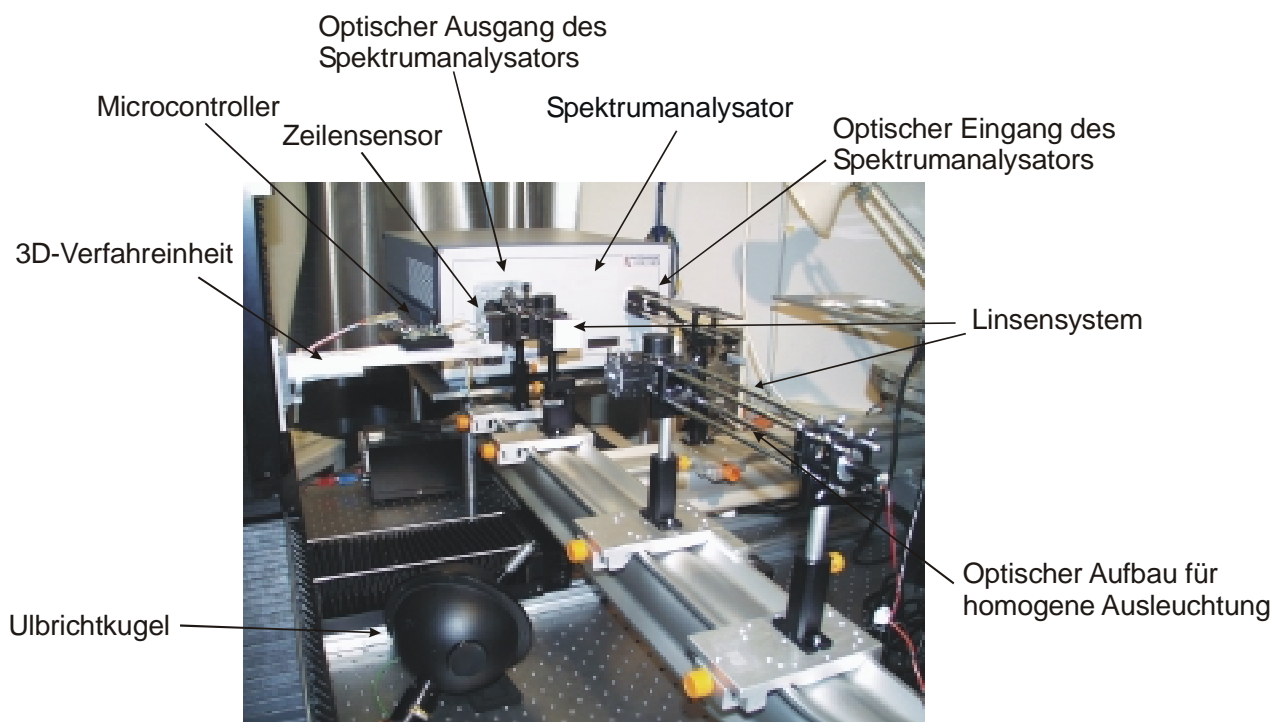


Bild 4.8: Laboraufbau in der Dunkelkammer

4.4.1.1 Meßaufbau

Der Meßaufbau soll so ausgelegt sein, daß die spektrale Empfindlichkeit unterschiedlicher Bildsensoren gemessen werden kann. Eine Messung an handelsüblichen CCD- oder CMOS-Zeilen und der Vergleich mit dem Datenblatt ermöglicht eine Abschätzung der systematischen Fehler. Verschiedene Sensoren weisen z.T. bauartbedingt große Unterschiede ihrer elektrooptischen Eigenschaften, wie z.B. absoluter Empfindlichkeit und Pixelgröße, auf. Diesen Unterschieden muß im Meßaufbau Rechnung getragen werden. Die Berechnung und Beschreibung der folgenden optischen Meßanordnungen erfolgt im Detail in [KNOB-00].

Bild 4.9 zeigt ein Schema, Bild 4.10 zwei Fotos des Aufbaus. Er besteht im wesentlichen aus einer (150 W) Halogen-Lichtquelle, einem Spektrometer [INST-94], einer strahlformenden Optik und einem Positioniersystem.

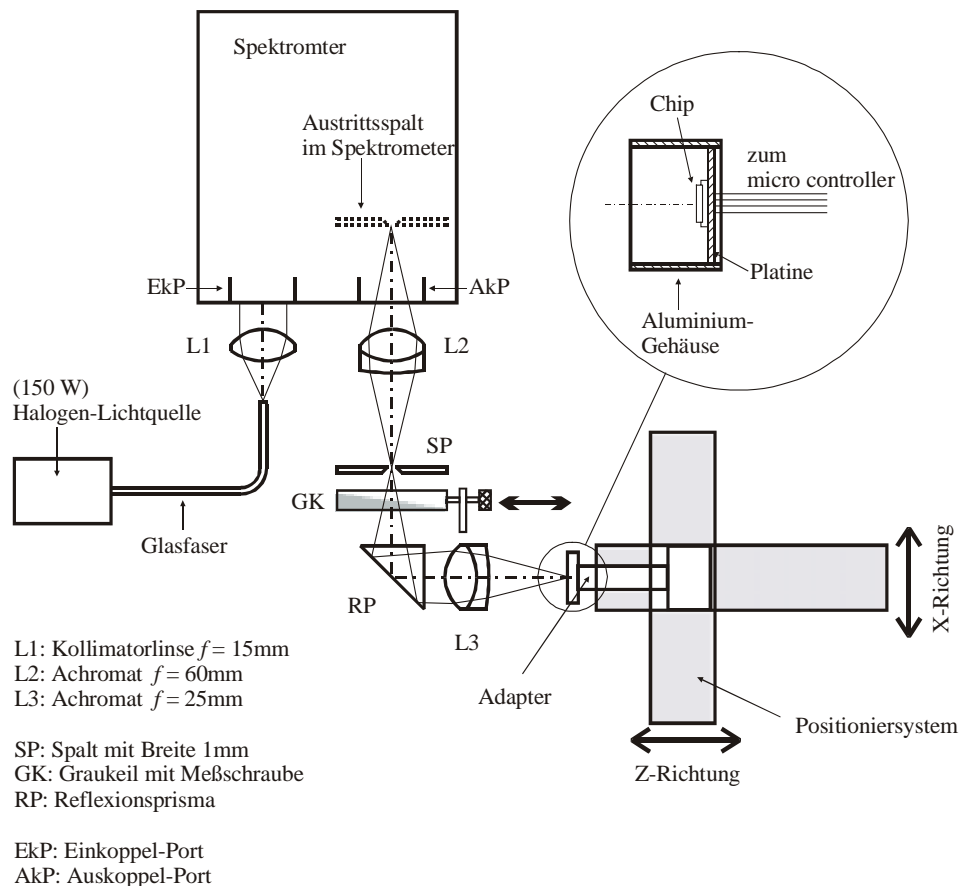


Bild 4.9: Aufbau zur Messung der spektralen Empfindlichkeit von Bildsensoren [KNOB-00]

Das Spektrometer besitzt zwei Beugungsgitter (600 und 1200 Striche / mm) und einen variablen Ein- bzw. Austrittsspalt. Es kann als Monochromator verwendet werden. Zu diesem Zweck gibt es einen Einkoppel- und einen Auskoppel-Port. Der Einkoppel-Port benötigt kollimiertes Licht. Deshalb wird das Halogenlicht mittels einer Glasfaser und eines Kollimators

(L1) eingekoppelt. Die Linse L2 formt ein (Zwischen-) Bild des Austrittsspalt. In der Bildebene befindet sich eine weiterer Spalt (SP). Mit seiner Hilfe wird ein Teil des Bildes scharf ausgeblendet. Unmittelbar nach dem Spalt folgt ein Graukeil (GK) zur Helligkeitsregelung. Aus Platzgründen wird der Strahlengang mit einem Prisma (RP) (um 90°) umgelenkt. Die Linse L3 schließlich bildet das Zwischenbild samt Spalt auf den Bildsensor (Zeile) ab. Er ist mit einem Adapter am Positioniersystem befestigt.

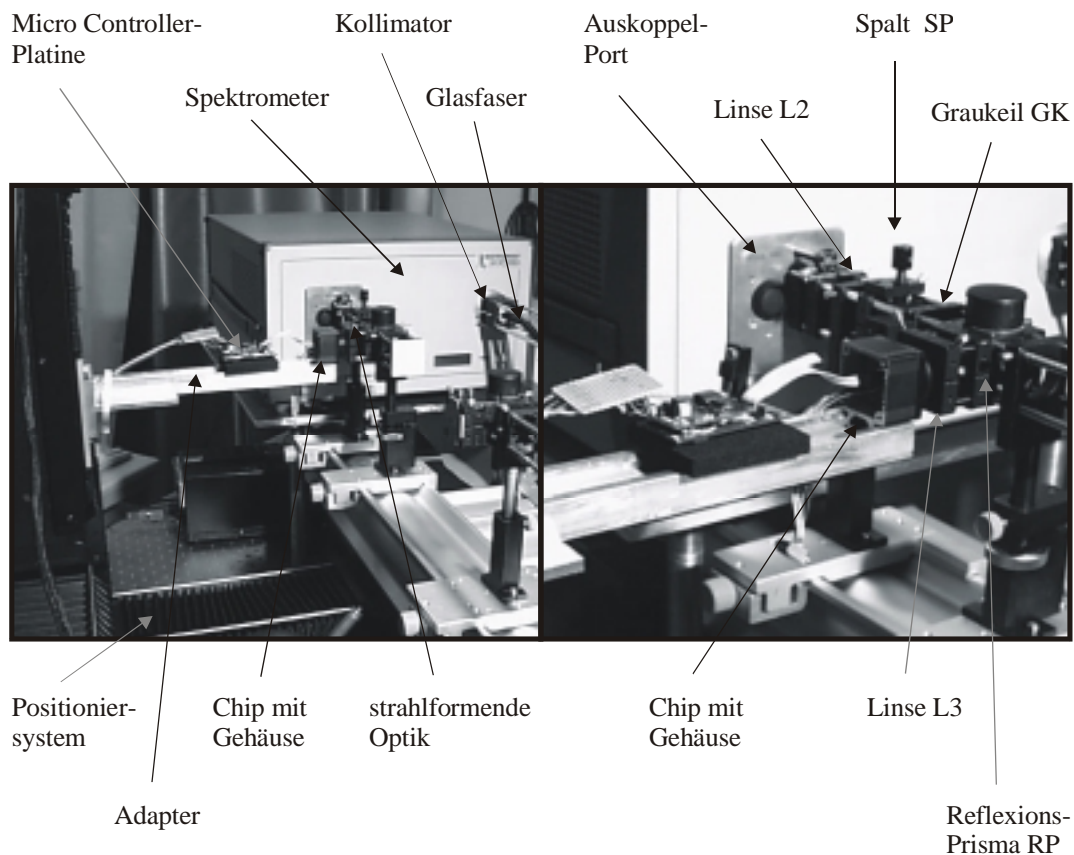


Bild 4.10: Versuchsaufbau aus Bild 4.9 in der Dunkelkammer [KNOB-00]

Den spektralen Meßbereich bildet das Wellenlängenintervall von 400 nm bis 1100 nm. Dieses relativ große Intervall macht die chromatische Aberration der optischen Komponenten zu einer Hauptfehlerquelle.

Durch den Farbfehler ändert sich die Bildlage (und -form) des Spalt auf der Zeile. Das führt zu einem wellenlängenabhängigen Leistungsverlust auf dem Pixel. Bild 4.11 verdeutlicht die Problematik. Zur Reduktion des Fehlers werden Achromate eingesetzt. Sie können allerdings den Farbfehler nur herabsetzen, nicht völlig beseitigen. Außerdem sind sie hauptsächlich für den Bereich unterhalb von 1000 nm optimiert, so daß im Infraroten oberhalb 1000 nm mit signifikanten systematische Meßfehlern gerechnet werden muß.

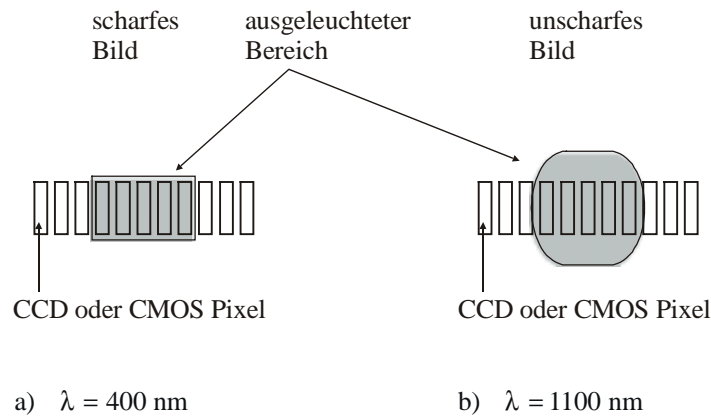


Bild 4.11: Auswirkung des Farbfehlers auf die Messung der spektralen Empfindlichkeit [KNOB-00]

Der Spalt im Zwischenbild dient der Ausblendung eines rechteckförmigen Bereichs. Das ist nötig, weil der Spalt im Gerät kein scharf definiertes Rechteck bildet. Mit den sehr scharf ausgeblendeten Flanken des Zwischenbildes wird die Zeile mit Hilfe ihres analogen Ausgangssignals positioniert. Verschiebungen des Spaltbildes bedingt durch die Apparatfunktion des Spektrometers werden ebenfalls ausgeblendet.

Für eine Regulierung der Helligkeit ist der Graukeil im Strahlengang vorgesehen. Mit seiner Hilfe können große Unterschiede in den Empfindlichkeiten verschiedener Bildsensoren sehr fein ausgeglichen werden. Durch die Asymmetrie des Keils findet eine Ungleichmäßigkeit der Beleuchtung in Keilrichtung statt. Sie ist jedoch klein verglichen mit den Schwankungen der Strahldichte im Spalt (Zwischenbild).

Der Chip sitzt in einem schwarz eloxierten Aluminiumgehäuse (siehe Bild 4.7). Es unterdrückt weitestgehend den Einfluß von seitlichem Streulicht auf die Messung. Das Gehäuse ist auf dem Adapter des Positioniersystems montiert.

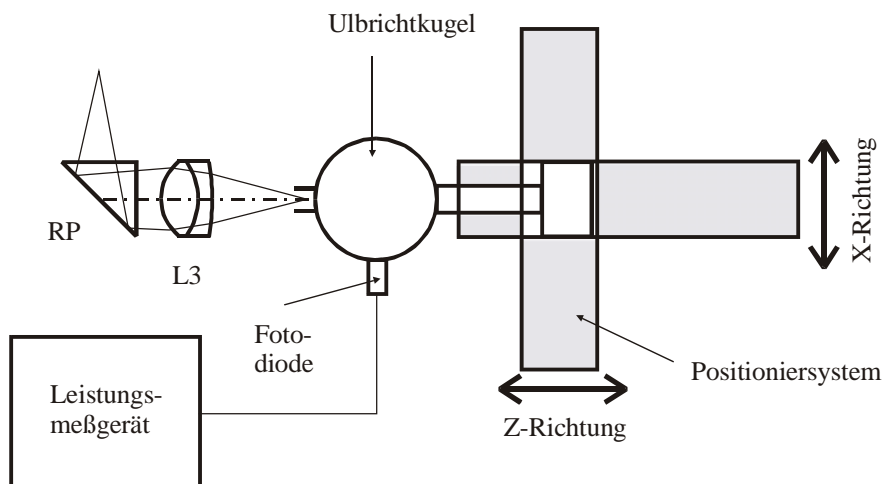


Bild 4.12: Aufbau zur Messung der Lichtleistung [KNOB-00]

Für die Messung der Lichtleistung (Lampenspektrum) werden Chip und Adapter durch eine Ulbrichtkugel ersetzt (siehe Bild 4.12). Mit ihr kann mittels eines Leistungsmeßgeräts [MELL-95] die gesamte optische Leistung hinter der letzten Linse gemessen werden. Dadurch werden die Apparatefunktionen von Spektrometer und Linsensystem mit berücksichtigt.

Die Anordnung zur Messung des FPN 1. Ordnung besteht aus einem Diodenlasermodul, einem Strahlaufweiter und zwei Streuscheiben (siehe Bild 4.13). Das vom Lasermodul kollimierte Licht besitzt ein Gaußprofil und wird von einem Strahlaufweiter so aufgeweitet, daß nur der zentrale Teil des Profils auf die Streuscheiben gelangt. Aus Platzgründen wird das Licht mittels eines Reflexionsprismas (um 90°) umgelenkt. Die Streuscheiben (bestehend aus Opalglas) verwandeln das Gaußprofil des Lasers in eine nahezu gleichförmige Verteilung. Die Zeilen sind dabei möglichst dicht vor der zweiten Streuscheibe zu positionieren. Dadurch wird ein Beleuchtungsstärkeabfall zum Rand hin weitgehendst vermieden.

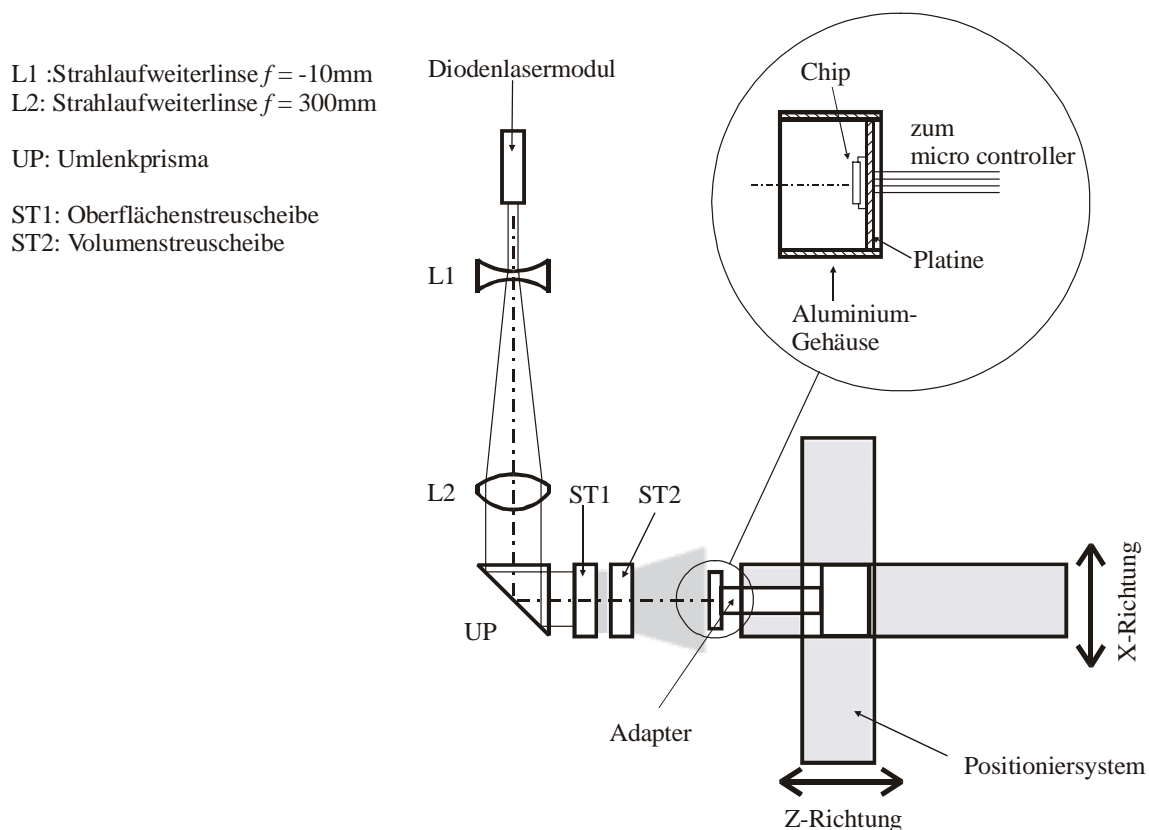


Bild 4.13: Aufbau zur Messung des FPN 1.Ordnung [KNOB-00]

4.4.1.2 Fehlerbetrachtung bei der Meßdatenaufnahme

Sowohl die Lichtquelle als auch die elektronischen Bauteile sind einem Rauschen unterworfen. Um die Auswirkungen dieser Fehlerquelle möglichst gering zu halten, werden für jeden Meßpunkt (alle Messungen) mehrere digitalisierte Zeilenbilder aufgezeichnet. Man hat damit eine mathematische Stichprobe erzeugt. Den mittleren Fehler dieser Stichprobe erhält man durch Division des Streuungsmaß s (Wurzel aus der empirischen Varianz der Stichprobe) durch den Faktor \sqrt{n} :

$$\Delta\bar{x} = \frac{s}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n \cdot (n-1)}} \quad (4.1)$$

Dabei bedeutet:

- x_i : aufgenommene Meßwerte
- \bar{x} : Mittelwert der aufgenommenen Meßwerte
- n : Anzahl der aufgenommenen Meßwerte

Bei der Spektralmessung addieren sich die unterschiedlichen Meßfehler, so daß dort das Gesetz der Fehlerfortpflanzung angewendet werden muß. Die Summe aller Meßfehler ergibt sich somit zu:

$$\Delta\bar{y} = \sqrt{\sum_{v=1}^r \left(\frac{\partial y}{\partial x_v} \right)^2 \cdot \Delta\bar{x}_v^2} \quad (4.2)$$

mit:

- y : Funktion der gemessenen Größen
- x_v : einzelne Meßgrößen
- $\Delta\bar{x}_v$: mittlere Fehler der einzelnen Meßgrößen
- r : Anzahl der einzelnen Meßgrößen

In den folgenden Kapiteln werden die errechneten Ergebnisse der aufgenommenen Daten unter Angabe des Meßfehlers grafisch dargestellt und erläutert. Die Berechnungen können im Detail in [BÜDE-00] nachgelesen werden.

4.4.1.3 FPN 0. Ordnung

In Bild 4.14 ist das FPN 0. Ordnung der drei Zeilenbausteine dargestellt. Die Ursache für dieses Rauschen liegt in den geometrischen Streuungen der Photosensorelemente (siehe Kapi-

tel 2.3.3). Es ist signalunabhängig und kann für genaue Messungen durch einen additiven Korrekturwert kompensiert werden. Der mittlere Meßfehler bei diesen Messungen liegt im Promillebereich und wird daher nicht gesondert dargestellt.

Das FPN 0. Ordnung wurde nach folgender Formel berechnet:

$$FPN0_{\cdot(Pixel)} = \left(\frac{U_{DARK\ Pixel} - \bar{U}_{Dark\ Pixel}}{U_{max} - U_{min}} \right) \cdot 100\% \quad (4.3)$$

Von den Dunkelwerten $U_{DARK\ Pixel}$ der Zeile wird der Mittelwert $\bar{U}_{DARK\ Pixel}$ der Dunkelwerte abgezogen und durch den maximalen Ausgangsspannungshub ($U_{max} - U_{min}$) der Zeile geteilt. Das Ergebnis wird in Prozent umgerechnet. Somit bezieht man das FPN 0. Ordnung prozentual auf den ganzen Ausgangsspannungsbereich der Sensoren.

In Bild 4.14 sieht man, daß die CCD-Zeile (a) quasi kein Ortsrauschen aufweist (maximal 0,13 %). Der Grund für das gute Ortsrauschen der CCD-Zeile liegt an dem CCD-Prinzip. Da dieses Prinzip auf einen kompletten Transfer der erzeugten Ladungsträger von Pixel zu Pixel basiert, tritt diese Form von Offsetabweichungen nicht auf.

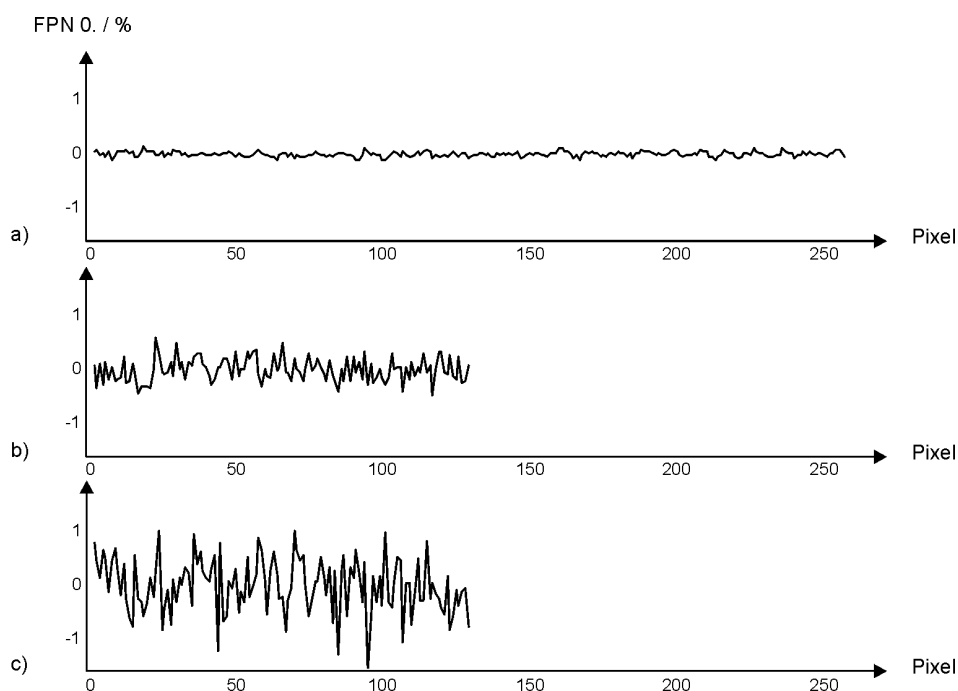


Bild 4.14: Darstellung des FPN nullter Ordnung bei Raumtemperatur und einer Integrationszeit von 10 ms:

- a) CCD-Zeile Sony-ILX521A
- b) CMOS-Zeile Texas-TSL1401
- c) CMOS-Zeile der PMD/CMOS-Kombizeile

Die Texaszeile (b) und die S-TEC-Zeile (c) besitzen im Gegensatz zur CCD-Zeile ein Ortsrauschen. Beide wurden in einem CMOS-Prozeß hergestellt und unterliegen den in Kapitel 2.3.3 beschriebenen Geometrieschwankungen. Die industriell gefertigte Texaszeile (maximal 0,61 %) weist ein besseres FPN 0. Ordnung auf als die S-TEC-Zeile (maximal 1,56 %).

4.4.1.4 FPN 1. Ordnung (PhotoResponseNonUniformity)

Das FPN 1. Ordnung ist signalabhängig und wird bei einer gleichförmigen Beleuchtung ermittelt. Es besitzt einen multiplikativen Charakter. Es entsteht durch die unterschiedlichen inneren Verstärkungen der Photosensorelemente (siehe Kapitel 2.3.3). Auch hier liegt der mittlere Meßfehler im Promillebereich und wird daher nicht gesondert dargestellt.

Das FPN 1. Ordnung wurde nach folgender Formel berechnet:

$$FPN1_{.(Pixel)} = \left(\frac{U_{Pixel} - \bar{U}_{Pixel}}{|\bar{U}_{Pixel} - \bar{U}_{Dunkel}|} \right) \cdot 100\% \quad (4.4)$$

Von den bei homogener Beleuchtung aufgenommenen Zeilendaten U_{Pixel} wird der Mittelwert der Zeilendaten \bar{U}_{Pixel} abgezogen und auf den Betrag der Differenz von Mittelwert der Zeilendaten und Mittelwert der Dunkelwerte \bar{U}_{Dunkel} bezogen. Das Ergebnis wird in Prozent umgerechnet. Somit gibt das FPN 1. Ordnung die prozentuale Abweichung der einzelnen Pixelwerte von dem Mittelwert aller Pixel bei gleichmäßiger Beleuchtung an.

Bild 4.15 zeigt das FPN 1. Ordnung der drei Zeilenbausteine. Alle Zeilen werden mit einer Laserlichtquelle (650 nm / 10 mW) so beleuchtet, daß die Ausgangsspannung ca. 30 % von der maximalen Ausgangsspannung beträgt.

Bei der Texaszeile (b) ist keine ideale homogene Beleuchtung mehr vorhanden. Die Länge des optischen Bereiches der Texaszeile beträgt $128 \times 63,5 \mu\text{m} = 8,128 \text{ mm}$. Damit ist sie im Vergleich zur Sonyzeile (a) – optische Länge von $256 \times 14 \mu\text{m} = 3,584 \text{ mm}$ – und der S-TEC-Zeile – optische Länge von $128 \times 12 \mu\text{m} = 1,536 \text{ mm}$ – die längste Zeile. An den Randbereichen ist ein deutlicher Intensitätsabfall erkennbar. Die anderen beiden Zeilen befinden sich wegen ihrer geringeren optischen Länge im homogenen Bereich der Beleuchtung. Die starke Abweichung bei den ersten Pixel der S-TEC-Zeile liegt an der Grenzfrequenz des Ausgangstreibers.

Laut Datenblatt der Sonyzeile [SONY-98] liegt das FPN 1. Ordnung (PRNU) zwischen 5 % - 12 %. Dabei werden nur die maximalen Abweichungen vom Mittelwert berücksichtigt (Maximum und Minimum in Bild 4.15a). Wendet man dies auf die aufgenommene Meßreihe an,

erhält man einen Wert von 8,31 % für die PRNU. Die Meßreihe liegt demzufolge genau im Sollbereich des Datenblattes.

Bei der Texaszeile wird die Ermittlung laut deren Datenblattspezifikation [TEXA-96] schwieriger, da die Beleuchtungsstärke an den Rändern abnimmt. Dort werden ebenfalls nur die maximalen Abweichungen Bild 4.15b) berücksichtigt. Die PRNU liegt laut Datenblatt zwischen $\pm 4\%$ - $\pm 7,5\%$. Berechnet man die PRNU für den homogen beleuchteten Teil in der Zeilenmitte (ungefähr Pixel 40 bis Pixel 88), erhält man einen Wert von $\pm 7,7\%$ und liegt somit auch im Sollbereich der Datenblattangabe.

Die PRNU der S-TEC-Zeile beträgt $\pm 8,2\%$ (ohne Berücksichtigung der Anfangspixel). In Bild 4.15 sieht man, daß alle drei Kennlinien ungefähr denselben Verlauf haben.

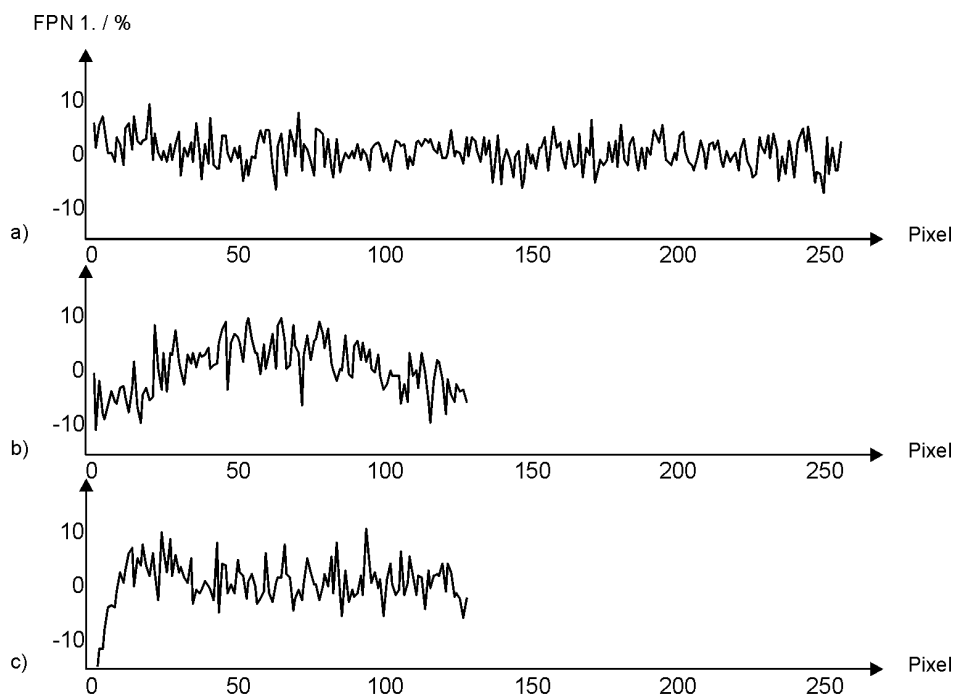


Bild 4.15: Darstellung des FPN erster Ordnung bei Raumtemperatur, einer Integrationszeit von 10 ms und einer Wellenlänge von 650 nm:

- a) CCD-Zeile Sony-ILX521A
- b) CMOS-Zeile Texas-TSL1401
- c) CMOS-Zeile der PMD/CMOS-Kombizeile

4.4.1.5 Spektralempfindlichkeit

Bei der Abstimmung von Sender und Empfänger sind im wesentlichen zwei Dinge von Bedeutung. Zum einen die Synchronisierung von Ausleuchtungs- und Meßbereich und zum an-

deren die Wellenlängenabstimmung von Senderdiode und Zeilensensor. Die Wahl der Sender-LEDs wird so getroffen, daß ihre Peakwellenlänge möglichst in Bereiche hoher Empfindlichkeit des Empfängers fällt. Damit wird eine gute Anpassung zwischen Sender und Empfänger erreicht.

Die Formel für die spektrale Empfindlichkeit R wurde bereits in Kapitel 2.1.2 aufgeführt (Gl. (2.1)). Zum besseren Verständnis wird sie hier nochmals genannt:

$$R_{(\lambda)} = \frac{\bar{i}_{(\lambda)}}{W_{Optisch(\lambda)}} \quad (4.5)$$

Dabei bedeutet:

λ : Wellenlänge
 $W_{Optisch(\lambda)}$: optische Leistung bei der Wellenlänge λ

Die Stromstärke \bar{i}_{λ} erhält man folgendermaßen:

$$\bar{i}_{(\lambda)} = \frac{C_{Int} \cdot \Delta V_{(\lambda)}}{t_{Int}} \quad (4.6)$$

t_{Int} : eingestellte Integrationszeit
 C_{Int} : Integrationskapazität (Mittelwert)
 $\Delta V_{(\lambda)}$: Spannung über der Integrationskapazität

$\Delta V_{(\lambda)}$ kann am Zeilensensorausgang gemessen werden. Aus Gl. (4.5) und Gl. (4.6) folgt, daß zur Bestimmung von R_{λ} eine Messung von $\Delta V_{(\lambda)}$ und $W_{Optisch(\lambda)}$ (im folgenden mit P_{λ} abgekürzt) nötig ist. Dabei ist $\Delta V_{(\lambda)}$ die Spannung an *einem* Pixel der Zeile. D.h., daß die optische Leistung, die auf *ein* Pixel fällt, gemessen werden muß. Aus verschiedenen Gründen erweist sich dies jedoch als schlecht durchführbar.

- Um Meßfehler möglichst klein zu halten, muß die *gesamte* Lichtleistung auf *ein* Pixel fokussiert werden. Bei einer Pixelgröße von $(7.8 \times 100) \mu\text{m}^2$ (lichtaktive Fläche) und den zur Verfügung stehenden Meßgeräten ist das höchst problematisch.
- Verwendet man eine *thermische* Lichtquelle, so muß das Licht spektral zerlegt werden. Die Leistung eines so erzeugten monochromatischen, wenige μm im Durchmesser großen Lichtspots ist sehr gering. Die Leistungsmessung ist deshalb stark fehlerbehaftet.

Eine Möglichkeit, die oben genannten Probleme zu umgehen, ist die Messung der *relativen* spektralen Empfindlichkeit. Sie ist definiert als:

$$R_{\lambda,\text{relativ}} = \frac{R_{\lambda}}{R_{\lambda,\text{maximal}}} \quad (4.7)$$

Mit Gl. (4.6) folgt daraus:

$$\begin{aligned} R_{\lambda,\text{relativ}} &= \tilde{K} \cdot \frac{U_{\lambda}}{P_{\lambda}} = K \cdot \frac{U_{\lambda}}{P_{\lambda,\text{relativ}}} \\ &\propto \frac{U_{\lambda}}{P_{\lambda,\text{relativ}}} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Dabei ist $P_{\lambda,\text{relativ}} = \frac{P_{\lambda}}{P_{\lambda,\text{maximal}}}$ die relative Lichtleistung und K eine Proportionalitätskonstante.

Gl. (4.8) kann selbst wieder normiert werden. Sie stellt die Grundlage für die Messung der relativen spektralen Empfindlichkeit dar.

Messung und Auswertung bestehen somit aus drei Teilen:

- i) Messung von U_{λ} in Abhängigkeit von λ
- ii) Messung von P_{λ} ebenfalls in Abhängigkeit von λ
- iii) Berechnung von $P_{\lambda,\text{relativ}}$ und Anwendung von Gl. (4.8)

Der Meßbereich bei der Spektralmessung umfaßt das Wellenlängenintervall von 400 nm bis 1100 nm. Die Schrittweite aller Messungen beträgt 10 nm. Eine feinere Auflösung ist aufgrund der begrenzten Genauigkeit des Systems aus Ulbrichtkugel und Leistungsmeßgerät nicht möglich.

In Bild 4.16 ist die gemessene normierte spektrale Lichtleistung P_{λ} unter Angabe des Meßfehlers dargestellt. Auffällig ist der Sprung bei einer Wellenlänge von 870 nm. Er ist die Folge eines automatischen Gitterwechsels im Spektrometer (von 1200 Striche / mm zu 600 Striche / mm). Da es sich bei den Gittern um Spiegelgitter (Echelettegitter) handelt, liefert das zweite Gitter mehr Licht. Dieser Umstand ist der Messung sehr zuträglich. Ohne den Gitterwechsel steht im Infraroten nicht genug Licht zur Verfügung. Der Halogenspiegel erweist sich als nicht ganz ideal für die ausgeführten Messungen. Eine andere Lichtquelle vergleichbarer Leistung, die mittels Schwanenhals in den Einkoppel-Port des Spektrometers eingekoppelt werden konnte, stand zum Zeitpunkt der Messungen nicht zur Verfügung.

Generell kann man feststellen, daß die Lichtleistung unterhalb von 450 nm und (ohne Gitterwechsel) oberhalb von 770 nm sehr gering ist. Bei genauer Betrachtung erkennt man, daß im Bereich von 770 nm bis 860 nm das Spektrum in einen Untergrund übergeht. Dabei handelt es

sich um polychromatisches Streulicht im Spektrometer. Das haben genaue Untersuchungen am Spektrometerausgang gezeigt. Weil das Leistungsmeßgerät nur für monochromatisches Licht ausgelegt ist, entstehen in diesem Bereich falsche Werte für die Lichtleistung. In diesem Wellenlängenintervall ist deshalb mit signifikanten Meßfehlern zu rechnen.

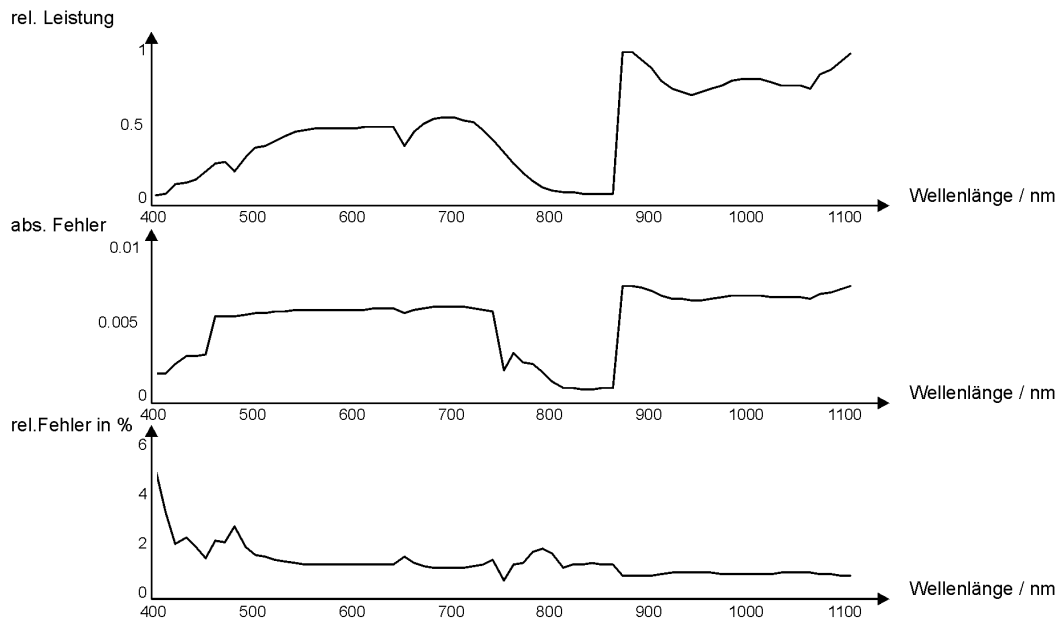


Bild 4.16: Normierte spektrale Lichtleistung P_λ unter Angabe des Meßfehlers

Die gemessenen digitalisierten Spannungswerte werden mit $(U_{\lambda,D})_{gemessen}$ bezeichnet. Das Ausgangssignal der Zeilen ist mit einem Offset $(U_{\lambda,D})_{dunkel}$ versehen. Dieser Offset entspricht dem Ausgangssignal der Zeilen bei völliger Dunkelheit. Zur Berechnung der spektralen Empfindlichkeit müssen die gemessenen Spannungswerte umgerechnet werden:

$$U_{\lambda,D} = (U_{\lambda,D})_{dunkel} - (U_{\lambda,D})_{gemessen} \quad (4.9)$$

Daraus folgt, daß auch eine Messung von $(U_{\lambda,D})_{dunkel}$ notwendig ist.

Aus Gl. (4.9) erhält man die relative spektrale Empfindlichkeit:

$$R_{\lambda,relativ} = \frac{U_{\lambda,D} / P_{\lambda,relativ}}{(U_{\lambda,D} / P_{\lambda,relativ})_{maximal}} \quad (4.10)$$

Bild 4.17 zeigt die berechnete unnormierte spektrale Empfindlichkeit der Sonyzeile. Sie ergibt sich aus der Multiplikation der inversen normierten spektralen Lichtleistung $P_{\lambda,relativ}$ mit den digitalisierten offsetbehafteten Zeilendaten $U_{\lambda,D}$ (siehe Gl. (4.10)).

Nach anschließender Normierung ergibt sich der in Bild 4.18a) dargestellte Verlauf der gemessenen relativen spektralen Empfindlichkeit. Zusätzlich sind die Meßfehler bei der Datenaufnahme in Form eines Fehlerbandes mit abgebildet (Berechnung siehe Kapitel 4.4.1.2).

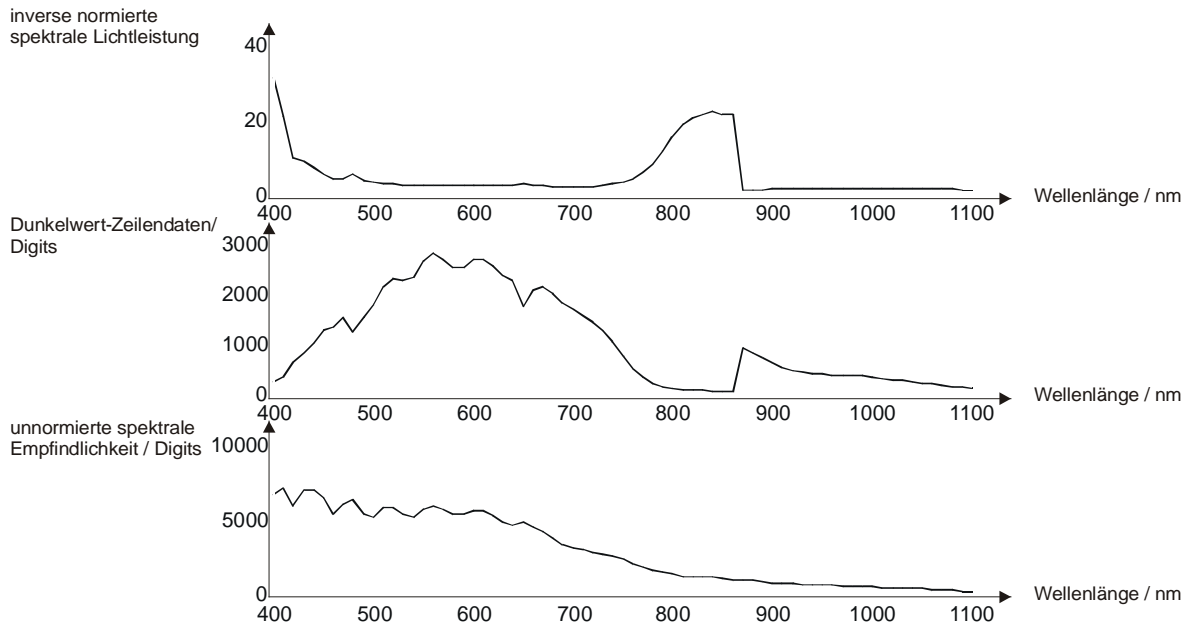


Bild 4.17: Berechnete unnormierte spektrale Empfindlichkeit der Sonyzeile

In Bild 4.18b) ist der im Datenblatt angegebene Verlauf zu sehen. Der Verlauf der Kurven ist nahezu identisch. Die spektralen Oszillationen in (a) kommen durch Dünnschichtinterferenzen in den oberen Halbleiterschichten zustande (siehe Kapitel 2.1.1 Punkt 2). In (b) sind sie nicht zu sehen, da der Kurvenverlauf eine Mittelung aus mehreren Meßkurven verschiedener Zeilensensoren darstellt. Der leichte Einbruch bei 800 nm ist als systematischer Meßfehler zu werten. Er ist auf den polychromatischen Untergrund des Lampenspektrums zurückzuführen.

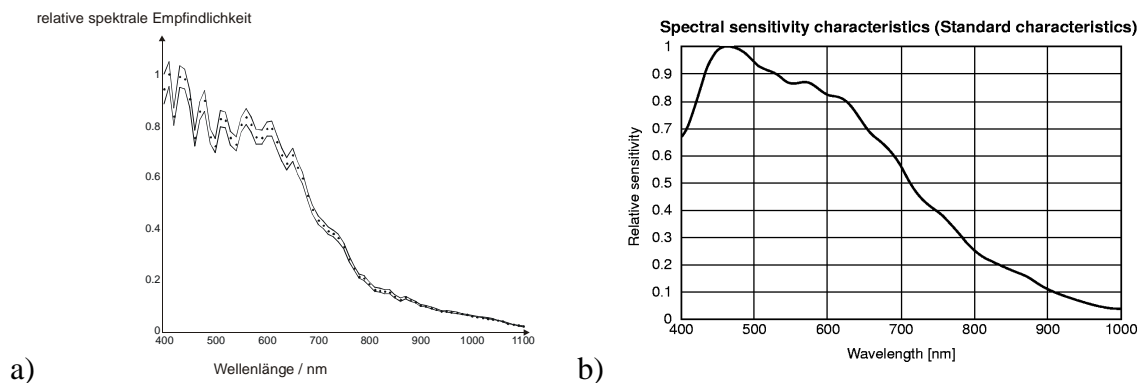


Bild 4.18: Gemessene (a) und angegebene (b) relative spektrale Empfindlichkeit der Sonyzeile

Bild 4.19 und Bild 4.20 zeigen die berechnete unnormierte und normierte spektrale Empfindlichkeit der Texaszeile. Sie wurden nach demselben Schema wie bei der Sonyzeile berechnet.

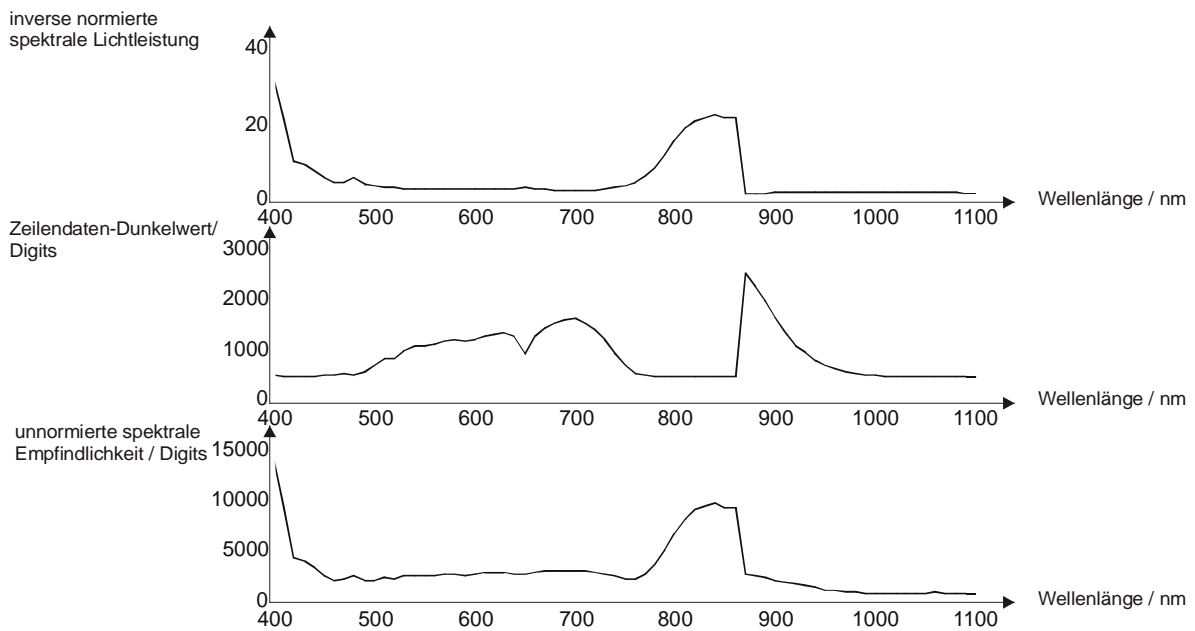


Bild 4.19: Berechnete unnormierte spektrale Empfindlichkeit der Texaszeile

Die Meßfehler fallen hier wesentlich deutlicher ins Gewicht. Besonders unterhalb von 450 nm und zwischen 770 nm bis 860 nm. In Bild 4.19 zeigt sich dies in dem waagerechten Verlauf der digitalisierten offsetbehafteten Zeilendaten. D.h. in diesem Bereich ist keine Änderung in der Ausgangsspannung $U_{\lambda,D}$ feststellbar. Bei anschließender Multiplikation mit der inversen normierten spektralen Lichtleistung $P_{\lambda,relativ}$ treten in der unnormierten spektralen Empfindlichkeitskurve an diesen Stellen deutliche Meßungenauigkeiten auf. Grund dafür ist wieder die geringe Lichtleistung der Halogenlampe in diesem Bereich und der polychromatische Untergrund des Lampenspektrums.

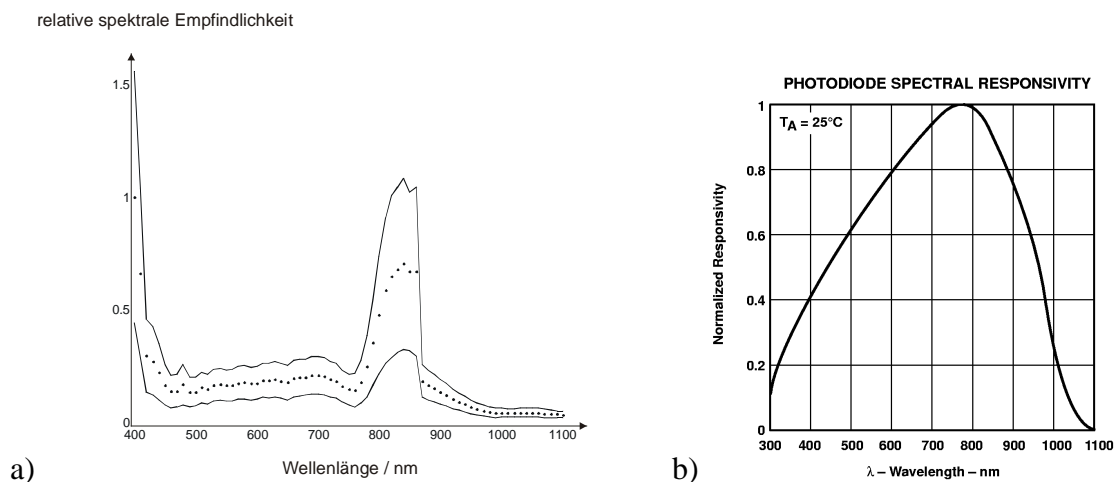


Bild 4.20: Gemessene (a) und angegebene (b) relative spektrale Empfindlichkeit der Texaszeile

Nach anschließender Normierung ergibt sich der Verlauf in Bild 4.20a). Wenn die oben genannten Bereiche ausgeschnitten würden, entspräche der Verlauf nahezu dem in Bild 4.20b) (Datenblatt).

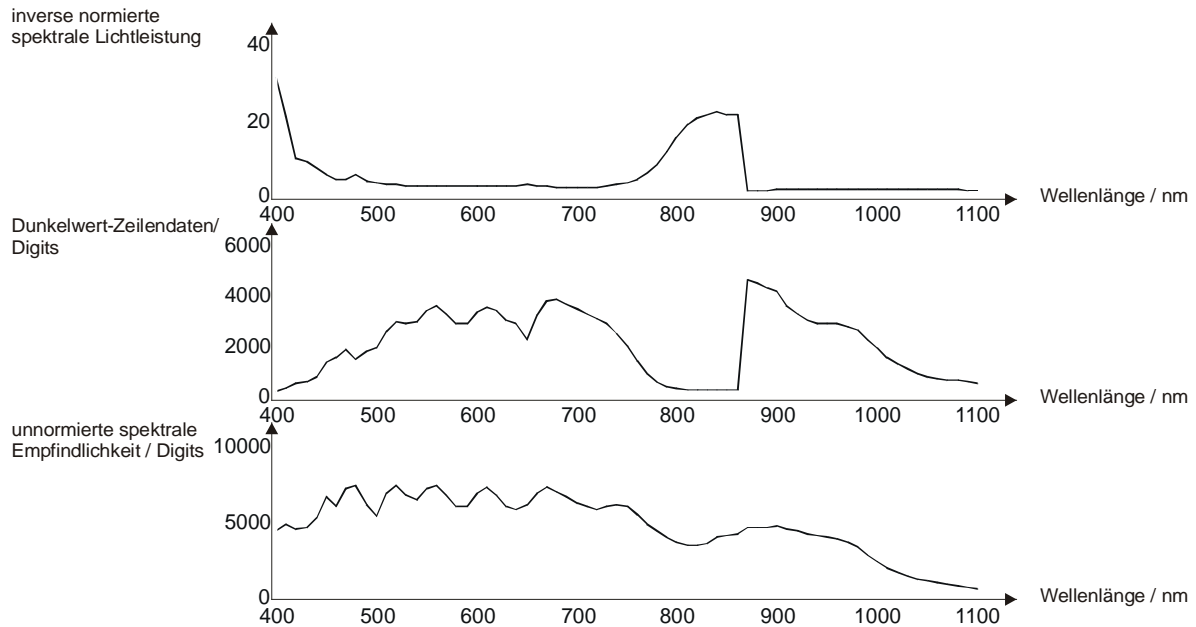


Bild 4.21: Berechnete unnormierte spektrale Empfindlichkeit der S-TEC-Zeile

Auch die S-TEC-Zeile verwendet denselben Formalismus wie die vorherigen Zeilen. Bild 4.21 und Bild 4.22 zeigen die berechnete unnormierte und normierte spektrale Empfindlichkeit der S-TEC-Zeile.

In Bild 4.21 zeigt der Verlauf der digitalisierten offsetbehafteten Ausgangsspannung $U_{\lambda,D}$ nur in dem Bereich zwischen 770 nm bis 860 nm einen waagerechten Verlauf. Daraus folgt, daß auch hier die Zeile keine Änderung der Intensität feststellt (Begründung s.o.). Folglich ist an dieser Stelle im unnormierten Spektralverlauf ein deutlicher Einbruch sichtbar. Der Rest des Spektrums wird im wesentlichen richtig erfaßt.

Nach anschließender Normierung ergibt sich der Verlauf in Bild 4.22a). In Bild 4.22b) wird der relative Meßfehler aufgetragen, um eine bessere Aussage über die Meßgenauigkeit machen zu können. Wie bei der Sonyzeile kommen die spektralen Oszillationen in (a) durch Dünnschichtinterferenzen in den oberen Halbleiterschichten zustande (siehe Kapitel 2.1.1 Punkt 2). Der Spektralverlauf der S-TEC-Zeile ist jedoch anders als bei der Sonyzeile. Während die Sonyzeile ein Maximum bei ca. 470 nm aufweist und dann stark zum infraroten Bereich hin abfällt, hat die S-TEC-Zeile ein Maximum bei ca. 600 nm und einen zu beiden Seiten (blauer und infraroter Spektralbereich) hin leicht abfallenden Verlauf.

Die Abnahme im blauen Spektralbereich beruht auf der Absorption der Photonen im oberen Bereich der Zeile (siehe Kapitel 2.1.1 Punkt 3). Im infraroten Spektralbereich liegt der Grund für die Abnahme an der zu großen Eindringtiefe der Photonen. Sie leisten keinen Beitrag mehr zum Fotostrom (siehe Kapitel 2.1.1 Punkt 5).

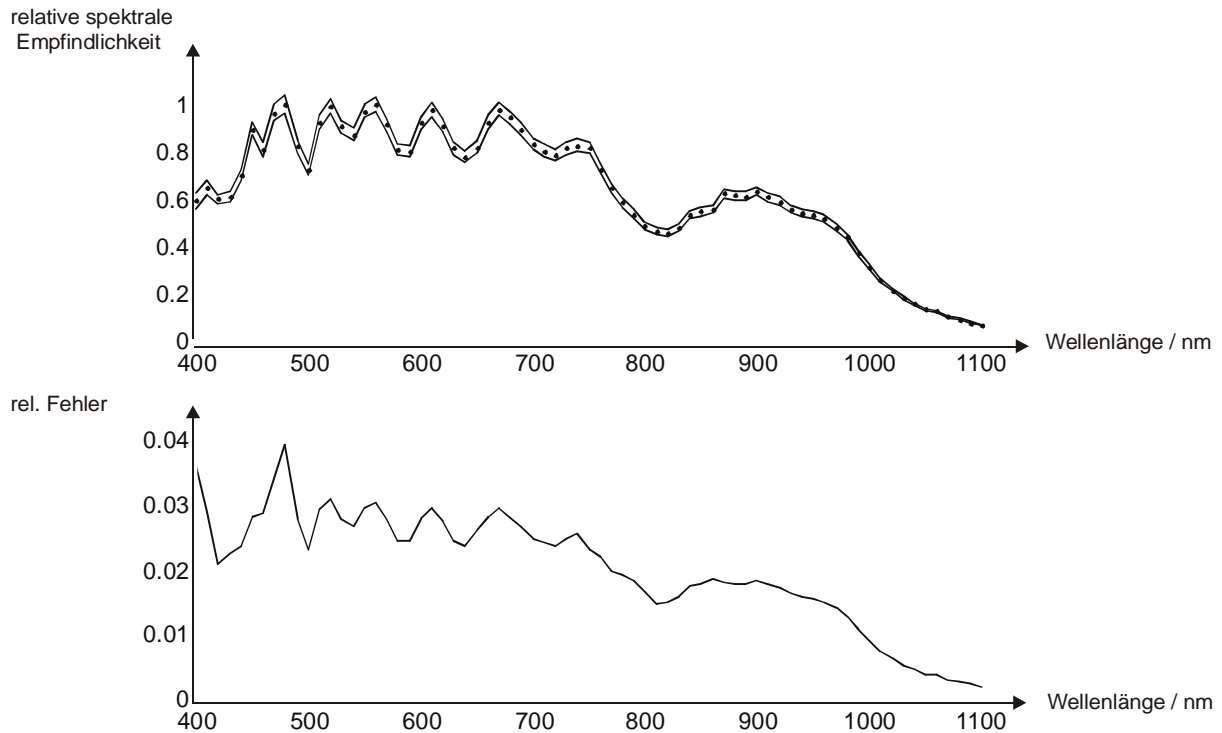


Bild 4.22: Gemessene relative spektrale Empfindlichkeit der S-TEC-Zeile unter Angabe des relativen Fehlers

4.4.1.6 Linearität

Bildsensoren, die auf der Integration des Photostroms basieren, besitzen eine lineare Charakteristik (siehe Kapitel 2.4.2). Da alle drei Zeilen nach diesem Prinzip arbeiten, muß der Verlauf der Ausgangsspannungen in Abhängigkeit der Integrationszeit linear sein. Diesen Zusammenhang erkennt man ganz deutlich in Bild 4.23.

Die Kennlinien der Sony- und Texaszeile wurden bei einer festen Wellenlänge von 800nm aufgenommen. Bei der Kombizeile mußte eine Wellenlänge von 900 nm gewählt werden, da dort das Spektrometer eine höhere Lichtleistung ausstrahlt (siehe Bild 4.16) und diese benötigt wird, um die Kennlinie aufnehmen zu können.

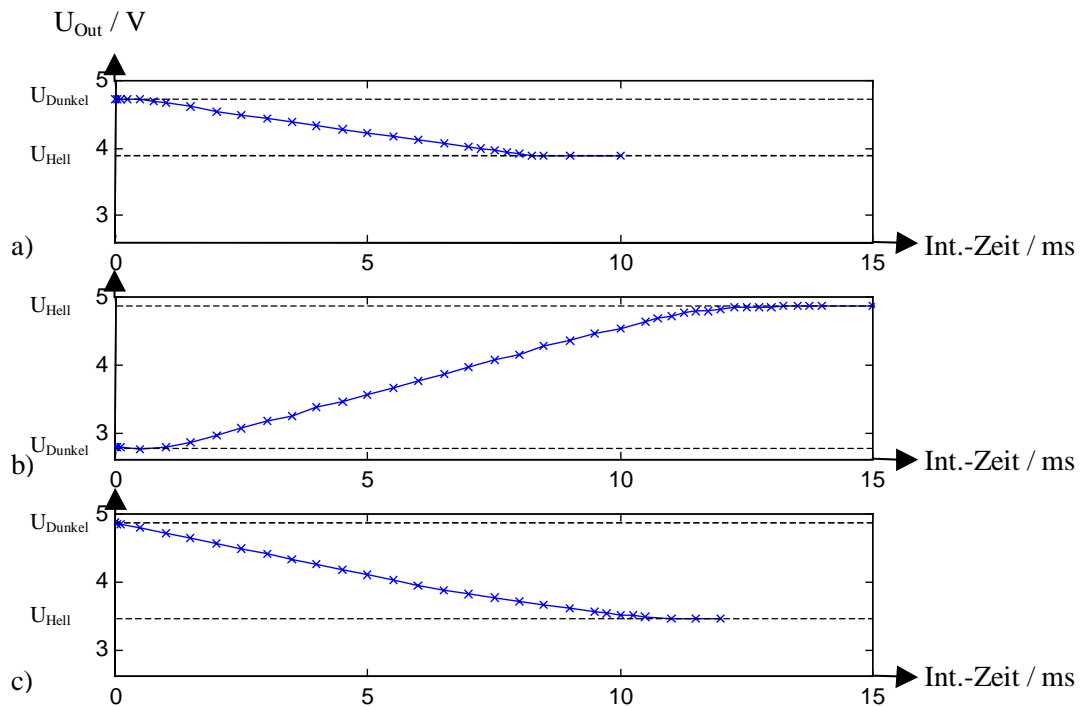


Bild 4.23: Darstellung der Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Integrationszeit bei Raumtemperatur und konstanter Wellenlänge

- a) CCD-Zeile Sony-ILX521A (Wellenlänge: 800 nm)
- b) CMOS-Zeile Texas-TSL1401 (Wellenlänge: 800 nm)
- c) CMOS-Zeile der PMD/CMOS-Kombizeile (Wellenlänge: 900 nm)

In Kapitel 2.5 Gl. (2.8) ist die Formel der Photoelektronenanzahl - sprich Nutzsignal - angegeben. Da die Lichtquelle für alle drei Zeilen gleich ist, gilt folgender formelmäßiger Zusammenhang:

$$N_{Signal} \propto t_{int} \cdot A_{eff} \cdot R_{relativ} \quad (4.11)$$

Um eine vergleichende Aussage über eine gute Nutzsignalerzeugung und damit über die Qualität der Zeilensensoren machen zu können, muß die effektive Pixelfläche A_{eff} (Füllfaktor multipliziert mit der optischen Pixelfläche), die Integrationszeit t_{int} und die relative spektrale Empfindlichkeit $R_{relativ}$ der einzelnen Zeilen herangezogen werden.

Die Sonyzeile besitzt laut Datenblatt eine optische Fläche von $14 \mu\text{m} \times 14 \mu\text{m}$ und einen Pixelpitch von $14 \mu\text{m}$. Somit besitzt sie einen Füllfaktor von 100 %. Bei 800 nm besitzt sie eine relative spektrale Empfindlichkeit von ca. 0,25 (Datenblatt). Daraus ergibt sich ein Faktor von $0,25 \times 1 \times 14 \mu\text{m} \times 14 \mu\text{m} = 49 \mu\text{m}^2$.

Die Texaszeile hat eine optische Fläche von $55 \mu\text{m} \times 63,5 \mu\text{m}$ und einen Pixelpitch von $63,5 \mu\text{m}$. Somit besitzt sie einen Füllfaktor von ca. 86,6 %. Bei 800 nm besitzt sie eine relative

ve spektrale Empfindlichkeit von 0,99 (Datenblatt). Daraus ergibt sich ein Faktor von $0,99 \times 0,866 \times 55 \mu\text{m} \times 63,5 \mu\text{m} = \underline{2994,26 \mu\text{m}^2}$.

Die S-TEC-Zeile hat eine optische Fläche von $7,8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m}$ und einen Pixelpitch von $12 \mu\text{m}$. Somit besitzt sie einen Füllfaktor von 65 %. Bei 900 nm besitzt sie eine relative spektrale Empfindlichkeit von 0,63 (Messung). Im Gegensatz zu den anderen Zeilen muß noch die höhere Ausgangsleistung des Spektrometers berücksichtigt werden. Die Leistung ist bei 900 nm ca. 13,28 mal größer als bei 800 nm. Daraus ergibt sich ein Faktor von $13,28 \times 0,63 \times 0,65 \times 7,8 \mu\text{m} \times 100 \mu\text{m} = \underline{4241,76 \mu\text{m}^2}$.

Diese Faktoren gehen als Konstanten in Gl. (4.11) ein. Die Integrationszeit geht jedoch als Variable ein und kann aus den Kennlinien in Bild 4.23 ermittelt werden.

Für die in den Kennlinien in Bild 4.23 aufgetragenen Ausgangsspannungen gilt folgender formelmäßiger Zusammenhang:

$$U_{\text{Ausgang}} \propto \frac{N_{\text{Signal}} \cdot \nu}{C_{\text{int}}} \quad (4.12)$$

ν : Verstärkungsfaktor des Pixeltreibers (CMOS)

C_{int} : Integrationskapazität

N_{Signal} : Photoelektronenanzahl aus Gl. (4.11)

Die Ausgangsempfindlichkeit steigt demzufolge, je kleiner die Integrationskapazität, je größer die Anzahl der erzeugten Photoelektronen und je größer der Verstärkungsfaktor ist. Der Verstärkungsfaktor spielt nur bei CMOS-Sensoren eine Rolle. Dort wird der Photostrom in einer Kapazität aufintegriert und die Integrationsspannung dann über einen nachgeschalteten Pixeltreiber mit der Verstärkung ν an den Ausgang gelegt (siehe Kapitel 2.2.2). Bei CCD-Sensoren werden die Photoelektronen direkt in einer MOS-Kapazität gesammelt (siehe Kapitel 2.2.1).

Bei der Optimierung dieser Parameter muß jedoch darauf geachtet werden, daß ein ausreichend hohes S/N vorhanden ist. Bei CMOS-Sensoren können hohe S/N und damit eine sehr hohe Dynamik (bis zu 177 dB) erreicht werden, indem man den Verstärkungsfaktor des Pixeltreibers in Abhängigkeit der einfallenden Beleuchtung anpaßt [BROC-98].

Anhand von Gl. (4.11) und Gl. (4.12) kann man nun die Kennlinien in Bild 4.23 miteinander vergleichen. Die Kombizeile besitzt nicht so eine hohe Ausgangsempfindlichkeit wie die beiden anderen Zeilen. Obwohl der berechnete konstante Faktor aus Gl. (4.11) der Kombizeile 1,4 mal größer als der der Texaszeile ist und sogar 86,6 mal größer als der der Sonyzeile, entspricht der Kennlinienverlauf ungefähr dem der anderen Kennlinien.

Im direkten Vergleich von Sony- zu Texaszeile erkennt man, daß die Ausgangsempfindlichkeit der Sonyzeile am höchsten ist. Sie kann schon ab einer Integrationszeit von ca. 0,25 ms Photoelektronen detektieren, ist dafür aber bereits bei ca. 8 ms in der Sättigung (kleiner Dynamikbereich). Der berechnete konstante Faktor aus Gl. (4.11) ist bei der Texaszeile 61,1 mal größer als bei der Sonyzeile und dennoch sind die Kennlinien ungefähr gleich. Demzufolge muß die Integrationskapazität der Sonyzeile (CCD) deutlich kleiner sein als bei den anderen Zeilen, da Verstärkungen kleiner eins keinen Sinn machen.

Obwohl die S-TEC-Zeile die größte Photoelektronenanzahl erzeugt, ist ihre Ausgangsempfindlichkeit am schlechtesten. Es bestehen laut Gl. (4.12) zwei Möglichkeiten dies zu ändern. Zum einen die Verstärkung der Pixeltreiber erhöhen und zum anderen die Integrationskapazität verringern. Eine Verringerung der Kapazität ist der bessere Weg, da bei einer Verstärkungserhöhung auch das Rauschen mit verstärkt wird und somit das S/N-Verhältnis nicht verbessert wird.

4.4.2 PMD-Zeile

Die folgenden Kennlinien wurden am Institut für Nachrichtenverarbeitung der Universität-GH Siegen aufgenommen. Im Vergleich zu handelsüblichen Zeilensensoren gelten für das PMD andere charakteristische Kennlinien. Die in Kapitel 4.4.1 aufgeführten Kennlinien sind bis auf die Spektralempfindlichkeit für das PMD nicht sehr aussagekräftig. Im folgenden werden die neuartigen Kennlinien aufgelistet und erläutert.

4.4.2.1 Spektralempfindlichkeit

Die spektrale Empfindlichkeit des PMD's hängt von dem verwendeten Substratmaterial ab, bisher ist dies Silizium. Die Empfindlichkeit der dargestellten Kurve paßt gut zu der von Silizium. In Bild 4.24 ist die relative spektrale Empfindlichkeit in Abhängigkeit der Wellenlänge dargestellt. Es zeigt sich, daß der simulierte Verlauf nahezu mit den experimentellen Ergebnissen übereinstimmen.

Die starken spektralen Oszillationen kommen durch Dünnschichtinterferenzen in den oberen Schichten des Halbleiters zustande (siehe Kapitel 2.1.1 Punkt 2). Die Abnahme im blauen Spektralbereich beruht auf der Absorption der Photonen im oberen Bereich des PMDs (siehe Kapitel 2.1.1 Punkt 3). Im infraroten Spektralbereich liegt der Grund für die Abnahme an der Energie der Photonen. Die Photonenenergie reicht nicht mehr aus, um einen Beitrag zum Fotostrom zu leisten.

Anhand des Spektralverlaufs kann man Rückschlüsse ziehen, welche Wellenlänge am besten für den Sender gewählt werden sollte, um eine möglichst gute Anpassung zwischen Sender und Empfänger zu erreichen.

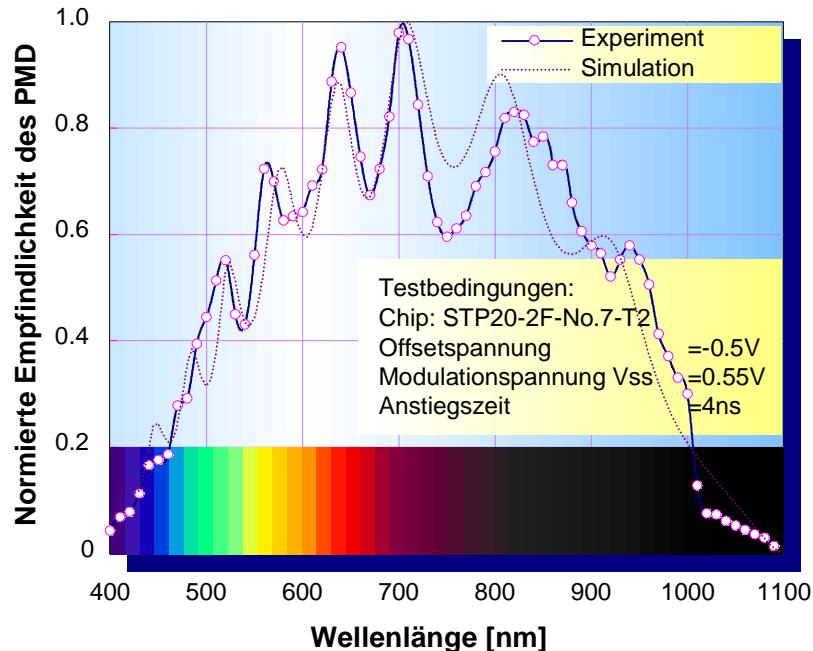


Bild 4.24: Normierte spektrale Empfindlichkeitskurve des PMD [HEINO-99B]

Im Gegensatz zu Kapitel 4.4.1.5 wird die gesamte optische Lichtausgangsleitung des Spektrometers in die optisch-aktive Pixelfläche eines PMD-Pixels abgebildet. Dies ist möglich, da die PMD-Pixel eine Fläche von $176,7 \mu\text{m} \times 176,7 \mu\text{m}$ besitzen. Die Schwierigkeit liegt darin, den Spot im μm -Bereich genau zu fokussieren. Dies war bei der CMOS-Zeile aufgrund der kleinen Breite ($7,8 \mu\text{m}$) nicht möglich.

Nachteil bei diesem Verfahren ist die Messung der optischen Leistung. Diese ist sehr gering, somit benötigt man ein sehr empfindliches Meßgerät, um hohe Meßfehler zu vermeiden. Andererseits ist es nun möglich die absolute spektrale Empfindlichkeit unter Verwendung von Gl. (4.5) und Gl. (4.6) zu berechnen. Die einzigen Konstanten, die fehlen, sind die Integrationszeit und die Integrationskapazität. Die Integrationszeit ist einstellbar und die Integrationskapazität beträgt ca. 1 pF .

4.4.2.2 Modulationskontrast

Der Modulationskontrast (MC) beschreibt den Einfluß der Modulationsfrequenz auf die Ausgangsspannungen des PMD bei moduliertem Licht. Er ist folgendermaßen definiert:

$$MC = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}} \quad (4.13)$$

U_{\max} : maximale Ausgangsspannung

U_{\min} : minimale Ausgangsspannung

Bild 4.25 zeigt die Korrelationskennlinie einer frühen Realisierung eines PMDs. Man erkennt deutlich die Abhängigkeit der Ausgangsspannungen von Kanal A und Kanal B des PMD von der Modulationsfrequenz. Bei niedrigen Modulationsfrequenzen (400 kHz) ergibt sich ein maximaler Spannungshub von ca. $1,12 V_{SS}$, bei hohen Frequenzen (20 MHz) stellt sich ein Spannungshub von ca. $0,42 V_{SS}$ ein. Der Ausgangsspannungshub nimmt also mit zunehmender Frequenz ab. Zusätzlich wird der Kennlinienverlauf nichtlinearer.

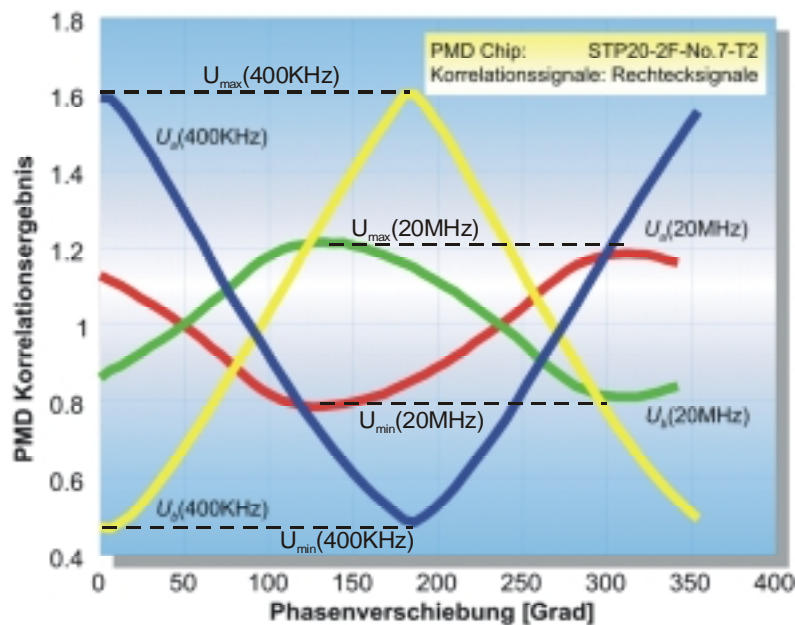


Bild 4.25: Korrelationskennlinie einer frühen Realisierung eines PMD-Sensors [STEC-99]

In Bild 4.25 sind die für die Bestimmung des MC benötigten Werte U_{\max} und U_{\min} eingezeichnet. Bei 400 kHz Modulationsfrequenz ergibt sich ein Wert von 0,54, bei 20 MHz ein Wert von 0,21. Je niedriger MC wird, desto kleiner ist der Ausgangsspannungshub und damit der Arbeitsbereich des PMD. Bei einem maximalen Modulationskontrast von Eins, erfolgt die Modulation über den ganzen Ausgangsspannungsbereich des PMD-Sensors. Bei einem minimalen Wert von Null, ist die Modulationswirkung des PMD nicht mehr in der Ausgangsspannung zu sehen. Kanal A und Kanal B lägen horizontal übereinander.

4.5 Technische Daten

Im folgenden werden nun aus den Erkenntnissen der vorher beschriebenen Meßreihen, die technischen Daten des PMD/CMOS-Kombizeilensensors zusammengestellt und nochmals kurz erläutert.

Die Photoelektronenanzahl (siehe Kapitel 4.4.1.6) des Sensors wird maßgeblich von dem Produkt von spektraler Empfindlichkeit und Füllfaktor bestimmt. Ist sie sehr klein, erhält man ein sehr geringes S/N-Verhältnis und somit eine schlechte Bildqualität.

Die Spektralkurve der CMOS-Zeile ist in Bild 4.22 abgebildet und die der PMD-Zeile in Bild 4.24. Während diese Kurve stark von der Wellenlänge abhängt, ist im Gegensatz dazu der Füllfaktor nur ein konstanter Faktor. Er berechnet sich aus dem Verhältnis von optischer Fläche zu Pixelgröße (siehe Kapitel 4.3). In Tabelle 4.1 ist der Füllfaktor der CMOS- und PMD-Zeile sowie die zur Berechnung benötigte optische Pixelgröße und der Pixelpitch angegeben.

Des weiteren haben Pixelgröße und Pixelpitch einen entscheidenden Einfluß auf die laterale Auflösung eines Sensorsystems. Pixelstrukturen mit sehr schmalen und hohen Pixeln und einen kleinen Pixelpitch, besitzen eine hohe laterale Auflösung (siehe Kapitel 2.5).

Die Ausgangsempfindlichkeit der Zeile hängt ganz entscheidend von der Integrationskapazität ab. Je kleiner die Kapazität desto empfindlicher ist die Zeile (siehe Kapitel 4.4.1.6). Die Werte der Kapazitäten können Tabelle 4.1 entnommen werden. Die Integrationskapazität kann auch noch zur Ermittlung der absoluten spektralen Empfindlichkeit verwendet werden (siehe Kapitel 4.4.2.1).

Das FPN beschreibt die Inhomogenität der Ausgangsspannung der CMOS-Zeile. Bei Oberflächenanalysen muß diese Art von Rauschen besonders berücksichtigt werden, da dort die Amplitude zur Auswertung verwendet wird. Bei Flankenauswertungen (siehe Kapitel 5.3) sind Amplitudenschwankungen nicht so kritisch, da dort die maximale Steigung der Flanken bestimmt wird. Man kann jedoch durch geeignete Korrekturverfahren das FPN reduzieren (siehe Kapitel 2.3.3). In Tabelle 4.1 können die Werte für das FPN 0. Ordnung und 1. Ordnung der CMOS-Zeile abgelesen werden.

Das hier beschriebene Sensorsystem arbeitet mit einer festen Modulationsfrequenz von 20 MHz. Daraus ergibt sich der in Tabelle 4.1 genannte MC (Berechnung siehe Gl. (4.13). Er beschreibt den Einfluß der Modulationsfrequenz auf die Ausgangsspannung (siehe Kapitel 4.4.2.2).

Der Ausgangsspannungsbereich von PMD- und CMOS-Zeile befindet sich zwischen dem min. und max. Pegelwerten in Tabelle 4.1. Nur dieser Bereich braucht vom A/D-Wandler digitalisiert zu werden.

Die zur Ansteuerung des PMD/CMOS-Kombizeilensensor benötigten Taktsignale sind ebenfalls in Tabelle 4.1 aufgeführt. Das genaue Timingdiagramm kann in Kapitel 4.2.1 und Kapitel 4.2.2 nachgelesen werden.

Beschreibung	CMOS	PMD
Pixelanzahl	128	8
Pixelgröße (optische Fensterbreite)	7,8 μm \times 100 μm	96,3 μm \times 176,7 μm
Pixelpitch	12 μm	188 μm
Füllfaktor	65%	ca. 51%
Integrationskapazität	ca. 510 fF	ca. 1 pF
Spektralbereich	ca. 400-1000nm	ca. 400-1000nm
FPN 0. Ordnung	< 1,5%	keine Angabe
FPN 1. Ordnung (PRNU)	< $\pm 8,3\%$	keine Angabe
Modulationskontrast bei 20MHz (Arbeitsfrequenz)	keine Angabe	0,21
Min. Ausgangspegel	1,8V	1,8V
Max. Ausgangspegel	4,2V	4,2V
Anzahl der benötigten Taktsignale	4 (START128, CLOCK128, RESET128, S&H_128)	6 (STARTPMD, CLOCKPMD, RESETPMD, S&H_PMD, U_AM_PMD, U_BM_PMD)

Tabelle 4.1: Technische Daten des PMD/CMOS-Kombizeilensensor

Im Anhang 9.1 befindet sich die Pinbelegung und die Gehäuseabmessungen der PMD/CMOS-Kombizeile.

5 High-Speed Signalkompression mittels FPGA

Dieses Kapitel beschreibt das Komprimierungsverfahren der Daten des CMOS-Zeilensensors. Es werden verschiedene digitale Filter (Mittelwert- und Tiefpaßfilter) erläutert und miteinander verglichen. Sie dienen der Glättung des Zeilensignals. Die mittels des FPGA in quasi Hardware realisierten Bildverarbeitungsalgorithmen werden aufgezählt und deren praktische Anwendung anhand bereits im ZESS entwickelter Sensoren erläutert. Zum Schluß wird die Grenzfrequenz der CMOS-Zeile ermittelt und die gewonnen Ergebnisse zusammengefaßt.

5.1 Funktionsprinzip

In den letzten Jahren hat die Bedeutung von Field Programmable Gate Arrays (FPGA), generell von programmierbaren Bausteinen, stark zugenommen. Der Grund liegt in der flexiblen Handhabung und der Kostenersparnis in der Entwurfsphase einer Schaltung. Besonders in der digitalen Bildverarbeitung werden FPGAs sehr oft eingesetzt. Einige Applikationsbeispiele sollen hier genannt werden [LAY-99]:

- Intelligenter Framegrabber (FPGA-Prozessor)
- Signalvorverarbeitung
- Binarisierung
- JPEG-Kompression

Das FPGA soll bei diesem Sensorsystem zur Signalkompression verwendet werden, d.h. die Daten des CMOS-Zeilensensors werden nicht nur gefiltert, sondern die eigentliche Information, wie Objektbreite, -position, -kante, wird unmittelbar berechnet und ausgegeben. Bisherige im ZESS verwendete Sensoren benutzten das FPGA zur Takterzeugung und zur Signalfilterung [KLEU-97], [HUSS-98A], [HUSS-98B], [HUSS-99B].

Durch die digitale parallele Signalverarbeitung im FPGA können sehr hohe Rechengeschwindigkeiten erreicht werden. Sie führen zu sehr hohen Zeilenbildwiederholraten bis zu mehreren Kilohertz und zu sehr hohen Pixeltakten bis zu maximal 20 MHz. Bild 5.1 zeigt das Funktionsprinzip einer solchen Schaltung. Im Gegensatz zur bisher verwendeten Schaltung kann man einige kostenintensive Komponenten einsparen (DSP, EPROM, Dual-ported RAM, FIFO etc.).

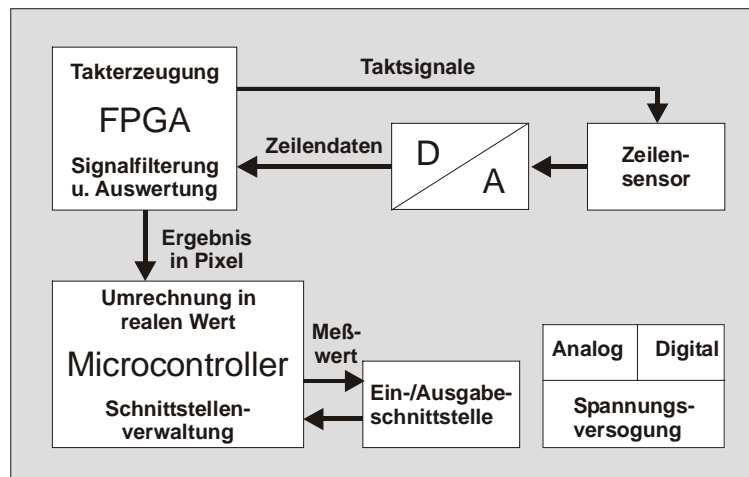


Bild 5.1: Prinzipdarstellung einer FPGA Signalkompression

5.2 Digitale Filter

Zur Glättung der Zeilendaten werden digitale Filter verwendet. Besonders das FPN der CMOS-Zeile wird damit reduziert. Beim Einsatz von digitalen Filtern im FPGA ist besonderes Augenmerk auf den Speicherbedarf zu legen. Im folgenden werden zwei Arten von Filteralgorithmen vorgestellt. Beide Filter und ihre Eigenschaften wurden in [SIEM-99] untersucht. Als Ergebnis zeigte sich, daß der Tiefpaßfilter bei optimaler Parameterbestimmung zwar eine geringe Verschiebung der Originaldaten bewirkt, der Speicherbedarf aber wesentlich geringer ist als bei dem Mittelwertfilter. Außerdem ist die Glättung der Zeilendaten ebenfalls besser.

5.2.1 Fließender Mittelwertfilter

5.2.1.1 Allgemeine Form

Eine Möglichkeit der Signalfilterung besteht in der Verwendung eines digitalen, gleichgewichteten, gleitenden Mittelwert-Bildners. Die allgemeine Formel dafür lautet:

$$x_{(k)} = \frac{1}{m+1} \sum_{\mu=0}^m y_{(k-\mu)} \quad (5.1)$$

dabei ist:

m : Meßwertanzahl

$y_{(k-\mu)}$: Meßwertfunktion

5.2.1.2 Übertragungsfunktion und Blockschema für $m = 16$

Wie der Name schon sagt, bildet dieser Filter den Mittelwert einer bestimmten Anzahl von Werten. Werden z.B. die Amplitudenwerte von 16 Bildpunkten addiert und die Gesamtsumme durch 16 geteilt lautet die dazugehörige Übertragungsfunktion:

$$H_{(z)} = \frac{1 + z^{-1} + z^{-2} + \dots + z^{-15}}{16} \quad (5.2)$$

Bild 5.2 zeigt das Blockschema bei der gewählten Anzahl von $m = 16$.

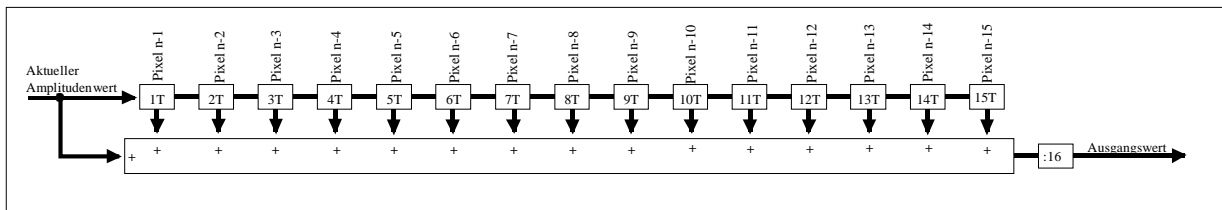


Bild 5.2: Blockschema des gleitenden Mittelwert-Bildners für $m = 16$

Eleganter kann dieser Filter realisiert werden, indem jeder neue Amplitudenwert zu einer Summe von Altwerten addiert und um 16 Takte verzögert wird, um dann wieder subtrahiert zu werden. Bei dieser Struktur des Filters erfolgen nur noch eine Addition und eine Subtraktion. Bild 5.3 zeigt das Blockschema einer solchen optimierten Filterstruktur.

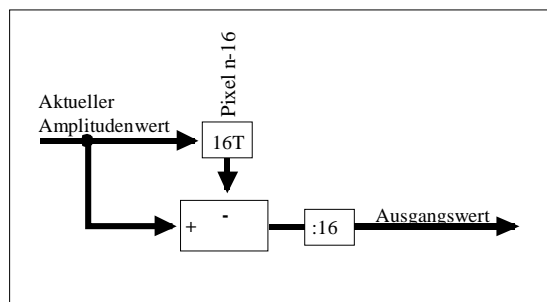


Bild 5.3: Blockschema des optimierten gleitenden Mittelwert-Bildners für $m = 16$

5.2.1.3 Filterergebnis für $m = 16$

Das Ergebnis der Filterung bei realen Zeilendaten zeigt Bild 5.4. Die gefilterten Daten wurden zur Veranschaulichung des Filterverhaltens mit einem Offset versehen. Die Filterwirkung

ist relativ schwach. Die Glättung der Kurve kann durch eine Erhöhung der Anzahl der Pixel, über die der Mittelwert gebildet wird, verbessert werden.

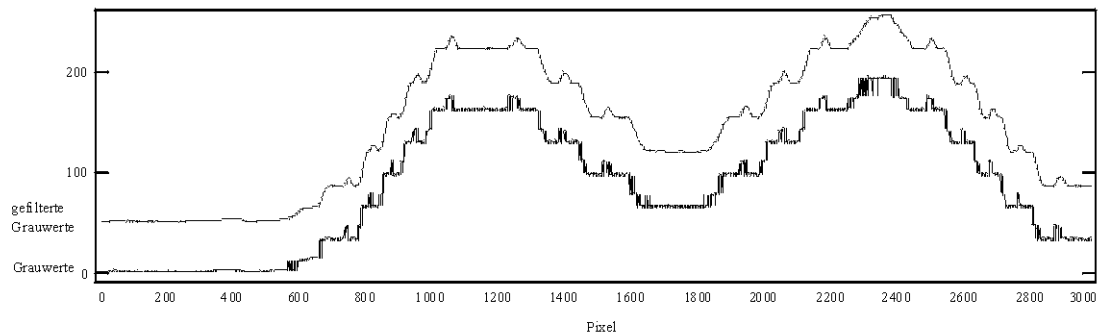


Bild 5.4: Originale und gefilterte Grauwerte einer Bildzeile für $m = 16$

5.2.1.4 Sprungfunktion für $m = 16$

In Bild 5.5 ist die Sprungantwort des Mittelwert-Bildners für $m = 16$ dargestellt. Der Sprung erfolgt an der Stelle 40 von 0 auf 255. Da für die Auswertung der Anfangsbereich interessant ist, werden nur die ersten 250 Werte angezeigt.

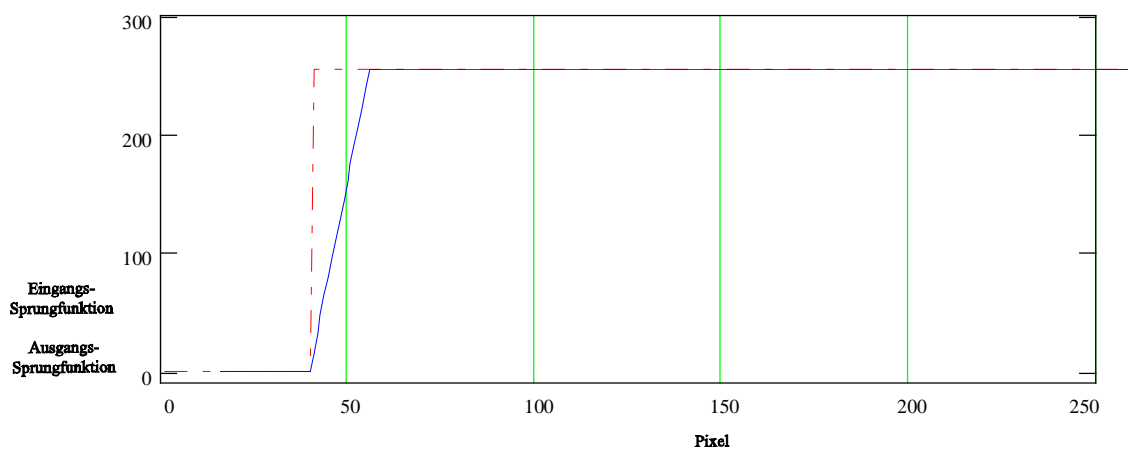


Bild 5.5: Sprungantwort des Mittelwert-Bildners für $m = 16$.

Nach nur 16 Pixeln hat das Ausgangssignal den Wert des Eingangssignals erreicht. Demzufolge braucht das Ausgangssignal immer genau die Anzahl der Pixel, über die der Mittelwert gebildet wird.

5.2.2 Tiefpaßfilter

5.2.2.1 Allgemeine Form

Eine weitere Möglichkeit der Signalfilterung besteht in der Verwendung eines digitalen Tiefpaßfilter. Unter Berücksichtigung einer einfachen Implementierung in das FPGA wird hier die Übertragungsfunktion eines rekursiven Tiefpaßfilters (IIR-Filter) erster Ordnung nach der Impulsinvarianzmethode hergeleitet. Ausgangspunkt ist die Laplace-Übertragungsfunktion des Tiefpaßfilters erster Ordnung:

$$H_{(s)} = \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi f_g}} \quad (5.3)$$

Nach einer Partialbruchzerlegung

$$H_{(s)} = \frac{2\pi f_g}{2\pi f_g + s} = \frac{A_0}{s - s_\infty} \quad (5.4)$$

folgt für A_0 und s_∞ :

$$A_0 = 2\pi f_g \quad \text{und} \quad s_\infty = -2\pi f_g \quad (5.5)$$

Nach der Transformation von der s-Ebene in die z-Ebene ($z = e^{s \cdot T}$) lautet die Übertragungsfunktion:

$$H_{(z)} = \frac{2\pi f_g}{f_{ABT}} \cdot \frac{z}{z - e^{-2\pi f_g T}} = 2\pi f_g \cdot T \cdot \frac{1}{1 - z^{-1} \cdot e^{-2\pi f_g T}} \quad (5.6)$$

Nach Rücktransformation in den Zeitbereich und Umstellung gilt:

$$a_{(nT)} = a_{((n-1)T)} \cdot e^{-2\pi f_g T} + e_{(nT)} \cdot 2\pi f_g \cdot T \quad (5.7)$$

Hierbei ist $a_{(nT)}$ das Ausgangssignal und $e_{(nT)}$ das Eingangssignal. Gl. (5.7) besagt in Worten:

aktueller Ausgangswert = letzter Ausgangswert \times Faktor K2 +

aktueller Eingangswert \times Faktor K1

Mit $K1 = 2\pi f_g \cdot T$ und $K2 = e^{-2\pi f_g T}$.

Bild 5.6 zeigt das Blockschema des digitalen Tiefpasses erster Ordnung.

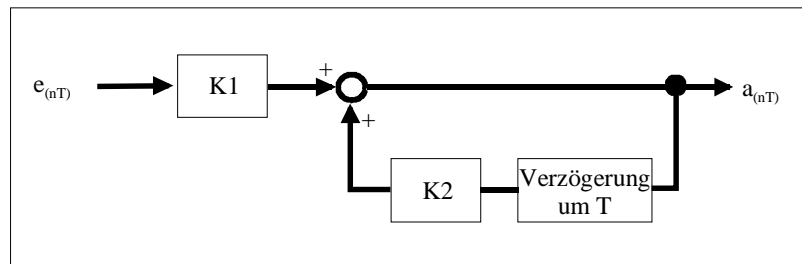


Bild 5.6: Blockschema eines digitalen Tiefpasses erster Ordnung

5.2.2.2 Blockschema des modifizierten Tiefpasses

Die Konstanten $K1$ und $K2$ aus 5.2.2.1 hängen von f_g ab. Somit kann eine Berechnung der Filterparameter nur für eine feste Pixelclockfrequenz erfolgen. Bei der Berechnung muß außerdem berücksichtigt werden, daß in einem FPGA eine Division und eine Multiplikation nur durch Bitverschiebungen realisiert werden können. Als Richtwert dienen die für die feste Grenzfrequenz berechneten Konstanten. Sie werden dann so verändert, daß eine Realisierung im FPGA möglich ist.

Der Nachteil bei dieser Vorgehensweise ist, daß sich die Gesamtamplitude des Ausgangssignals vergrößert. Diesen Fehler kann man ausgleichen, indem man das Ausgangssignal durch eine Konstante dividiert. Da der Ausgangswert des letzten Abtastzeitpunktes zur Berechnung des aktuellen Ausgangswertes benötigt wird, muß man darauf achten, daß man nicht das geteilte Ausgangssignal zur Berechnung verwendet. Dieser so modifizierte Tiefpaß hat das in Bild 5.7 abgebildete Blockschema.

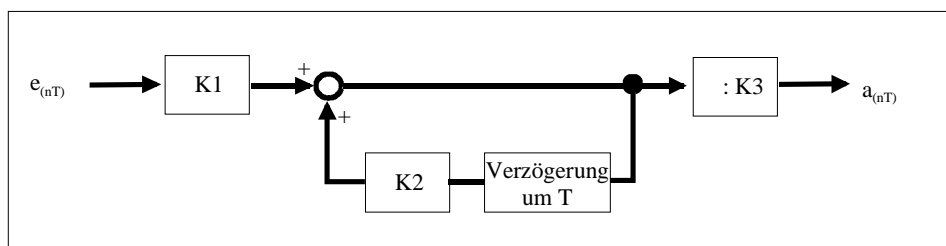


Bild 5.7: Blockschema des modifizierten digitalen Tiefpasses 1. Ordnung

5.2.2.3 Filterergebnis des modifizierten Tiefpasses

Das Ergebnis der Filterung bei realen Zeilendaten zeigt Bild 5.8. Die gefilterten Daten wurden auch hier zur Veranschaulichung des Filterverhaltens mit einem Offset versehen. Man erkennt, daß die durch einen Tiefpaß-Filter gefilterte Kurve wesentlich glatter ist, als die durch einen Mittelwert-Bildner gefilterte Kurve. Der Nachteil des Tiefpasses liegt aber in der

nicht unerheblichen Verschiebung des Signals. Durch Erhöhung der Grenzfrequenz kann diese Verschiebung verringert werden, allerdings muß dann auch eine geringere Glättung der Kurve in Kauf genommen werden. Die Optimierung der Filterparameter für eine 3000 Pixel CCD-Zeile wurde beispielhaft in [SIEM-99] durchgeführt.

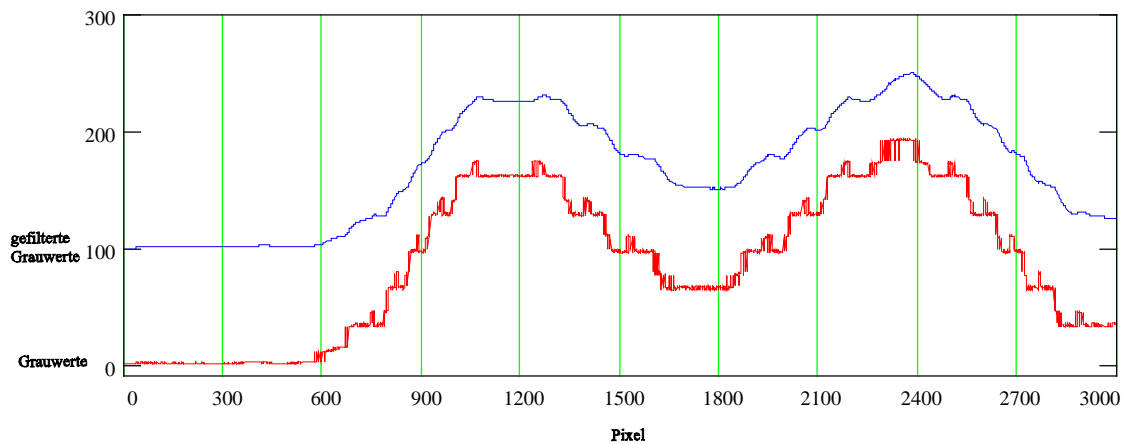


Bild 5.8: Reale und gefilterte Grauwerte einer Bildzeile beim modifizierten Tiefpaßfilter

5.2.2.4 Sprungfunktion des modifizierten Tiefpasses

In Bild 5.9 ist die Sprungantwort des modifizierten Tiefpasses dargestellt. Der Sprung erfolgt wie beim Mittelwert-Filter an der Stelle 40 von 0 auf 255. Auch hier werden nur die ersten 250 Werte angezeigt.

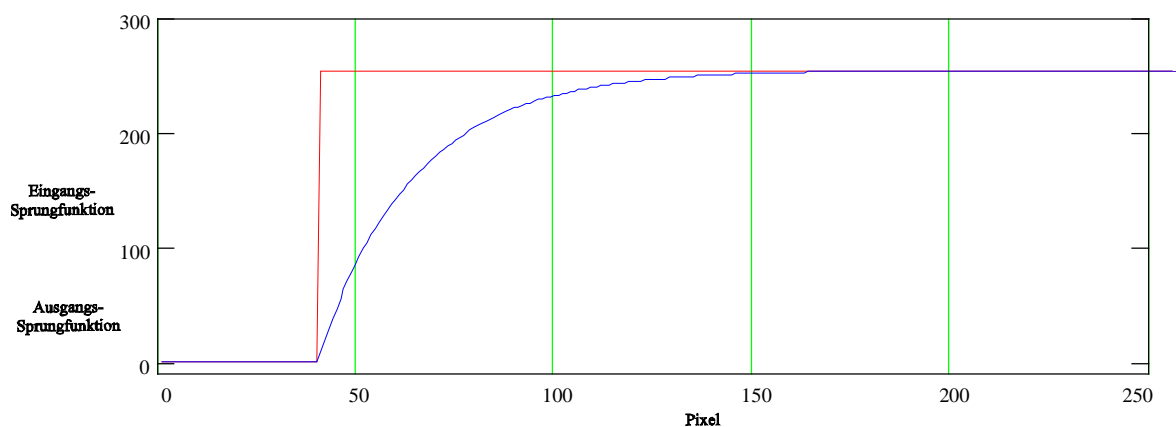


Bild 5.9: Sprungantwort des modifizierten Tiefpasses

Die Ausgangsfunktion folgt der Eingangsfunktion wesentlich langsamer als beim Mittelwert-Bildner. Sie braucht 150 Pixel, um den Wert der Eingangsfunktion zu erreichen.

5.3 FPGA Bildverarbeitungsalgorithmen

Bei Geometrievermessungen von Objekten bedarf es in den meisten Fällen keiner komplexen Bildverarbeitungsalgorithmen. Wenn eine Objektbreite, -position oder -kante ermitteln werden soll, dienen die Flankenpositionen im Zeilenbild zur Auswertung.

In [BÜDE-99] wurden bereits bei einer Low-Cost Zeilenkamera entsprechende Algorithmen entwickelt und getestet. Im Anhang 9.2.1 befindet sich eine Darstellung des Sensors, ein Wettbewerbsvergleich und dessen technische Daten. Nachteil des entwickelten Sensors ist seine langsame Bildwiederholrate und seine fehlenden Industrieschnittstellen wie CAN-BUS, Profibus oder RS-232.

Implementiert man nun die entwickelten Algorithmen in ein FPGA, erhöht sich die Auswertegeschwindigkeit um ein Vielfaches. Dabei ist jetzt eher der Zeilensensor das „bremsende“ Element. Mit welcher maximalen Frequenz die in dieser Arbeit verwendete CMOS-Zeile ausgelesen werden kann, wird in Kapitel 5.4 genauer beschrieben. Doch auch diese Zeile ist eher zu langsam für das FPGA. Für High-End Anwendungen sind jedoch auch High-Speed Zeilensensoren von z.B. DALSA oder EG&G verfügbar.

Im Anhang 9.2.4 ist ein High-Speed Multifunktions-Zeilensensor unter Angabe seiner technischen Daten abgebildet. Er bildete die Vorstufe des hier beschriebenen Sensorsystems.

5.3.1 Kantenextraktion

Die Objektkanten erhält man sehr einfach durch Ableitung des Zeilenbildes. Bei Umsetzung der zweidimensionalen Sobelfilter [JÄHN-91] auf den eindimensionalen Fall ergibt sich folgender Faltungskern:

$$S_0 = (1 \quad 0 \quad -1) \tag{5.8}$$

In Bild 5.10 sieht man die Auswirkungen des Gradientenoperators auf ein Zeilenbild. Dort wird die Breite eines Glasflaschenhalses gemessen. Die grau schraffierte Fläche stellt dabei das Ergebnis der Ableitung des Zeilenbildes dar. Die Bestimmung der Maximas, die über einem Schwellwert liegen, ergibt dann die Kantenpositionen.

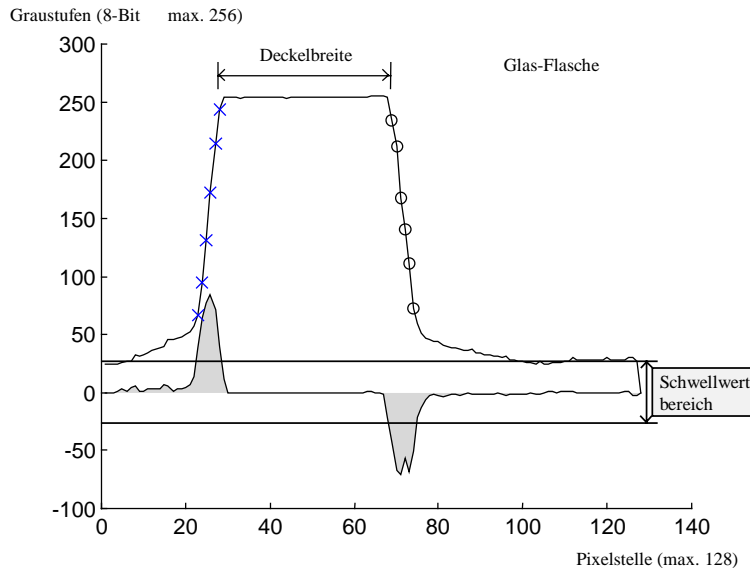


Bild 5.10: Beispielhafte Kantenbestimmung bei einem Glasflaschenhals [HUSS-95]

Die Realisierung dieses Algorithmus im FPGA, wird anhand der folgenden Blockschaltbilder verdeutlicht. Bild 5.11 zeigt die hardwaremäßige Realisierung des Sobelfilters. Dazu werden die eingehenden Zeilendaten dreimal verzögert und dann von dem aktuellen Datum abgezogen. Ergebnis ist das abgeleitete Zeilenbild.

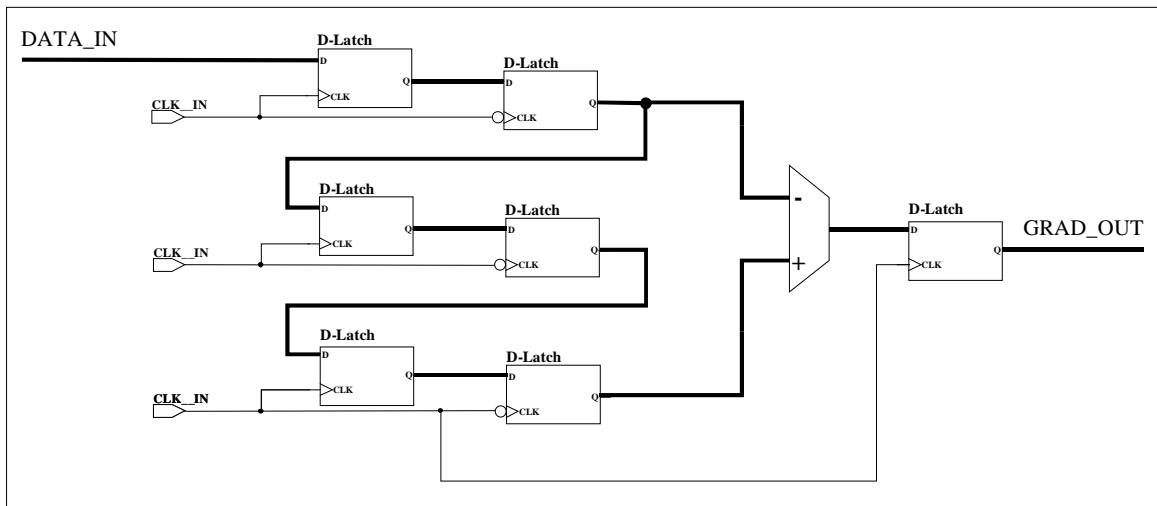


Bild 5.11: Blockschaltbild des eindimensionalen Sobelfilters

In Bild 5.12 ist das Blockschaltbild des Flankenfinders dargestellt. Die Parameter *MIN_POS_IN*, *MAX_POS_IN*, *MIN_GRAD_IN* und *MAX_GRAD_IN* dienen der flexiblen Schwellwertanpassung. Befindet sich eine Kante im gültigen Zeilenbereich (*MIN_POS_IN* bis *MAX_POS_IN*) und ist die Ableitung größer oder kleiner als der Schwellwertbereich (*MIN_GRAD_IN* bis *MAX_GRAD_IN*), wird die Position der Flanke bei der maximalen Steigung in das entsprechenden Ausgaberegister geschrieben.

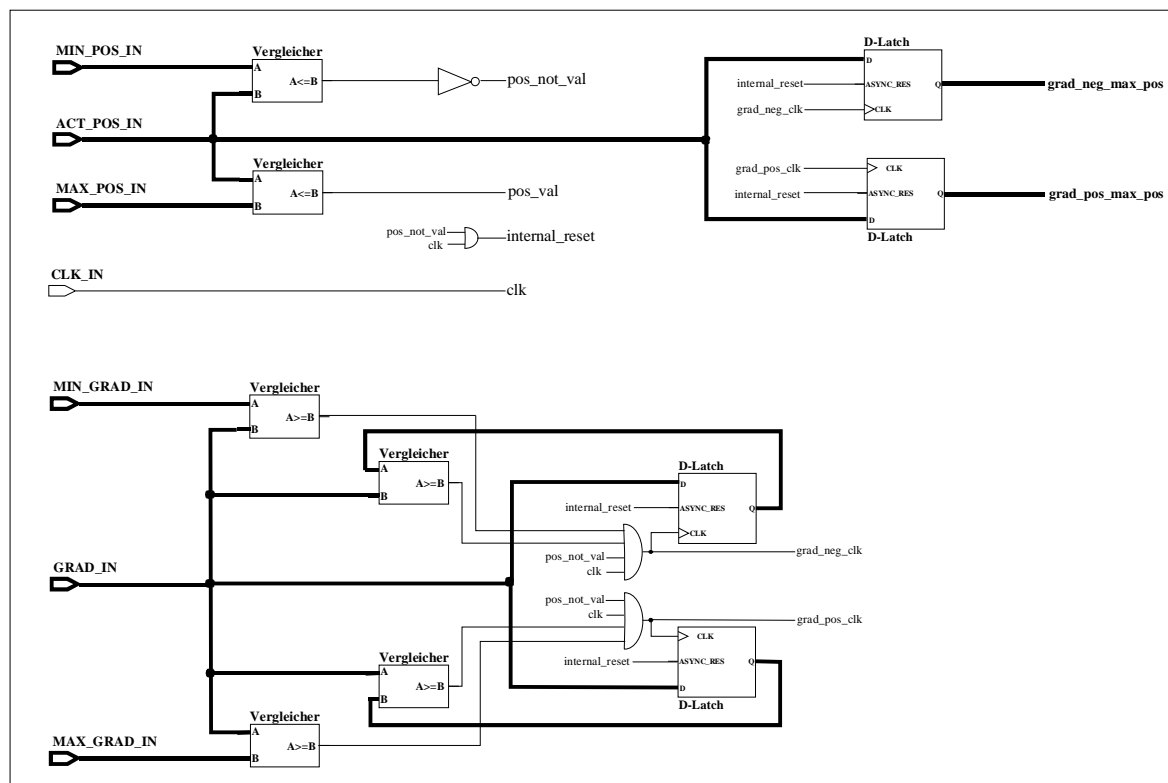


Bild 5.12: Blockschaltbild des Min-/Max-Flankenfinders

Der Flankenfinder kann maximal die Position von zwei Flanken (Steigende und Fallende) innerhalb des eingestellten Zeilenbereiches bestimmen. Die Position der maximalen positiven und negativen Steigung wird in das entsprechende Ausgaberegister geschrieben (*grad_pos_max_pos* und *grad_neg_max_pos*) und kann von dem Microcontroller ausgelesen werden. Anhand dieser Positionswerte kann der Microcontroller Geometrievermessungen vornehmen.

Im folgenden werden nun einige Beispiele bisheriger im ZESS entwickelter Sensoren vorgestellt, die eine Objektbreite, -position oder -kante berechnen. Diese Sensoren können nun durch die vorgestellte FPGA-Lösung ersetzt werden. Dabei wird eine drastische Reduzierung in der Baugröße der Sensoren und eine schnellere Meßfrequenz erreicht.

5.3.1.1 Positionierung

In Bild 5.13 ist die Meßanordnung und das Meßprinzip eines Sensors dargestellt, welcher berührungslos die Bandkante von Blechen in einem Entfernungsbereich von 150 mm bis 750 mm abtastet.

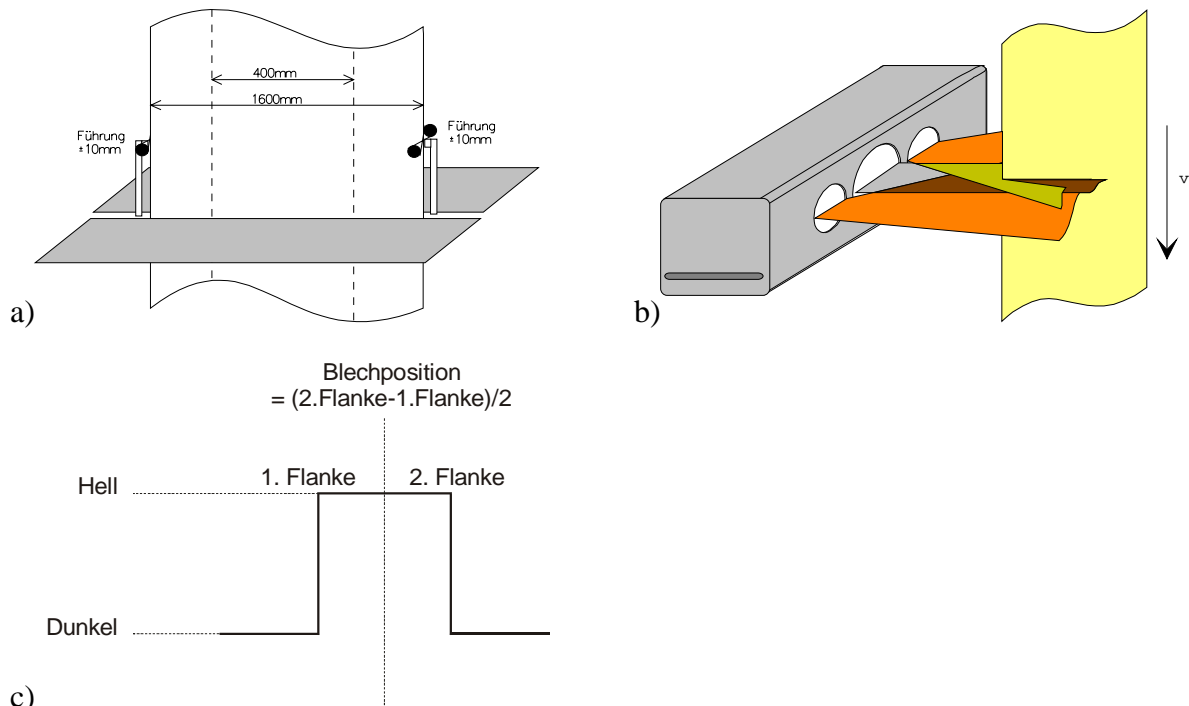


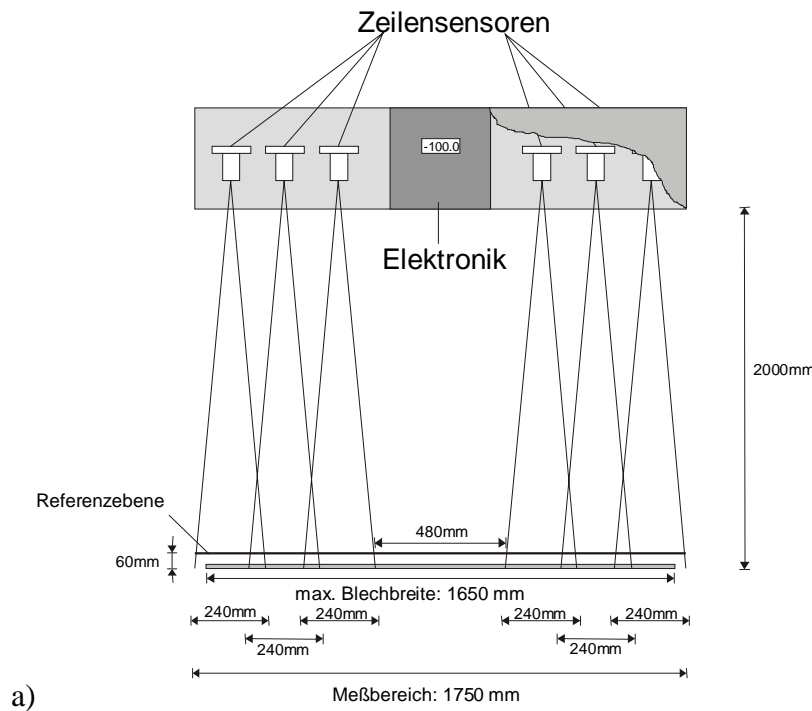
Bild 5.13: Lagebestimmung von Metallblech in einer Verzinkungsanlage [ZESS-96B]

- a) Meßanordnung
- b) Meßprinzip
- c) Verdeutlichung des Auswertalgorithmus

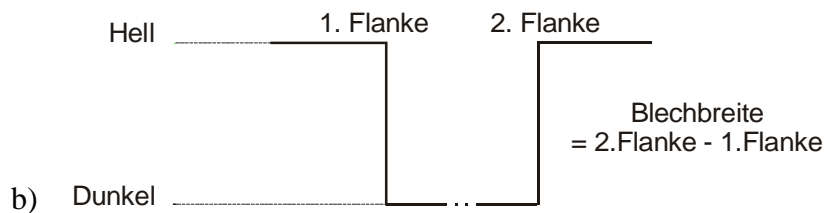
Dieser Entfernungsbereich ermöglicht somit eine Bandlagenbestimmung bei 400 mm bis 1600 mm breitem Bandmaterial ohne Verstellung des Sensors. Die Auflösung des Sensors beträgt $30 \mu\text{m}$ bei einer Ausgabefrequenz von 1 kHz. In der Metallblech erzeugenden Industrie wird der Sensor dazu verwendet, die genaue Bandlage vom Bandmaterial zur Einstellung der Zugkraft und zur Reglereinstellung in einer Beschichtungsanlagen zu bestimmen. Hierbei werden die zwei Kanten im Zeilenbild bestimmt und die Position zwischen den Flanken ermittelt. Dieser Wert entspricht dann der Bandlage des Bleches.

5.3.1.2 Breitenmessung

Das Gerät, das in Bild 5.14 abgebildet ist, mißt die Blechbreite während der Produktion online. Es arbeitet im Durchlichtverfahren und besitzt sechs Zeilensensoren, die für die hohe Auflösung von $\pm 0,1 \text{ mm}$ verantwortlich sind. Die Breitenkamera mißt die Blechbreite zwischen 580 mm – 1650 mm. Der abgedeckte Sichtbereich reicht von 480 mm in der Mitte bis 1750 mm absolute Breite im Außenbereich. Die Überdehnung des Sichtbereichs ist die Kompensation des möglichen Seitenverlaufs ($\pm 50 \text{ mm}$) des Materials. Die Breitenkamera hat einen Frontabstand von 2000 mm zum Blechband. Das Band kann aus seiner Mittellage nach rechts oder links ohne Beeinflussung des Meßwertes verschoben werden [HUSS-99A].



a)



b)

Bild 5.14: Blechbreitenmessung in einer Bandbeschichtungsanlage [HUSS-99A]

a) Meßprinzip

b) Verdeutlichung des Auswertalgorithmus

Die Blechbreite entspricht hierbei dem Abstand zwischen der fallenden und steigenden Flanke, die jeweils am Übergang Blech/Hintergrundbeleuchtung entstehen.

5.3.1.3 Kantenmessung

In Bild 5.15 sieht man das Meßprinzip einer Dickenmessung von Schaumstoffen. Die Messung der Materialdicke erfolgt über eine Abschattungsmessung bezogen auf eine Referenzkante (Überlaufkante). Der verwendete Sensor mißt die Höhe des Schattens zwischen Sender und Empfänger mit einer Auflösung von $7 \mu\text{m}$. Dazu wird eine Kante detektiert und deren Position auf dem Zeilensensor bestimmt [HUSS-99C].

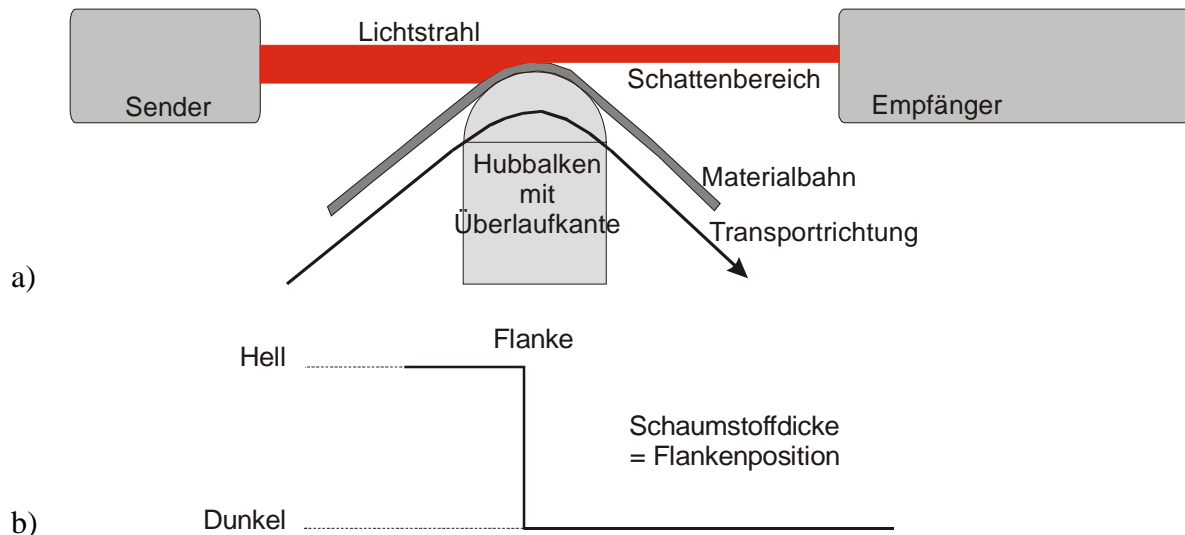


Bild 5.15: Schaumstoffdickenmessung in einer Schaumstoffschneidemaschine [HUSS-99C]

a) Meßprinzip

b) Verdeutlichung des Auswertalgorithmus

Im Anhang 9.2.3 befindet sich eine Darstellung einer Low-Cost Ausführung dieses Sensors und dessen technische Daten. Er besitzt die gleiche Hardware wie der Sensor in Anhang 9.2.1. Der Verarbeitungsalgorithmus entspricht dem der FPGA-Lösung, seine Verarbeitungsgeschwindigkeit ist jedoch im Vergleich dazu sehr gering.

5.3.2 Triangulation

Für die Triangulation ist ein sehr einfacher Algorithmus implementiert worden. Er wird in Kapitel 5.3.2.2 näher erläutert. Dieses simple Verfahren konnte erst nach Beseitigung von Laserimpulsverzerrungen aufgrund von Reflexionen im Zeilenglas realisiert werden. Die Ursache und deren Beseitigung wird im folgenden näher beschrieben.

5.3.2.1 Laserimpulsverzerrungen verursacht durch Reflexionen im Zeilenglas

Die Ursache der Impulsverzerrung liegt in einer Totalreflexion im Zeilenglas. Der Laserpunkt wird beim Eintritt ins Zeilenglas gebrochen und an der lichtempfindlichen Schicht des Sensors reflektiert. Jetzt tritt eine Totalreflexion am Übergang Glas/Luft auf und der Strahl wird zurück auf die Zeile gelenkt. Dort wird ein zweiter Impuls gesehen, der eine deutlich geringere Amplitude aufweist als der Hauptimpuls. Weitere Totalreflexionen sind möglich und hängen sehr stark von der einfallenden Laserleistung ab. Die Folge sind mehrere Nebenimpulse mit stetig abnehmender Amplitude.

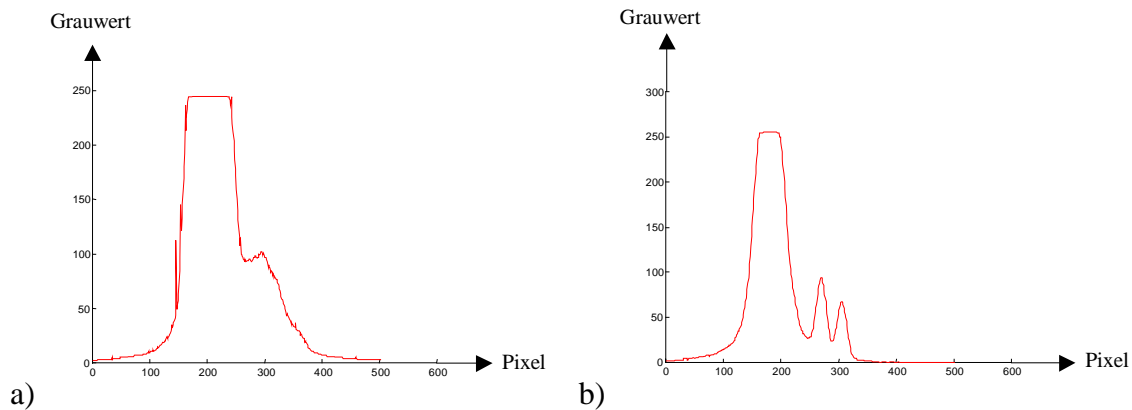


Bild 5.16: Triangulationsimpulsverzerrung wegen Reflexionen im Zeilenglas
a) Überlagerung von Hauptimpuls und Nebenimpulsen bei unregelmäßiger Laserleistung ohne Schlitzeblende
b) Hauptimpuls und Nebenimpulse bei unregelmäßiger Laserleistung mit Schlitzeblende

Abhilfe schafft die Verwendung einer Schlitzeblende. Die Leistung im Impulsmaximum bleibt dabei ungefähr gleich, an den Impulsflanken nimmt sie jedoch stark ab. In Bild 5.16 sieht man die Auswirkungen bei Einsatz einer solchen Blende. In a) ist der Laserimpuls ohne Schlitzeblende dargestellt. Der eigentliche Laserimpuls ist nicht von den Nebenimpulsen zu unterscheiden. Es tritt eine Überlagerung der Impulse auf, die eine schlecht auswertbare Impulsform erzeugen. Es können bei Auswertung der rechten Impulsflanke Sprünge auftreten. In b) wird eine Schlitzeblende eingesetzt. Jetzt sieht man deutlich die einzelnen Impulse. Bei eingeschalteter Laserregelung sinken die Amplituden der Impulse soweit ab, daß die Nebenimpulse weitgehendst unterdrückt werden. Eine softwaremäßige Unterscheidung ist problemlos möglich.

5.3.2.2 Auswertalgorithmus im FPGA

Bei denen im ZESS entwickelten Laser-Triangulatoren [KLEU-97], [HUSS-98B] wurde bisher der in Bild 5.17 abgebildete Auswertalgorithmus verwendet.

Er beruht auf dem Prinzip der Ausgleichsgeradeninterpolation. Für die rechte und linke Impulsflanke wird eine Näherungsfunktion nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate bestimmt, so daß die Summe der Quadrate der Abweichungen der Funktion von den statistisch verteilten Werten ein Minimum ergibt. Dabei dienen jeweils zwei Punkte - 30% und 70% vom Impulsmaximum – als Begrenzungswerte zur Berechnung der Geraden. Der Pixelwert bei 50% des Maximums wird dann für beide Flanken ausgerechnet und deren arithmetischer Mittelwert entspricht der Position des Impulses auf der Zeile.

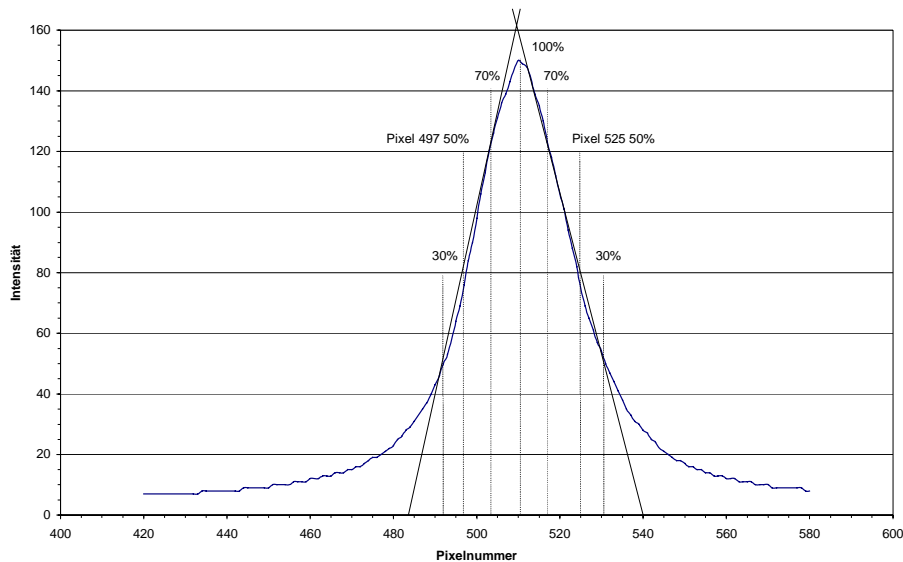


Bild 5.17: Triangulationsimpuls auf dem Zeilensensor mit Darstellung des bisher verwendeten Auswerteschemas [JUST-97B].

Dieses Verfahren ist in der Lage, die Position auch bei einer Laserimpulsverzerrung zu bestimmen. Man benutzt dann nur die „gute“ Impulsflanke. Dies würde in Bild 5.16 der linken Impulsflanke entsprechen.

Die Implementation eines solchen Algorithmus in ein FPGA ist nahezu unmöglich. Abgesehen von der Komplexität wäre der Speicherbedarf viel zu hoch. Daher muß ein einfaches Verfahren mit geringem Speicherbedarf gefunden werden. Durch die Beseitigung der Impulsverzerrungen, kann man nun von einem gaußförmigen Impulsverlauf ausgehen. Die einfachste Laser-Positionsbestimmung wäre dasselbe Verfahren wie bei einer Breitenmessung (siehe Kapitel 5.3.1.2). Man würde die maximalen Steigungen der beiden Impulsflanken bestimmen und die entsprechenden Pixelwerte an den Microcontroller weiterleiten. Der Microcontroller rechnet dann den Mittelwert zwischen den beiden Positionen folgendermaßen aus:

$$\bar{X}_n = \frac{\sum_{n=Pixelpos_Links}^{Pixelpos_Rechts} x_n}{Pixelpos_Rechts - Pixelpos_Links} \quad (5.9)$$

Durch die Reduzierung der Zeilendaten auf zwei Flanken ist eine sehr schnelle Auswertung mit kostengünstiger Hardware möglich. Im Anhang 9.2.2 befindet sich eine Darstellung eines Low-Cost Triangulators und dessen technische Daten, der die gleiche Hardware wie der Sensor in Kapitel 9.2.1 verwendet. Er hat diesen einfachen Algorithmus bereits implementiert. Seine Verarbeitungsgeschwindigkeit ist jedoch im Vergleich zu einer FPGA-Lösung sehr gering.

Bei Verwendung des oben beschriebenen Algorithmuses darf man jedoch nicht außer Acht lassen, daß eine individuelle Anpassung der Software auf spezielle Laserimpulsformen nicht möglich ist. Spezielle Impulsformen können z.B. bei bildseitiger Faltung des Strahlengangs auftreten [KLEU-98].

In Bild 5.18 wird verdeutlicht, was eine höhere Abtastrate für Vorteile bei der Randwelligkeitsmessung von Blechen während der Produktion mit sich bringt. Ein wesentliches Qualitätsmerkmal in der Fertigung von Blechbändern ist die Randwelligkeit. Nach DIN IEC 404 wird sie aus dem Verhältnis der Wellenhöhe h zur Wellenlänge l berechnet. Dieser Welligkeitsfaktor wird in Prozent angegeben und lautet:

$$\text{Welligkeitsfaktor} = \frac{h}{l} \quad (5.10)$$

Bild 5.18a zeigt eine Blechprobe, die durch den Walzprozeß eine Randwelligkeit besitzt. Wird diese Randwelligkeit nun während der Produktion online gemessen, entspricht der Höhenverlauf dem in Bild 5.18b für ein freischwebendes Blech.

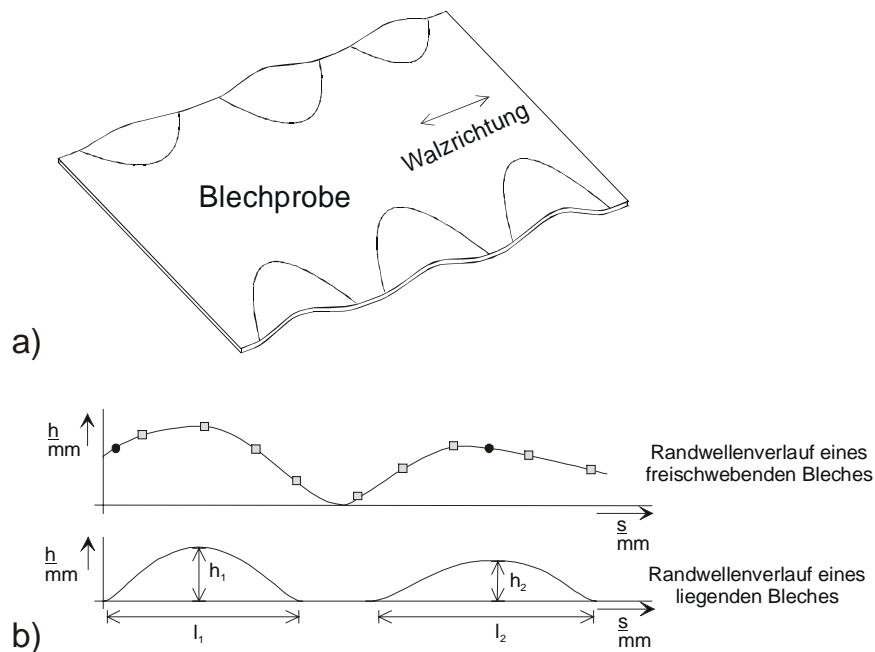


Bild 5.18: Verschiedene Abtastraten bei Ermittlung der Randwelligkeiten von Blechen

- a) Beispiel von Randwellen beim Walzprozeß von Metallblechen
- b) Darstellung der Randwelligkeit und der verschiedenen Abtastraten

In dieses Diagramm sind verschiedene Abtastraten eingezeichnet. Eine Unterabtastung erfolgt bei den schwarzen Kreisen und eine Überabtastung bei den grauen Vierecken. Bei der Unterabtastung wird die Welle gar nicht erkannt. Die beiden Werte haben den gleichen Entfer-

nungsabstand. Im Gegensatz dazu liegen bei der Überabtastung genug Meßwerte vor, um den Wellenverlauf bestimmen zu können.

Somit ist es also unbedingt erforderlich bei hohen Bandgeschwindigkeiten genügend Meßwerte zu haben. Diese hohe Meßrate kann der entwickelte Algorithmus zur Verfügung stellen. Dabei sind jedoch Abstriche bei der Genauigkeit und der Flexibilität dieses Algorithmus hinzunehmen.

5.3.2.3 Laserregelungsalgorithmus im FPGA

Für eine Entfernungsbestimmung nach dem Triangulationsprinzip werden außer eines Zeilensensors auch eine für die zu vermessende Oberfläche angepaßte Laserleistung benötigt. Bei zu geringer Helligkeit wird durch den Flankenfinder kein gültiger Signalverlauf erkannt. Ein zu starkes Belichten führt zur Übersteuerung der Signalamplitude. Eine Auswertung liefert kein gültiges Ergebnis.

Die empfangene optische Leistung des Sensors ist dabei abhängig von:

- der Oberflächenrauheit
- der Oberflächenneigung
- dem Objektabstand
- Nachlassen der Laserleistung durch Alterung

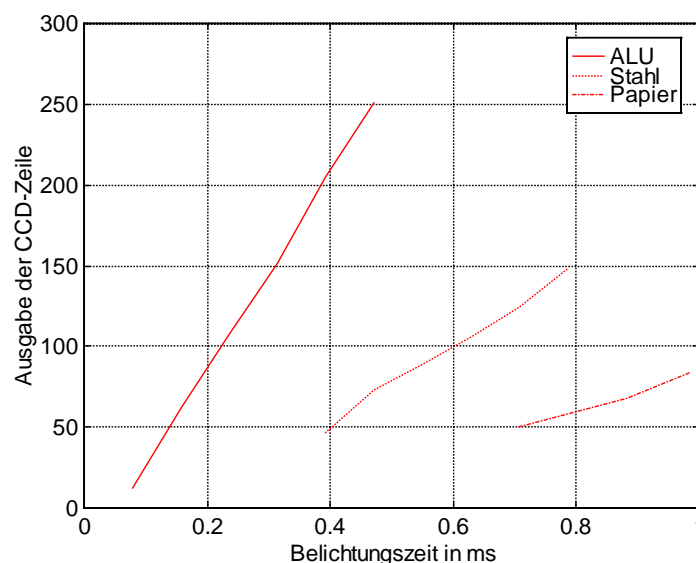


Bild 5.19: Kennlinien für verschiedene Oberflächen

Bild 5.19 zeigt die Kennlinien der gemessenen Ausgangsspannung bei verschiedenen stark reflektierenden Oberflächen in Abhängigkeit von der Belichtungszeit. Die Steilheit der Geraden erhöht sich mit zunehmender Reflexion.

In [Teno-96] wurde eine Laserleistungsregelung mit adaptiven Verhalten entwickelt, um bei großen Parameteränderungen (z.B. extreme Spiegelung an der Oberfläche) ein stabiles Verhalten zu erreichen.

Unter adaptiven Regelungen werden Regelungen verstanden, die ihre Eigenschaften dem zeitvarianten und nichtlinearen Verhalten der Regelstrecke selbständig anpassen. Voraussetzung für eine erfolgreiche Adaption ist die Erfassung der sich verändernden Prozeßeigenschaften. Diese können entweder direkt über meßbare Prozeßsignale oder indirekt über eine Prozeßidentifikation bestimmt werden.

Der entwickelte Regelalgorithmus des Adaptiven-Dead Beat-Reglers lautet:

$$y_k = y_{k-2} + xd_k \cdot \frac{y_{k-2}}{x_k^*} \quad (5.11)$$

y_{k-2} : Um zwei Zeilenbilder verzögerte Stellgröße

xd_k : Regeldifferenz

x_k^* : Regelgröße

Bild 5.20 zeigt das Blockschaltbild des adaptiven Regelkreises zur Simulation der Laserleistungsregelung.

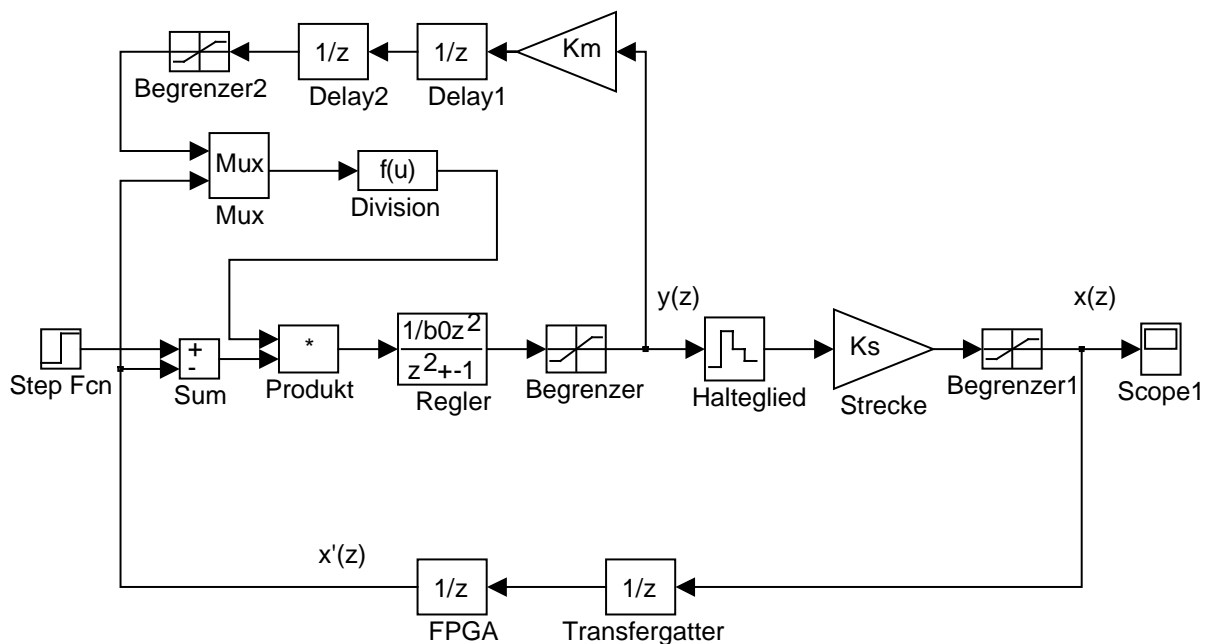


Bild 5.20: Blockschaltbild des adaptiven Regelkreises

In Bild 5.21 ist das simulierte Übergangsverhalten für verschieden gewählte Streckenparameter zu sehen.

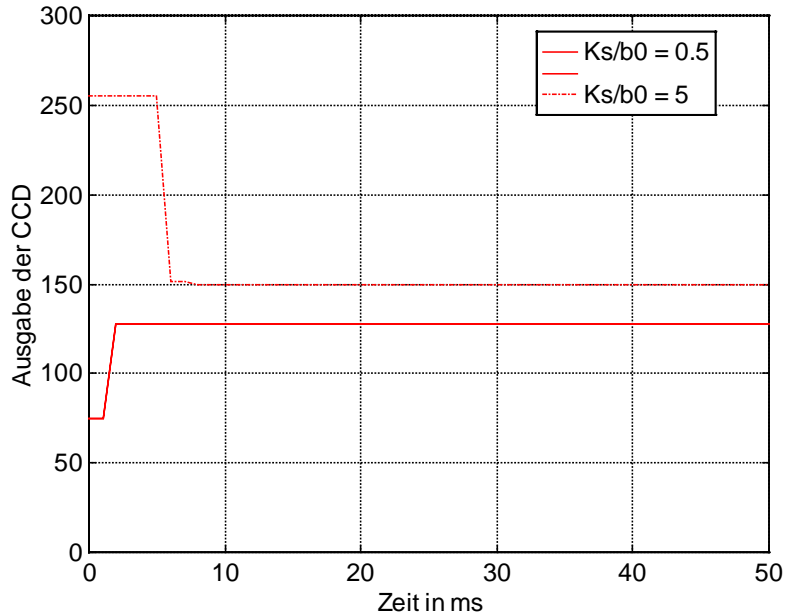


Bild 5.21: Übergangsverhalten für verschiedene Streckenparameter

In Gl. (5.11) entspricht y_k der Stellgröße. Sie wird zum FPGA übertragen und dort in ein Pulsweitesignal umgeformt. Mittels dieses pulswitensmodulierten Signals kann die Leistung des Lasers eingestellt werden. In Bild 5.22 ist die im FPGA implementierte PWM-Einheit abgebildet. Bei Überschreitung des Zählerwertes von der übertragenen Stellgröße, wird der PW-Ausgang gesetzt.

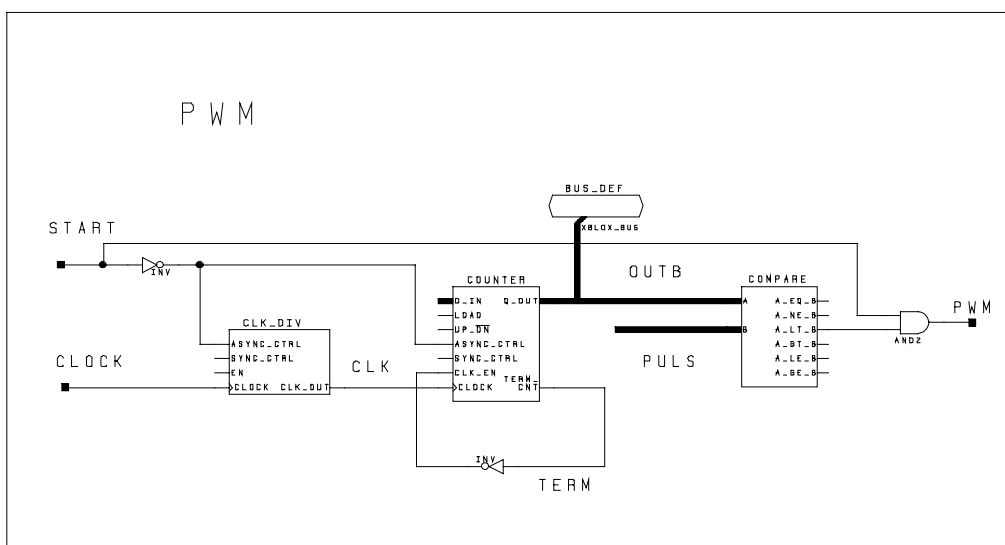


Bild 5.22: Schaltung der PWM-Einheit

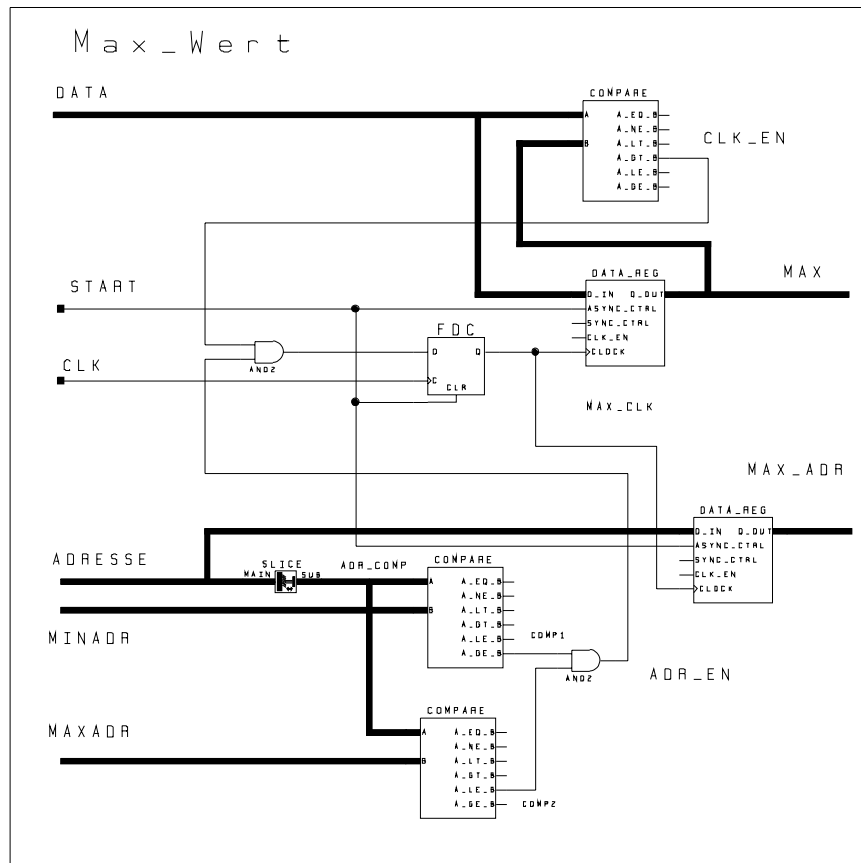


Bild 5.23: Schaltung der Maxwert-Einheit

Die Regelgröße x_k^* entspricht der maximalen Amplitude im Zeilenbild. Der Sollwert sollte etwas größer sein als die halbe Maximalamplitude des Zeilensensors. Dadurch wird die Laserleistung nicht unnötig verbraucht. Das Blockschaltbild des Maximalwertfinders ist in Bild 5.23 dargestellt.

5.4 Grenzfrequenzbestimmung des CMOS-Zeilensensor

Zur Bestimmung der Grenzfrequenz wurde der CMOS-Zeilensensors mit einem sehr schmalen Laserspot beleuchtet. Der Laserspot erstreckt sich nur über wenige Pixel und erzeugt so sehr steile Impulsflanken im analogen Ausgangssignal. Der Verlauf dieser Flanken in Abhängigkeit des Pixeltaktes läßt einen Rückschluß auf den maximalen Pixeltakt zu.

In Bild 5.24 sind die Auswirkungen eines zu hohen Pixeltaktes auf das analoge Ausgangssignal des CMOS-Zeilensensors zu sehen. In Bild 5.24a) ist der vom FPGA erzeugte Pixeltakt dargestellt. Bei der richtigen Frequenz dieses Triggersignals entspricht das analoge Ausgangssignal dem Verlauf in Bild 5.24b). Es sind sehr steile Pixelanstiegsflanken vorhanden und die Ausgangsspannungen der einzelnen Pixel erreichen ihren richtigen Spannungswert.

Im Gegensatz dazu sind die Pixelanstiegsflanken in Bild 5.24c) bei zu hohem Pixeltakt zu flach und der richtige Ausgangsspannungswert der Pixel wird gar nicht mehr erreicht.

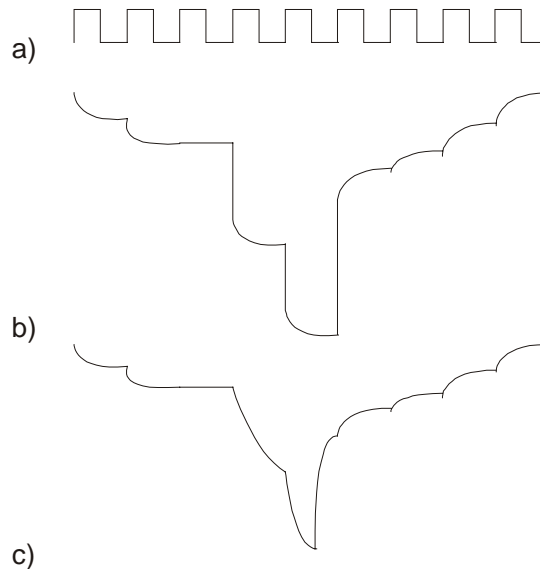


Bild 5.24: Einfluß auf das analoge Ausgangssignal bei „Übertaktung“ des CMOS-Zeilensensor

- a) Vom FPGA erzeugter Pixeltakt
- b) Analoges Ausgangssignal bei richtigem Pixeltakt
- c) Analoges Ausgangssignal bei zu hohem Pixeltakt

Diese Verzerrungen treten bei Frequenzen über 5 MHz auf. Größte Ursache dafür ist die Grenzfrequenz der Pixeltreiber. Aber auch die Grenzfrequenz des Ausgangstreiber und die Leitungskapazität der Pixelausgangsleitungen spielen dabei eine Rolle.

5.5 Ergebnis der FPGA-Signalkompression

Die Ergebnisse der FPGA-Signalvorverarbeitung können wie folgt zusammengefaßt werden:

- Durch Verlagerung der Signalauswertung in den FPGA, kann eine Einsparung von teurer, externer Peripherie wie z.B. DSP, RAM, ROM erreicht werden.
- Durch die einfache Möglichkeit von Softwareänderungen, kann eine weitere Kostenersparnis in der Entwurfs- und Weiterentwicklungsphase einer Schaltung erzielt werden.
- Das FPN des CMOS-Bildsensors wird durch den Einsatz von digitalen Filter weitgehendst beseitigt.

- Man erreicht eine Datenkompression bei der 128 Pixel kleinen CMOS-Zeile auf maximal zwei Pixelwerte. Das entspricht einer Reduktion von 98,43 %. Benötigt man nur eine Flankenposition kommt man sogar auf 99,22 %.
- Bei einer momentan maximal möglichen Pixelrate von 20 MHz, könnte man bei 128 Pixeln eine Zeilenfrequenz von $20 \text{ MHz} / 128 \text{ Pixel} = 156,25 \text{ kHz}$ erreichen. Bei dieser Clockfrequenz arbeitet die CMOS-Zeile jedoch nicht mehr (siehe Bild 5.24). Die ermittelte Grenzfrequenz liegt bei 5 MHz. Bei dieser Frequenz kann eine maximale Zeilenrate von ca. 39 kHz erreicht werden.

Um die Innovation der beschriebenen Signalkompressionshardware besser darzustellen, wird im folgenden der Stand der Technik beschrieben. Der hier verwendete CMOS-Zeilensensor besitzt im Vergleich zu den im Kapitel 4 bereits verwendeten Low-Cost Zeilensensoren von Texas und Sony einen höheren Pixeltakt. Diese Zeilensensoren besitzen eine max. Pixeltakt von 2 MHz. Sie können demzufolge nur eine maximale Zeilenrate von ca. 7,8 kHz (Sonyzeile mit 256 Pixeln) und von ca. 15,6 kHz (Texaszeile mit 128 Pixeln) erreichen.

In der industriellen Bildverarbeitung werden in der Regel bei Verwendung von High-Speed Zeilenkameras die aufgenommenen Zeilendaten zu einem Framegrabber weitergeleitet. Dort werden die Bilder in einem Bildspeicher abgelegt und während Aufnahmezeiten ausgewertet. Somit bezieht sich das Wort „High-Speed“ lediglich auf die Bildaufnahme. Die eigentliche Bildauswertung erfolgt dann zu einem späteren Zeitpunkt. Bei dem hier vorgestellten System bezieht sich das Wort „High-Speed“ nicht nur auf die Bildaufnahme, sondern auch auf die Bildverarbeitung. Es handelt sich hier um ein Online-Verarbeitungssystem.

Bei Verwendung eines High-Speed Zeilensensors von z.B. DALSA IL-C6 (2048 Pixel; 20 MHz Pixeltakt; ein analoger Ausgang) anstatt des hier eingesetzten CMOS-Zeilensensors, kann man mit dieser Hardware bis an die Obergrenze von augenblicklich 20 MHz Pixeltakt gehen. Dieser Sensor würde eine Bildrate von ca. 9,7 kHz erreichen. Im Gegensatz zur CMOS-Zeile besitzt er jedoch bedingt durch die höherer Pixelanzahl eine sechzehnfach höhere laterale Auflösung.

Bei Einsatz eines schnelleren A/D-Wandlers sind sogar noch schnellere Verarbeitungsgeschwindigkeiten möglich. Da jedoch in der Industrie Meßraten von einem Kilohertz üblich sind und schnellere Wandler Mehrkosten bei der Produktion zur Folge haben, wird darauf vorerst verzichtet.

Die Online-Verarbeitung in der industriellen Bildverarbeitung setzt sich immer mehr durch. Das hier vorgestellte Verfahren läßt sich auch ohne weiteres für die zweidimensionale Bildverarbeitung einsetzen und eröffnet dort ganz neue Ansätze in der Entwicklung neuer Low-Cost Komponenten.

6 Modellierung des Sensorsystems

Das in diesem Kapitel beschriebene Sensorsystem ist in der Lage, eine eindimensionale laterale Vermessung eines Objektes durchzuführen und zusätzlich die Echolaufzeit bzw. den Entfernungswert zwischen Meßobjekt und Sensor zu bestimmen. Wie in der Einleitung bereits beschrieben ergeben sich dadurch ganz neue Meßmöglichkeiten, die bisher in der Form nicht existiert haben. Am Ende diesen Kapitels werden einige davon aufgeführt.

Im folgenden wird der Aufbau und die Funktionsweise des Sensorsystems beschrieben. Die einzelnen Baugruppen werden erläutert und die Grenzen des Auflösungsvermögens aufgezählt. Zum Schluß wird der Einfluß von Oberflächenbeschaffenheiten auf die Messung gezeigt.

6.1 Aufbau und Funktionsweise

Bis zum Zeitpunkt dieser Entwicklung existieren nur Laserscanner, die sich hinsichtlich Gerätevolumen, Kosten, Meßzeit und Meßgenauigkeit deutlich von dem neu entwickelten System unterscheiden. Ziel der Entwicklung ist eine handliche 3D-Kamera. Sie hat alle zur Auswertung benötigten Elektronikkomponenten in einem Gehäuse integriert.

Die grundsätzliche Funktionsweise des PMD's und des CMOS-Zeilesensors wurde bereits in Kapitel 2 ausführlich behandelt. Es soll nun der mechanische Aufbau im Vergleich zu einem konventionellen Laserscanner näher beschrieben und dann die generelle Funktionsweise des Sensors erläutert werden.

Die Gegenüberstellung in Bild 6.1 zeigt auf der rechten Seite ein konventionelles Laserradar mit rotierenden Spiegelscannern und auf der linken Seite die komplette PMD/CMOS-Zeilenkamera. Der Größenunterschied der beiden Systeme ist deutlich zu erkennen.

Der hier dargestellte Laserscanner benötigt aufgrund der elektromotorisch betriebenen zweiachsigen Spiegeleinheit ein Bauvolumen von ca. 10 Liter. Demgegenüber steht das kleine Gesamtbauvolumen der PMD/CMOS-Kamera mit nur 0,23 Liter. Abgesehen von den kleineren Dimensionen des neuartigen Sensors, ergeben sich technische Vereinfachungen durch die Einsparung der aufwendigen Spiegelmechanik.

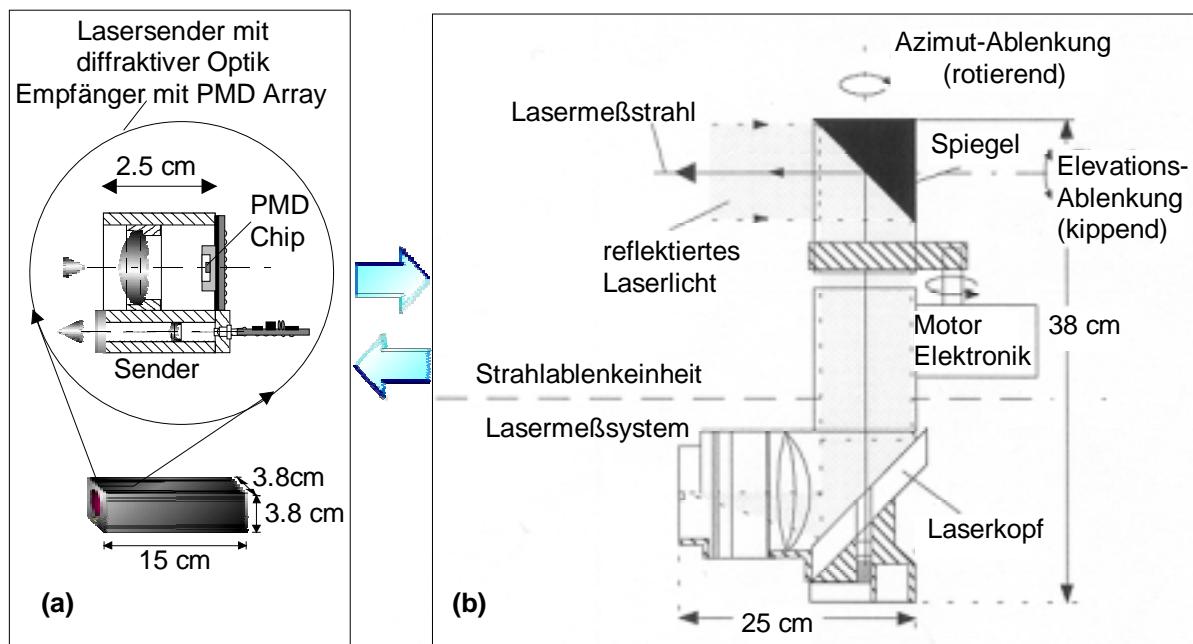


Bild 6.1: Vergleich (a) der PMD/CMOS-Kamera und (b) eines konventionellen 3D-Laserscanners (maßstäblich) [STEC-99], [METT-99]

Die wirtschaftliche Seite sollte man bei diesem Vergleich auch nicht aus dem Auge verlieren. Ein zweiachsiger Laserscanner kostet derzeit bis zu 350.000,- DM und findet auf Grund von Baugröße und Preis nur begrenzten Marktzugang, d.h. ausschließlich für spezielle Anwendungen. Das vorgesehene Preissegment für vergleichbare PMD-basierte Systeme, wird für erste Produkte im Bereich von weniger als einem Zehntel und für große Stückzahlen bei einem Hundertstel liegen [STEC-99].

Die gesamte Elektronik ist in einem Gehäuse untergebracht. Sie besteht auf der Ansteuerseite aus einem optischen Sender mit rechteckförmigem Signalverlauf, einer hochpräzisen Phasenschiebereinheit, einem FPGA zur High-Speed Auswertung der CMOS-Zeile, sowie einem Mikrocontroller zur Steuerung und Signalauswertung. Die Signalgrundfrequenz beträgt 20 MHz und führt zu einem Eindeutigkeitsbereich der Entfernungsmessung von 7,5 m.

Das zu vermessende Objekt wird mit dem modulierten Laserlichtsignal beleuchtet. Das Echosignal bildet die Meßobjektoberfläche in den Verzögerungen τ ab. Es gilt:

$$\tau = \frac{2 \cdot R}{c} \quad (6.1)$$

R : Entfernung zwischen Sensor und Meßobjekt

c : Lichtgeschwindigkeit [$3 \cdot 10^8$ m/s]

Im Empfänger – sprich PMD – wird der Phasenzustand durch eine Signalmultiplikation mit einer eingegebenen Steuerspannung und anschließender Integration ermittelt. Die Steuerspannung ist mit derselben Frequenz moduliert wie der Laser. Zusätzlich wird sie jedoch in der Phasenlage verändert. Damit ist man in der Lage, die Korrelationskennlinie zu bestimmen und so Nichtlinearitäten in der Kennlinie, verursacht durch die hohe Modulationsfrequenz, zu beseitigen.

Der CMOS-Zeilensensor sieht die hohe Modulationsfrequenz nicht und kann so das reflektierte Laserlicht als normalen Intensitätswert in ein Spannungssignal umwandeln. Das Timing und die Vorverarbeitung der Zeile übernimmt der FPGA.

Der Mikrocontroller läßt beide Sensoren aus und berechnet die Entfernungswerte der PMD-Zeile und den Intensitätswert der CMOS-Zeile. Die Ausgabe erfolgt dann über die seriellen Schnittstellen des Controllers (CAN, RS-232).

6.2 Beschreibung der Optik

Die Synchronisierung von Ausleuchtungs- und Meßbereich spielt bei der Abstimmung von Sender und Empfänger eine wesentliche Rolle. Bei diesem Sensorsystem ist der Sender eine Laserdiode mit einer Wellenlänge von $\lambda = 658 \text{ nm}$ und einer Ausgangsleistung von 35 mW . Die Auslegung der Senderoptik ist in Bild 6.2 dargestellt.

Der Laserstrahl wird durch die Senderlinse mit der Brennweite f_s kollimiert und gelangt dann auf eine holografische Optik. Die holografische Optik erzeugt 8 Laserspots, die mit einem Öffnungswinkel $\alpha_s = 3,5^\circ$ aus dem Sensor austreten. Bild 6.2 zeigt die Projektion der Spots in der Bildebene.

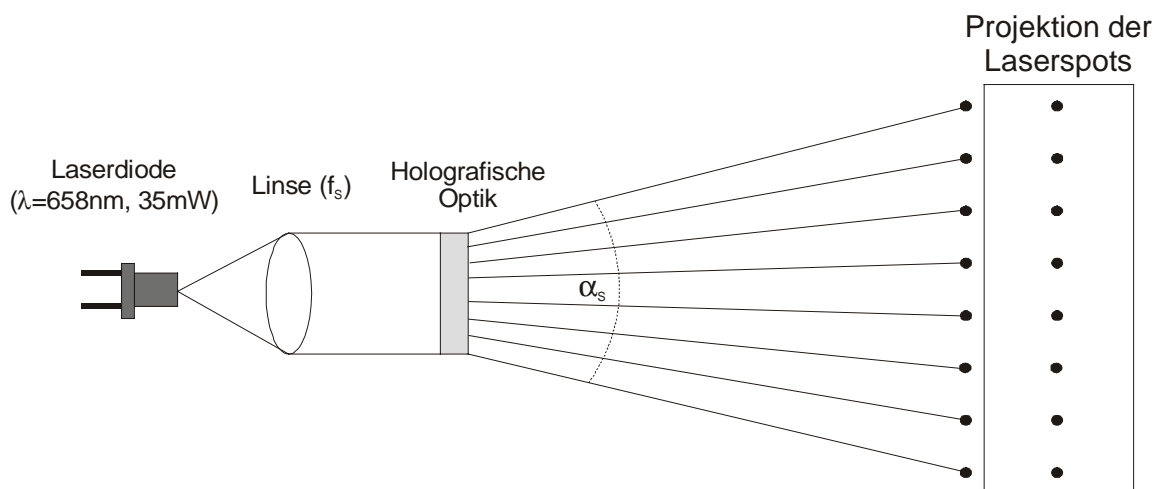


Bild 6.2: Auslegung der Senderoptik

Um die gewünschte Synchronisation zwischen Sender und Empfänger zu erhalten, muß die Empfängeroptik denselben Öffnungswinkel α_E besitzen wie der Sender. In Bild 6.3 ist die Auslegung der Empfangsoptik abgebildet.

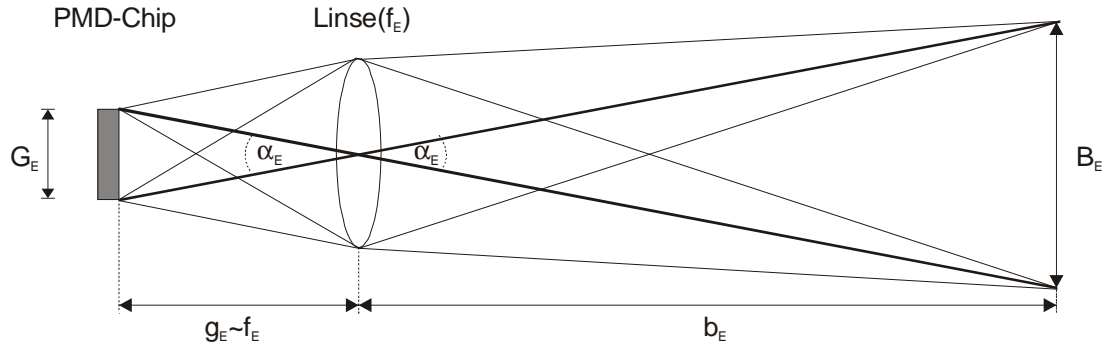


Bild 6.3: Auslegung der Empfangsoptik

Bei vorgegebenen Öffnungswinkel kann man die Brennweite der Empfängerlinse sehr leicht bestimmen. Es gilt:

$$\frac{1}{f_E} = \frac{1}{b_E} + \frac{1}{g_E} \quad (6.2)$$

- f_E : Brennweite der Empfängerlinse
- b_E : Bildweite
- g_E : Gegenstandsweite

Für eine sehr große Bildweite ($b_E \rightarrow \infty$) wird aus Gl. (6.2):

$$\frac{1}{f_E} \approx \frac{1}{g_E} \quad (6.3)$$

Die Gegenstandsgröße G_E entspricht der optischen Fläche der PMD-Zeile. Sie beträgt $8 \cdot 176,7 \mu\text{m} = 1,4136 \text{ mm}$. Die Beziehung zwischen Öffnungswinkel α_E , Brennweite f_E und Gegenstandsgröße G_E lautet:

$$\tan(\alpha_E) = \frac{G_E}{f_E} \quad (6.4)$$

Nach Umstellung nach f_E und Einsetzen der gegebenen Werte, erhält man eine Brennweite für die Empfangsoptik von $f_E \sim 24 \text{ mm}$. Damit ist die Empfangsoptik vollständig berechnet.

Zur Unterdrückung von Umgebungslicht, werden ein Bandpaß- und Hochpaßfilter eingesetzt. Der Bandpaßfilter hat einen Durchlaßbereich von 380 - 730 nm und der Hochpaß eine Kantenfrequenz von 610 nm. Somit ergibt sich ein effektiver Durchlaßbereich von 610 - 730 nm.

6.3 Beschreibung der Elektronik

In Bild 6.4 ist das Blockschaltbild des Sensors dargestellt. Grundsätzlich kann man die einzelnen Komponenten in mehrere Funktionsgruppen einteilen: Netzteil, DDS, Laser, FPGA und Mikrocontroller.

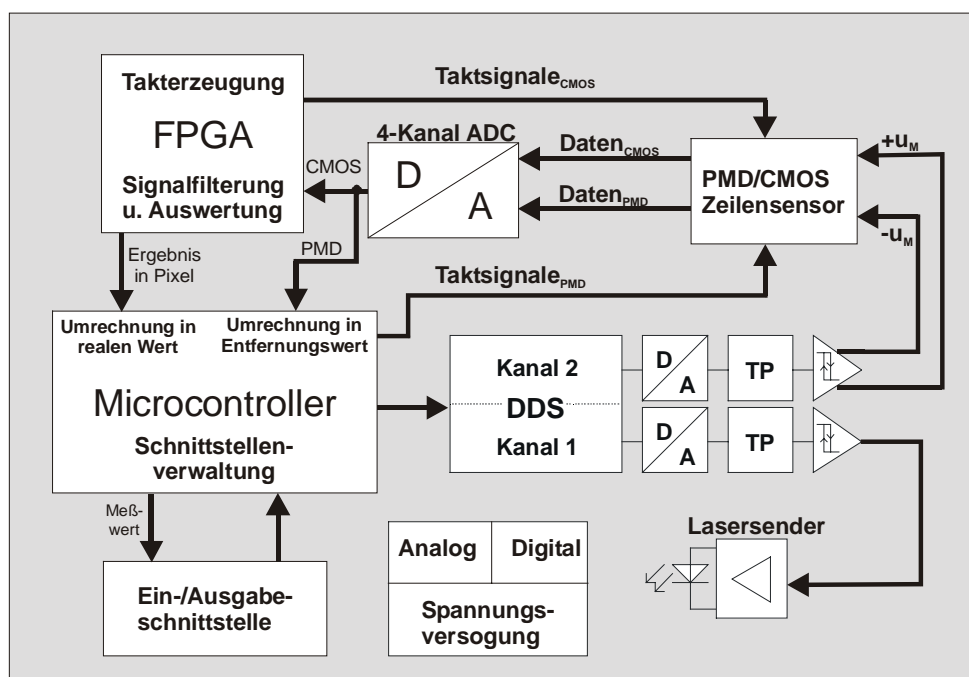


Bild 6.4: Blockschaltbild des Sensorsystems

6.3.1 Netzteil

Das Netzteil erzeugt aus einer industriellen 24 Volt Gleichspannungsversorgung alle benötigten Gleichspannungen für die einzelnen Baustufen. Es erfolgt eine strikte Trennung der Spannungsversorgung für die analogen Baustufen und für die digitalen Baustufen. Somit verhindert man einen Einfluß der durch hochfrequente Taktsignale gestörten Versorgungsspannung auf analoge Bauelemente wie den A/D-Wandler. Diese Störungen würden sich unmittelbar auf den Meßwert auswirken.

6.3.2 Direct Digital Synthesizer (DDS)

Die direkte digitale Synthese kann definiert werden als Mittel zur hochgenauen und harmonischen rein digitalen Repräsentation von Signalen. Diese digitale Repräsentation wird mittels eines high-speed D/A-Wandlers in ein analoges Ausgangssignal (meist sinusförmig) gewan-

delt. Das DDS erlaubt eine Frequenzauflösung in Millihertzschritten und somit auch eine hohe Phasenauflösung.

In der hier beschriebenen Anwendung dient das DDS zur Modulation des Lasers und der PMD-Zeile. Der Einsatz dieses Bausteins ist erforderlich, um ein hochgenaues Phasenshiftverfahren realisieren zu können. Anhand der Meßergebnisse kann die Korrelationskennlinie des PMD bestimmt werden und somit der Einfluß der Oberwellen, verursacht durch die Nichtlinearitäten der Kennlinie, ausgerechnet werden. Beim Phasenshiftverfahren wird entweder der Sender oder der Empfänger in der Phase verändert. In dem hier beschriebenen System wird der Empfänger, sprich PMD, ausgewählt.

6.3.3 Laser

In Bild 6.5 sieht man den Aufbau der verwendeten Laserdiode. Der Vorteil einer Halbleiterlaserdiode ist ihre geringe Baugröße, ihre hohe Strahldichte und ihre einfache elektronische Ansteuerung. Durch Verwendung einer Rechteckmodulation wird die Laserdiode im Modulationstakt an- und ausgeschaltet. Dabei kann man einen Modulationsgrad von nahezu einhundert Prozent erreichen. Die Laserleistung wird anhand der internen Monitordiode so eingestellt, daß außerhalb der Optik eine konstante Leistung von $< 1\text{mW}$ ausgestrahlt wird.

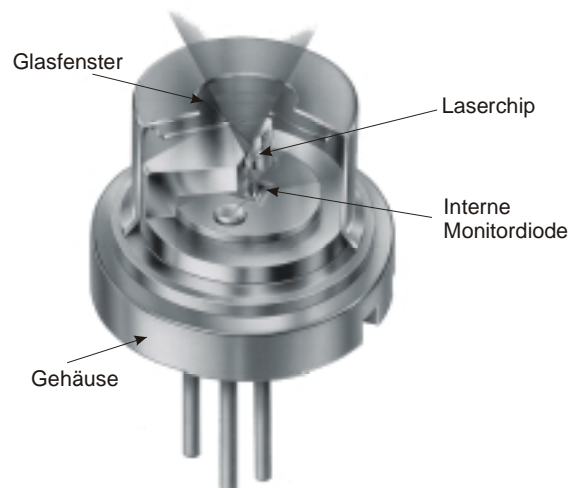


Bild 6.5: Aufbau einer Laserdiode mit Monitordiode [LAS-93]

Mit der verwendeten Ansteuerungshardware für den Laser kann man sehr schnelle Anstiegs- und Abfallzeiten erreichen. In Bild 6.6 sind die entsprechenden Verläufe abgebildet. Anhand der Meßergebnisse ergibt sich eine Anstiegszeit von $t_r = 1,7\text{ ns}$ und eine Abfallzeit von $t_f = 1,3\text{ ns}$.

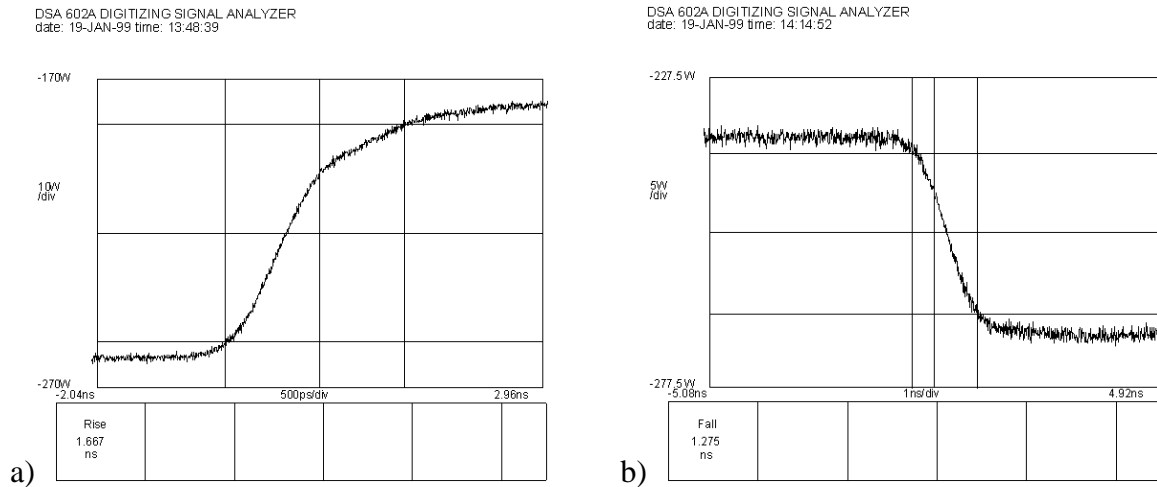


Bild 6.6: Anstiegs- (a) und Abfallzeit (b) des Lasertreibers [STEC-99]

6.3.4 FPGA

Das FPGA erzeugt die zur CMOS-Zeilensensorauslesung benötigten Taktsignale. Außerdem dient es zur Filterung und Auswertung der Zeileninformation. Es werden wahlweise Objektbreiten, -positionen, -kanten unmittelbar berechnet und an den Mikrocontroller weitergeleitet. Durch die digitale parallele Signalverarbeitung im FPGA können sehr hohe Rechengeschwindigkeiten erreicht werden. Sie führen zu sehr hohen Zeilenbildwiederholraten bis zu mehreren Kilohertz und zu sehr hohen Pixeltakten bis zu 20 MHz (siehe Kapitel 5).

6.3.5 Mikrocontroller

Mit Hilfe des Mikrocontroller stehen alle Möglichkeiten zur Kommunikation mit der Außenwelt zur Verfügung. Die Meßwertausgabe kann auf verschiedene Art und Weise erfolgen. Eine analoge Schnittstelle und mehrere serielle Schnittstellen (RS-232, CAN) stehen zur Verfügung.

Die serielle RS-232 Schnittstellen dient nicht nur der Meßwertausgabe, sondern wird auch zum Softwareupdate benutzt. Daher ist eine flexible Umprogrammierung des Sensors jederzeit möglich. Durch eine spezielle Parameterverwaltung lassen sich Look-Up-Tabellen (LUT), FPGA-Programmcode, Programmparameter etc. ohne Compilervorgang direkt über diese Schnittstelle in die bestehende Software einbinden.

Mit dem industriellen CAN-Feldbus steht nicht nur eine schnelle Point-to-Point Verbindung (500 kBit/s) zur Verfügung, sondern es läßt sich problemlos ein Multisensorsystem bestehend aus mehreren Einzelsensoren aufbauen.

Der Mikrocontroller stellt außerdem optoentkoppelte Schaltein/-ausgänge zur Verfügung. Damit kann der Sensor eine direkte Ansteuerung von externer Peripherie vornehmen. Der Controller handelt jedoch nicht nur die Schnittstellenverwaltung, sondern muß auch noch die vom PMD/CMOS-Zeilensensor übergebenen Werte in Entfernungs- und Breitenwerte umrechnen.

6.4 Beschreibung der Auswertung

Die digitalisierten Sinussignale beider DDS-Kanäle werden mittels zweier 10-Bit A/D-Wandler in analoge Signale gewandelt. Danach werden die analogen Signale über einen Tiefpaß geführt, um die Quantisierungsstufen verursacht durch die D/A-Wandlung zu glätten. Als letzte Stufe folgt ein Komparator, der aus dem Sinus ein Rechtecksignal erzeugt.

Das Rechtecksignal von Kanal 1 wird zur Modulation des Lasersenders benutzt. Das von Kanal 2 wird in acht unterschiedlichen Phasenlagen ($\varphi = 0^\circ$, $\varphi = 45^\circ$, $\varphi = 90^\circ$, $\varphi = 135^\circ$, $\varphi = 180^\circ$, $\varphi = 225^\circ$, $\varphi = 270^\circ$ und $\varphi = 315^\circ$) zur Modulation des PMD's benutzt. Das Phasenshiftverfahren wurde für sinusförmige Signale bereits in Kapitel 2.6.4.3 beschrieben. Eine ausführliche Beschreibung für rechteckförmige Signale findet man in [XU-99].

Es könnte genauso gut ein Sinussignal verwendet werden. Mittels einer Rechteckmodulation kann man jedoch Pseudo-Rauschsignale erzeugen, die eine Unterscheidung von Mehrfachzielen und eine Erhöhung der Auflösung und zugleich eine Auswahl des Meßbereichs erlauben [SCHW-97].

Das analoge Korrelationsergebnis von Kanal A und Kanal B des PMD, sowie das analoge Signal der CMOS-Zeile, werden seriell ausgelesen (siehe Kapitel 4.2) und mittels eines 14 Bit-A/D-Wandler in digitale Signale umgewandelt.

Während die digitalisierten Signale der CMOS-Zeile zuerst dem FPGA zur schnellen Signalfilterung und -auswertung übergeben werden, erhält der Mikrocontroller direkt die gewandelten Signale des PMD.

Der Mikrocontroller rechnet nach erfolgter Auswertung der CMOS-Zeile zum einen die Entfernungswerte der PMD-Zeile aus und zum anderen den vom FPGA gelieferten Pixelwert in einen realen Wert um. Bei der CMOS-Zeile erfolgt dies mittels einer LUT. Bei der PMD-

Zeile wird die durch das Phasenshiftverfahren ermittelte Phasenlaufzeit anhand von Gl. (2.17) in einen Entfernungswert umgerechnet.

Die Ausgabe des Meßwertes über die entsprechenden Schnittstellen des Sensorsystems werden ebenfalls vom Mikrocontroller übernommen. Er ist auch für die Programmierung des DDS verantwortlich.

6.5 Grenzen des Auflösungsvermögens

Bei der Betrachtung des Auflösungsvermögen eines Sensors unterscheidet man zwischen geometrischer und zeitlicher Auflösung. Dies gilt sowohl für den Sender (Laser) als auch für den Empfänger (PMD/CMOS-Zeile).

6.5.1 Senderseitig

In [KLEU-98] wird das Auflösungsvermögen eines Triangulationssensor ausführlich beschrieben. Das senderseitige Auflösungsvermögen entspricht dabei weitgehendst dem hier beschriebenen Sensorsystem, da auch hier ein Halbleiterlaser eingesetzt wird. Daher werden im folgenden nur die Ergebnisse kurz vorgestellt.

Geometrische Auflösung:

Bild 6.7 zeigt den Einfluß der *absoluten Spotgröße* auf das Auflösungsvermögen. Bei einem Kantenübergang können die beiden unterschiedlichen Punkte nicht eindeutig voneinander getrennt werden, da im Empfänger eine direkte Mittelwertbildung, gewichtet mit der jeweiligen Teilintensität, erfolgt. Der Kantenübergang wird verschliffen.

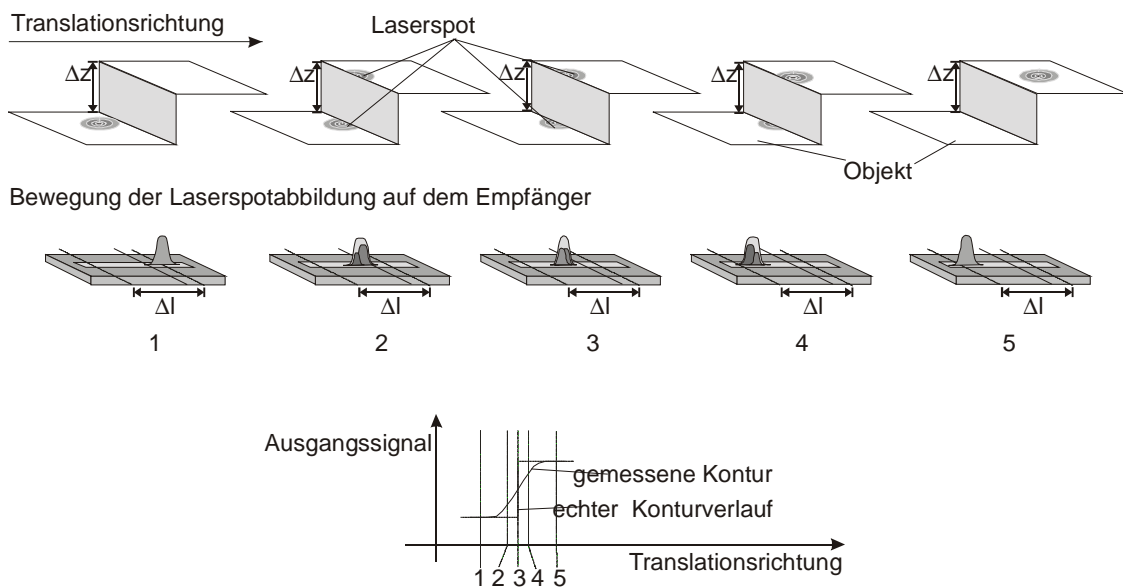


Bild 6.7: Verlauf einer Konturaufnahme mit einem Triangulationssensor [KLEU-98]
 Oben: Laserspot auf dem Objekt
 Mitte: Abbildung des Laserspots auf dem Empfänger
 Unten: Ausgangssignal des Triangulationssensors

Je kleiner der Laserspot auf dem Meßobjekt ist, desto exakter kann der eigentliche Konturverlauf gemessen werden. Dies läßt sich an dem oben gezeigten Beispiel (Bild 6.7) einfach nachvollziehen. Wird der Spot immer kleiner, so wird die aufsteigende Flanke des gemessenen Konturverlaufs bis in unmittelbare Nähe der echten Kontur verzögert [KLEU-98].

Des weiteren hat die *relative Spotgröße* einen Einfluß auf das Auflösungsvermögen. Bild 6.8 zeigt die divergente Strahlgeometrie eines Laserstrahls. Innerhalb der sogenannten Rayleigh-Länge wächst der Durchmesser des Strahls auf das 1,4-fache des Taillendurchmesser an. Damit geht eine Reduzierung der lateralen Auflösung einher.

Während in der Strahtaille eine Objektkante relativ steil vermessen wird, wird dieselbe Kante am oberen und unteren Ende der Rayleigh-Länge um 40 % weiter verschliffen.

Der Einfluß der Querschnittsveränderung kann durch Verwendung einer Blende in der abbildenden Optik des Senders möglichst gering gehalten werden. Die Querschnittsfläche wird damit gleichzeitig insgesamt vergrößert.

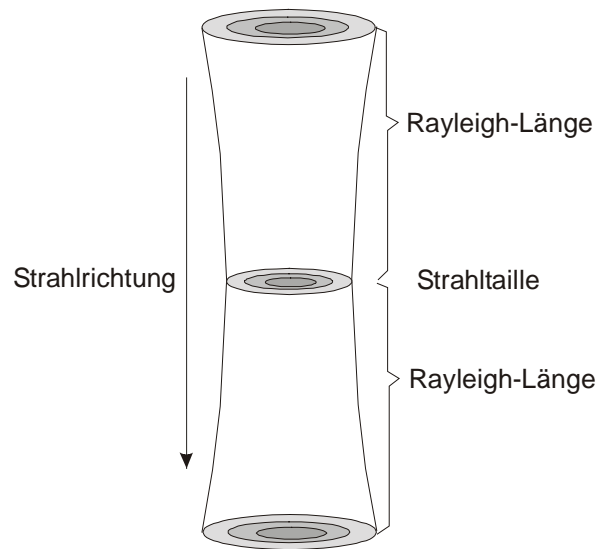


Bild 6.8: Laterale Auflösungseinschränkung durch divergente Strahlgeometrie [KLEU-98]

Zeitliche Auflösung:

Ohne eine Intensitätsregelung mittels Monitorodiode (siehe Kapitel 6.3.3), würden Temperaturänderungen die Laserausgangsleistung stark beeinflussen und zu Meßproblem und -fehlern führen. Durch die Regelung wird die Ausgangsleistung jedoch auf einen konstanten Wert geklemmt und verhindert diese Fehler.

6.5.2 Empfängerseitig

6.5.2.1 CMOS-Zeile

Geometrische Auflösung:

Die geometrische Auflösung der CMOS-Zeile hängt direkt von der Pixelgröße ab. Je schmaler die Pixel sind, desto höher ist die Auflösung des Sensors. Man kann die Pixelgröße jedoch nicht beliebig klein machen, da dies zu einer Verringerung der Photoelektronenanzahl und damit zu einem hohen S/N-Verhältnis führt (siehe Kapitel 2.5). Außerdem ist die minimale Pixelgröße abhängig von der Größe der Airy-Scheibe (Airy-Pattern)[HECH-89].

Da sich die Abbildung von Objektkanten nicht auf ein Pixel beschränken läßt, muß man das FPN mit berücksichtigen. Wird ein Pixel mit der gleichen Bestrahlungsleistung beaufschlagt wie die Nachbarpixel, können die Ausgangssignale der untersuchten Zeile bis zu max. $\pm 8,3\%$ voneinander abweichen. Dies hat eine Veränderung des Kantenverlaufs der Szene zur Folge.

Zeitliche Auflösung:

Der maximale Pixelclock der CMOS-Zeile beträgt 5 MHz (siehe Kapitel 5.4). Die Zeile besitzt 128 Pixel. Damit ergibt sich eine max. zeitliche Auflösung von 39 kHz.

6.5.2.2 PMD-Zeile

Geometrische Auflösung:

Bei der PMD-Zeile muß man zwischen lateraler und longitudinaler geometrischer Auflösung unterscheiden. Während für die laterale Auflösung die gleichen Aussagen wie bei der CMOS-Zeile gelten, hängt die longitudinale geometrische Auflösung von der effektiven Wandlungstiefe des A/D-Wandler ab. Wie in Bild 4.25 dargestellt, ergibt sich die Phasenverschiebung und damit der Entfernungswert durch das Auflösungsvermögen der Ausgangsspannungen der beiden PMD-Kanäle. Je höher die Wandlungstiefe, desto besser ist diese Auflösung.

Zeitliche Auflösung:

Durch den hohen Rechenaufwand bei der Berechnung des Entfernungswertes, liegt die maximale Zeilenrate bei ca. 200 Hz. Eine Portierung der Auswertelgorithmen in ein FPGA, ähnlich wie bei der CMOS-Zeile, würde eine Erhöhung der maximalen Zeilenrate bis in den Kilohertzbereich mit sich bringen.

6.6 Einfluß durch Oberflächenbeschaffenheit

Ein wesentliches Kriterium zur Beschreibung der Oberflächeneigenschaften von Meßobjekten ist ihre Reflexionscharakteristik. Darunter zählt nicht nur der visuelle Farbeindruck, sondern vielmehr der wellenlängenspezifische Reflexionsfaktor $\rho(\lambda)$. Darüber hinaus entscheidet auch die Oberflächenstruktur über die Reflexionseigenschaften. Im Falle der Mikrostruktur kann es zu deutlichen Intensitätseinbußen des reflektierten Lichtstrahls kommen. Für die Reflexion ungünstige Interferenzen oder plötzliche Variationen der Vorzugsrichtung können die Auswertung des Zeilensignals erschweren. Ebenso können Mehrfachreflexionen beim Übergang von der Mikro- zur Makrostruktur für den Verlust von Meßwerten verantwortlich sein.

Die Oberflächenreflexion ist maßgeblich von der Farbe des Meßobjektes abhängig. Der Farbeindruck entsteht aus relativ breiten Reflexionsbanden, die nicht als monochromatisch be-

zeichnet werden können. In diesem Zusammenhang ist es vielmehr von Interesse, welche Reflektivität die Oberfläche speziell für die Wellenlänge des verwendeten Sendelasers hat.

In Tabelle 6.1 sind die im Labor ermittelten Reflektivitäten der in den folgenden Meßreihen verwendeten Meßobjekten aufgeführt. Zur Bestimmung der Reflektivität wurde ein Lasersender mit einer Wellenlänge von 658 nm benutzt. Der Meßabstand beträgt 40 cm und der Empfänger hat eine Empfangsapertur von 17 mm.

Material	Reflektivität bei 658 nm	Bemerkungen
Weißer Pappe	100 %	- Die weiße Pappe ist als Standard für diese Messung verwendet worden. Die Reflektivität der anderen Pappen werden darauf bezogen und sind in Prozent angegeben. - Die Materialien haben unterschiedliche Streueigenschaften. Die Normierung ist nur dann sehr genau, wenn alle verwendeten Materialien dieselben Streueigenschaften haben. - Aufgrund des letzten Punktes können Meßabweichung auftreten. Daher sollten die Daten nicht für andere Fälle verwendet werden.
Graue Pappe	33 %	
Braune Pappe	27 %	
Schwarze Pappe	7,6 %	

Tabelle 6.1: Gemessene Reflektivität von unterschiedlichen Materialien

In Bild 6.9 sind die bearbeiteten Meßergebnisse des PMD bei Verwendung der in Tabelle 6.1 aufgelisteten Meßobjekte abgebildet. Die Messung erfolgte bei Raumtemperatur und einer Integrationszeit von 24 ms. Zusätzlich ist eine ideale Gerade mit der Steigung eins in das Diagramm eingezeichnet. Damit sollen die Meßabweichungen besser ersichtlich sein. Trotz der sehr unterschiedlichen Reflektivitäten der Meßobjekte, liegen die Meßwerte alle sehr nahe an der idealen Gerade.

Die Meßergebnisse sind folgendermaßen bearbeitet worden:

- Mittelung über 100 Meßwerte
- Bestimmung der Regressionsgeraden (optimale Anpassung an den Punktschwarm der Mittelwerte nach der Methode der kleinsten Quadrate nach Gauß)
- Ermittlung der Steigung der Regressionsgeraden
- Steigungskorrektur der ermittelten Mittelwerte (Normierung auf eine Steigung von Eins, durch Multiplikation mit dem Kehrwert der Steigung der Regressionsgeraden)
- Bestimmung des Achsenschnittpunktes der Regressionsgeraden
- Verschiebung aller Mittelwerte um den Achsenschnittpunkt

Die durchgeführten Operationen sind durchaus erlaubt. Eine Steigungskorrektur entspricht im Prinzip einem Verstärkungsfaktor und eine Offsetverschiebung entsteht durch überlagerte Spannungen. Diese Phänomene kommen in der Schaltungspraxis vor.

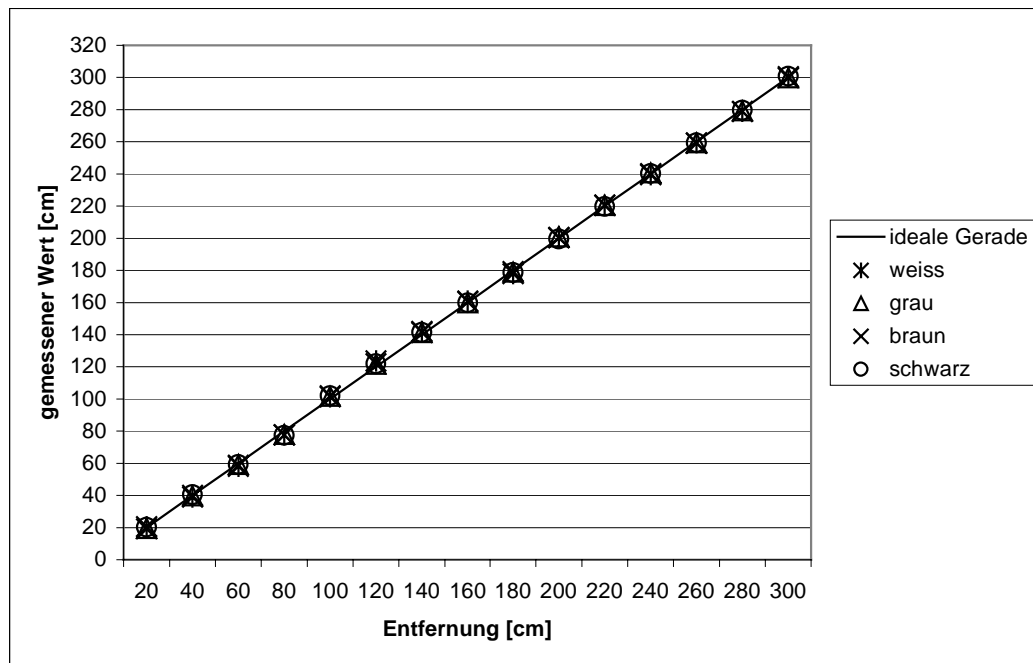


Bild 6.9: Experimentelle Entfernungswerte auf Oberflächen mit unterschiedlichen Reflektionsfaktoren bei einer festen Integrationszeit von 24 ms und Raumtemperatur

Tabelle 6.2 zeigt die unterschiedlichen Steigungskorrekturwerte und Achsenschnittpunkte der jeweiligen Meßobjekte. Man sieht ganz deutlich, daß eine Steigungskorrektur im Promillebereich oft gar nicht notwendig ist.

Die Achsenschnittpunkte verschieben sich mit fallender Reflektivität nach unten. Dies kann man auf den unterschiedlich abgebildeten Laserspot auf dem PMD-Pixel zurückführen. Die Spotgröße und –intensität steigt mit höherer Reflektivität. Bei Überschreitung der optischen Pixelfläche, werden auch Ladungsträger im normalen Halbleiter generiert. Dies führt zu einer Verschiebung der Ladungsträgerverteilung in den Integrationskapazitäten des PMD und damit zu einem Phasenoffset.

Material	Steigungskorrekturwert	Achsenschnittpunkt
Weiße Pappe	1,003031304	- 2,969231 cm
Graue Pappe	1,007675609	- 4,082756 cm
Braune Pappe	1,00704192	- 4,788724 cm
Schwarze Pappe	1,015695027	- 6,351683 cm

Tabelle 6.2: Steigungskorrekturwerte und Achsenschnittpunkte der unterschiedlichen Meßobjekte

Die Ladungsträgererzeugung im Halbleiter kann im Augenblick noch erfolgen, da es sich hier um ein Engineering-Sample handelt. Bei diesem Chip ist in diesen Bereichen keine optischen Abdeckungen vorhanden.

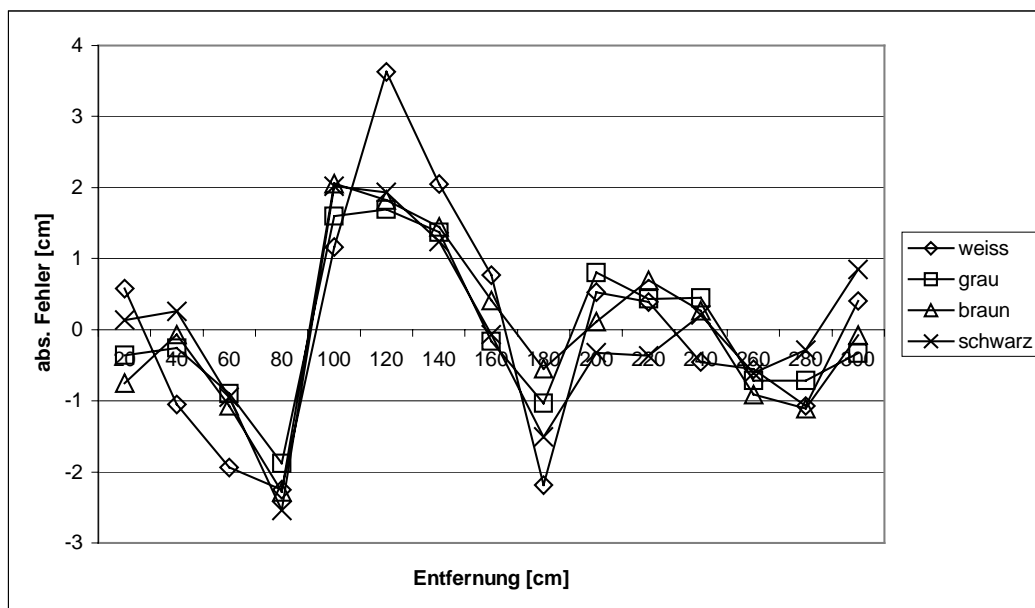


Bild 6.10: Absoluter Fehler der experimentellen Entfernungswerte bei einer festen Integrationszeit von 24 ms und Raumtemperatur

In Bild 6.10 ist der absolute Fehler der bearbeiteten Mittelwerte gegenüber der idealen Gerade aufgetragen. Alle Meßobjekte haben ungefähr denselben Verlauf. Die systematischen Abweichungen lassen sich auf die Schwierigkeit der richtigen Synchronisation der Meßbereiche von Empfänger und Sender zurückführen. Besonders im Nahbereich ist keine ideale Überlappung vorhanden. Weiterhin entsteht automatisch ein kleiner Triangulationswinkel, der ebenfalls einen Einfluß auf die Meßabweichungen hat.

Bild 6.11 zeigt die Standardabweichung der verschiedenen Meßobjekte. Auch hier ist der Verlauf aller Kennlinien nahezu identisch. Nur die schwarze Pappe zeigt eine deutlich höhere Standardabweichung. Dies liegt an der sehr geringen Reflektivität. Das S/N-Verhältnis ist dort schlechter, da im Vergleich zu den anderen Meßobjekten nicht so viele Ladungsträger erzeugt werden. Dadurch steigt das Rauschen und damit die Standardabweichung der ermittelten Meßwerte.

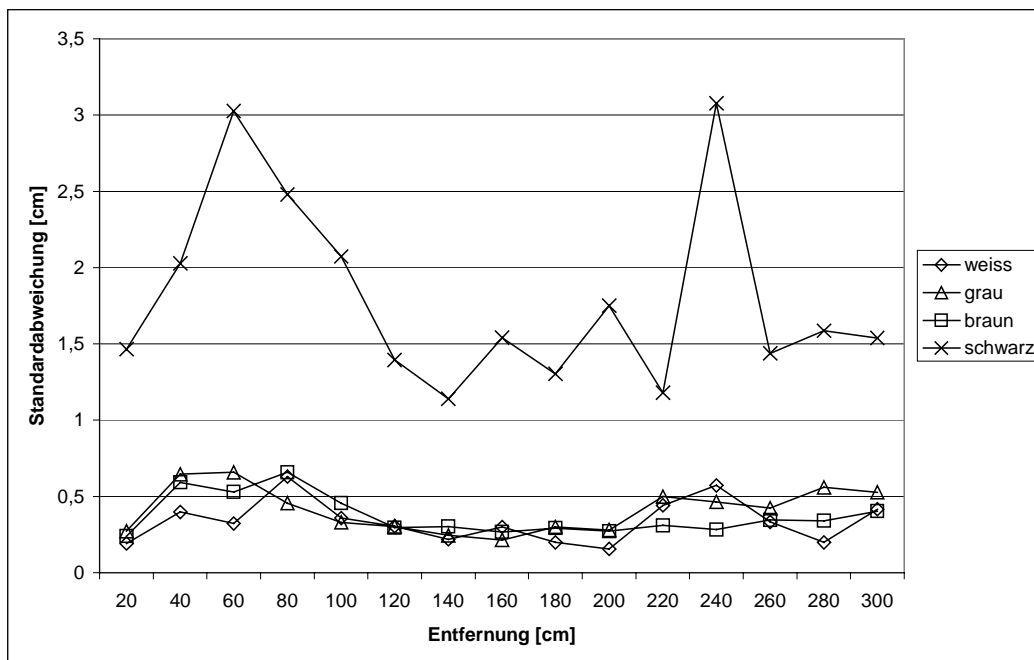


Bild 6.11: Standardabweichung der experimentellen Entfernungswerte bei einer festen Integrationszeit von 24 ms und Raumtemperatur

Zusammengefaßt kann man sagen, daß man hier ein Sensorsystem mit einer sehr linearen Kennlinie hat, das ohne Korrekturen bzw. Linearisierungen der Meßwerte in der Signalauswertung auskommt. Mit konventionellen Geräten sind unter diesen Bedingungen solch hohe Meßwertaufösungen und Genauigkeiten nicht annähernd zu erreichen. Zudem waren bisher technisch aufwendige und kostenintensive Systemstabilisierungen unabdingbar.

6.7 Applikationsbeispiele für den innovativen Zeilensensor

Es werden nun die Vorteile des neuartigen PMD/CMOS-Zeilensensors gegenüber handelsüblichen Zeilensensoren dargestellt. In Bild 6.12 sind unterschiedliche Anwendungsbeispiele für den im Anhang 9.2.1 beschriebenen Zeilensensor abgebildet. Dieser Zeilensensor arbeitet, wie in Kapitel 5.3 bereits erwähnt, mit den im Kapitel 5 beschriebenen Kompressionsverfahren. Er besitzt jedoch nicht so eine hohe Zeilenbildrate wie das hier beschriebene Sensorsystem und auch keine Industrieschnittstellen wie CAN-BUS, PROFIBUS oder RS-232.

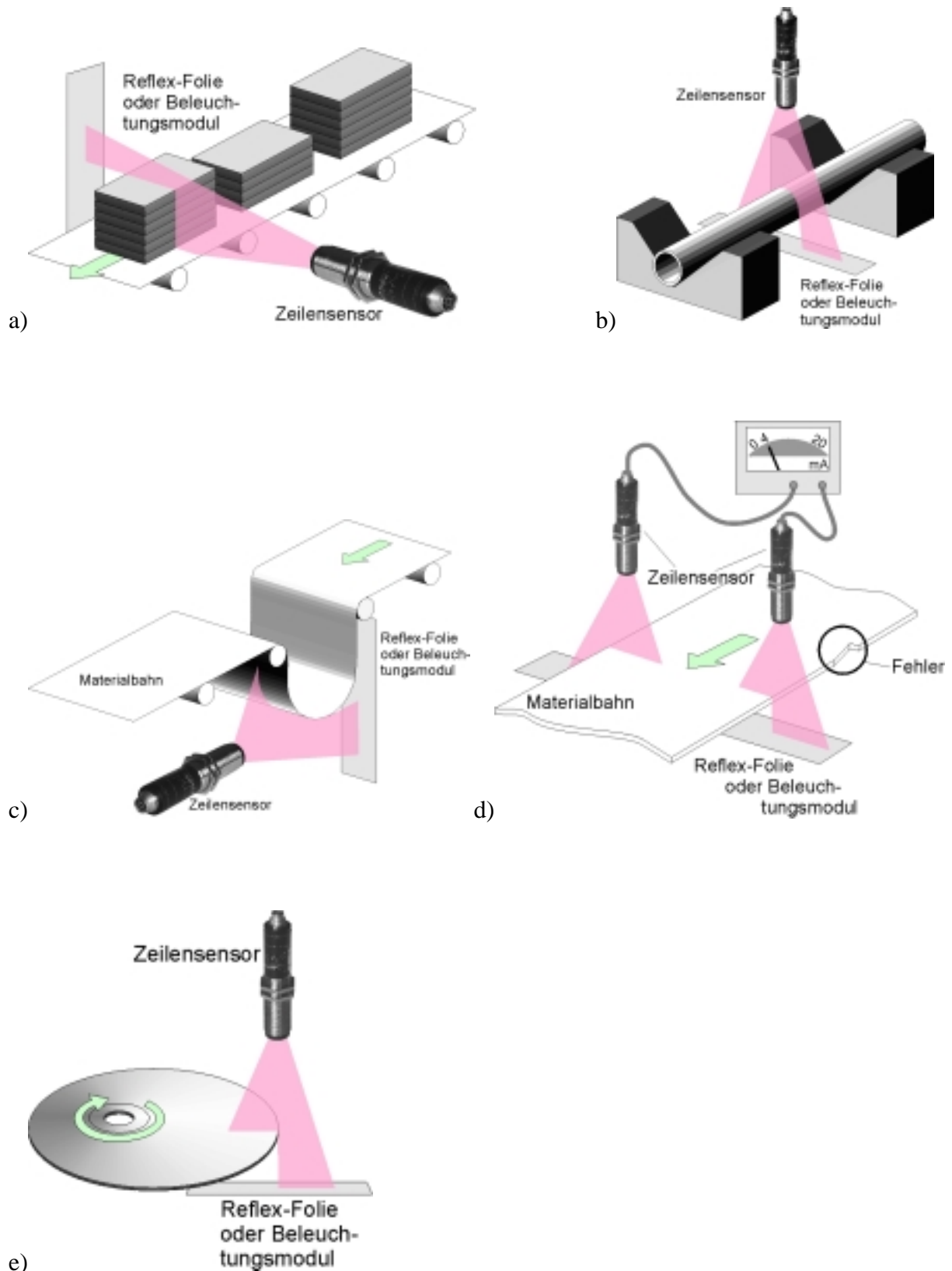


Bild 6.12: Applikationsbeispiele für den innovativen PMD/CMOS-Zeilensensor

- a) Stapelhöhenkontrolle
- b) Durchmesserkontrolle, Lagekontrolle
- c) Durchhangkontrolle, Durchhangregelung
- d) Kantenüberwachung, Risskontrolle, Breitenmessung an breiten Bahnen
- e) Exzentrizitätskontrolle

Bei dem Sensor handelt es sich um eine intelligente Zeilenkamera, da er nicht nur Zeilendaten aufnimmt sondern auch direkt verarbeitet. Die Programmierung des Sensors erfolgt durch zwei von außen zugängliche Tasten. Diese einfache Handhabung und der geringe Preis aufgrund der verwendeten Kompressionsverfahren, stellen eine Innovation im Bereich der Low-Cost Zeilenkameras dar (siehe Wettbewerbsvergleich im Anhang 9.2.1).

Nachteil des Sensors ist die Abhängigkeit des Meßbereichs von der Entfernung des Meßobjekts zum Sensor. Aufgrund des Öffnungswinkel der Optik muß der Anwender bei vorgegebener Auflösung den richtigen Meßabstand berechnen und einstellen. Bild 6.13 verdeutlicht diesen Zusammenhang.

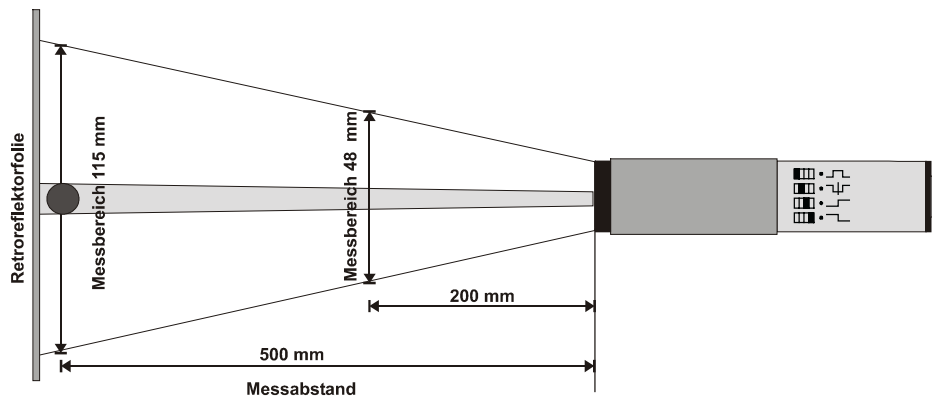


Bild 6.13: Auswahl des Meßabstandes

Der Sensor besitzt eine interne Beleuchtung und arbeitet im einfachsten Fall wie in Bild 6.12 ersichtlich nach dem Auflichtverfahren (ohne externe Beleuchtungsquelle). Probleme bei der Auswertung können entstehen, wenn die Meßobjektoberfläche gute Reflexionseigenschaften besitzt. Der Sensor kann dann nicht mehr zwischen Meßobjekt und Reflexfolie unterscheiden (zu geringer Kontrastunterschied).

Der in dieser Arbeit vorgestellte PMD/CMOS-Zeilensensor kann genau diese Nachteile beseitigen. Durch die zusätzlich zur Verfügung stehenden Entfernungswerte kann eine automatische Umrechnung des Meßbereichs erfolgen und bei Verlassen des benötigten Entfernungsbereichs, aufgrund der geforderten Auflösung, eine Störmeldung ausgegeben werden.

Wenn eine Unterscheidung zwischen Meßobjekt und Reflexfolie nicht möglich ist, kann aufgrund der Entfernungswerte das Vorhandensein eines Meßobjektes immer noch festgestellt werden und somit auch eine Störmeldung ausgegeben werden.

Der neuartige Zeilensensor öffnet somit ganz neue Auswertemöglichkeiten in der Objektvermessung und kann bisherige Probleme auf einfache Art und Weise lösen.

7 Zusammenfassung und Ausblicke

Diese Arbeit gibt einen Überblick über die Entwicklung eines neuartigen 3D-Zeilensensors. Die einzelnen Entwicklungsstufen sind klar dargestellt und werden im folgenden nochmals kurz zusammengefaßt. Viele Schritte waren in den letzten Jahren erforderlich, um so weit zu kommen. Die einzelnen Kapitel dieser Arbeit zeigen nur einen groben Überblick über die Vielzahl von Arbeitsschritten. Sie zeigen aber auch an welchen Stellen Parameter geändert werden können, um die Entwicklung weiter zu treiben.

7.1 Zusammenfassung

In Kapitel 1 erfolgt eine Problembeschreibung und wird die Zielsetzung der Arbeit festgelegt. Die Gliederung gibt einen Überblick über den Aufbau der Arbeit von den Grundlagen der CMOS-Technik bis hin zur Beschreibung des fertigen Sensorsystems.

Kapitel 2 geht auf die Grundlagen der CMOS-Technik ein. Damit soll dem Leser ein Basiswissen zur Verfügung gestellt werden, um die Funktionsweise und Beschaltung des neuen Sensors besser verstehen zu können.

Kapitel 3 beschreibt ein neuartiges Pixelinterpolationsverfahren zur Auflösungsverbesserung der CMOS-Zeile. Dem Leser werden die einzelnen Rechenschritte erläutert und abschließend die Ergebnisse der Untersuchung vorgestellt.

In Kapitel 4 werden das Konzept, die Ansteuerung, der Aufbau und die elektrooptischen Eigenschaften der neuartigen Zeile erläutert. Der Leser ist anschließend in der Lage, die in einem Datenblatt zusammengefaßten Daten der Zeile, zu verstehen. Mittels dieser Informationen kann er die Einsatzmöglichkeiten des Zeilensensors in der Praxis besser einschätzen.

Kapitel 5 beschreibt eine Möglichkeit zur schnellen Datenauswertung einer CMOS-Zeile. Es werden viele bereits realisierte Applikationsbeispiele genannt, die durch dieses neue Verfahren ersetzt werden können. Die Vorteile der Signalkompressionsverfahren werden dem Leser anhand von in der Praxis vorkommenden Meßproblemen erläutert. Abschließend werden die Ergebnisse in einer kleinen Zusammenfassung zusammengetragen.

In Kapitel 6 wird das komplette Sensorsystem vorgestellt. Der optische und elektrische Aufbau wird dem Leser nahe gebracht und der Auswertevorgang explizit erklärt. Zeitliche und geometrische Auflösungsbeschränkungen gehören ebenso zur Systembeschreibung, wie das Verhalten bei unterschiedlichen Oberflächenbeschaffenheiten. Applikationsbeispiele für den neuartigen Zeilensensor werden am Ende des Kapitels aufgeführt und deren Vorteile gegenüber handelsüblichen Zeilensensoren erläutert.

7.2 Ausblick

Die PMD-Technologie in Verbindung mit der CMOS-Zeile bietet eine Fülle von Anwendungen und Ausführungen:

- Durch Preis, Schnelligkeit und Baugröße der neuen 3D-Bilderfassung im PKW-Innenraum (Airbag-Kontrolle) und PKW-Außenraum (Precrash, Vollautomatische Elchtest-Lösung, Automatisches Einparken) tritt die aktive Sicherheit im Straßenverkehr in eine neue Phase
- Der Roboter bekommt endlich das lang ersehnte schnelle 3D-Auge
- Die 3D-PMD-Kamera in der Ampelanlage erlaubt eine intelligente Verkehrsflußsteuerung
- Eine kleine PMD-Zeilenkamera vermag jede Tür unfalltechnisch oder sicherheitstechnisch zu kontrollieren
- Eine 3D-Gesichtsidentifikation arbeitet aufgrund eindeutiger skalierte Daten wesentlich zuverlässiger und schneller als die heute eingesetzte 2D-Gesichtsidentifikation

Doch nicht nur die 3D-Bildaufnahmetechnik mittels Laufzeitverfahren wird mittels des PMD revolutioniert. In der 2D-Bildverarbeitung eröffnen sich neue Möglichkeiten aufgrund der Fremdlichtunterdrückung [SCHW-99], die vor allem in Industrie- und Sicherheitsanwendungen eine entscheidende Rolle spielen. In der 2D-Bildverarbeitung möchte man in vielen Anwendungen – besonders in der Sicherheitstechnik – störende Fremdlicheinflüsse unterdrücken. Die PMD-Technologie bietet in relativ einfacher Weise diese Möglichkeit. Dazu genügt der Einsatz niederfrequenter Modulationssignale z.B. im 10 – 100 kHz Bereich gleichermaßen für die Beleuchtung der Szene als auch für die Modulation der PMD-Ladungsschaukel. Man arbeitet praktisch immer im Maximum der AKF. Der symmetrische Stromanteil der optischen Leistung und der i.a. nicht korrelierten Hintergrundbeleuchtung wird zweckmäßig nach Bedarf als Konstantstrom von den Integrationsströmen abgezogen. Auf diese Weise kann die Dynamik einer solchen 2D-PMD-Kamera um viele Größenordnungen erhöht werden. Gleichzeitig kann die Intensität adaptiv über die Integrationszeit und die Modulationsamplitude geregelt werden.

8 Literaturverzeichnis

- [BROC-98] Brockherde, W.; Hosticka, B. J.; Petermann, M.; Schanz, M. und Spors, R.: „Smart 2048-Pixel Linear CMOS Image Sensor“, *Proceedings of the 24th European Solid-State Circuits Conference*, The Hague 1998
- [BUDD-79] Budde, W.: „Multidecade linearity measurements on Si photodiodes“, *Applied Optics*, 18:1555-1558, 1979
- [BÜDE-99] Büdenbender, T.: „Algorithmenentwicklung für eine digitale Multifunktionszeilenkamera“, *Studienarbeit an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 1999
- [BÜDE-00] Büdenbender, T.: „Untersuchung und Softwareentwicklung für die Sensordatenauswertung eines neuartigen CMOS-Zeilensensors“, *Diplomarbeit an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 2000
- [CARN-72] Carnes, J. und Kosonocky, W.: „Noise sources in charge-coupled-devices“, *RCA Review*, 33:327-343, 1972
- [ENGE-96] Engelhardt, K.; Seitz, P.: „Absolute, high-resolution optical position encoder“, *Applied Optics*, 35: 201-208, 1996
- [FOSS-93] Fossum, E.R.: „Active Pixel Sensors – are CCDs dinosaurs?“, *CCDs and Optical Sensors II*, Proc. SPIE Vol. 1900, 1993
- [FOSS-95] Fossum, E.R.: „CMOS Image Sensors: Electronic Camera On A Chip“, *International Electron Devices Meeting: Technical Digest*, IEEE 0-7803-2700-4, 1995
- [GEIB-98] Geib, H.; Koren, I.; Ramacher, U.; Schilling, B. und Schwendner, H.: „Generationswechsel CMOS statt CCD“, Fachzeitschrift: *Elektronik*, Ausgabe 25, Dezember 1998
- [GÖKS-98] Gökstorp, M.: „Applications for Smart Vision Sensors in CMOS“, *Workshop on CMOS image sensors*, Stuttgart 1998
- [HECH-89] Hecht, E.: „Optik“, Deutsche Übersetzung, Addison Wesley Deutschland GmbH, Bonn, München, 1989
- [HEIN-98] Hein, A.: „Verarbeitung von SAR-Daten unter besonderer Berücksichtigung interferometischer Anwendungen“, *Dissertation an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 1998
- [HEINO-99A] Heinol, H.; Schwarte, R.: „Photomischdetektor“ erfaßt 3D-Bilder“, Fachzeitschrift: *Elektronik*, Ausgabe 12, Juni 1999

- [HEINO-99B] H. Heinol, Z. Xu, J. Schulte: „Laufzeitbasierende 3D-Kamerasysteme – Smart-Pixel-Lösungen“, *Tagungsband DGZfP/GMA - Optische Formerfassung*, VDI/VDE-GMA, Stuttgart 1999.
- [HEINO-00] H. Heinol: „Entwicklung und Untersuchung von modulationslaufzeitbasierten 3D-Sichtsystemen“, *Dissertation an der Universität Siegen*, wird veröffentlicht, 2000
- [HOPK-82] Hopkinson, G. und Lumb, H.: „Noise reduction techniques for CCD image sensors“, *J. Phys. E: Sci. Instrum*, 15:1214-1222, 1982
- [HUPP-98] Huppertz, J.; Hauschild, R.; Hosticka, B. J.; Kneip, T. und Schwarz, M.: „A Wide Dynamic Range CMOS Imager“, *Mikroelektronik für die Informationstechnik*, ITG-Fachbericht 147, Hannover 1998
- [HASE-99] Hasenmaier, B.: „Realisierung einer digitalen Multifunktionskamera“, *Studienarbeit an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 1999
- [HUSS-95] Hußmann, S.: „Entwicklung eines zeilenkamerabasierten Bildverarbeitungssystem zur Leergutinspektion“, *Diplomarbeit an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 1995
- [HUSS-97] Hußmann, S.; Justen, D.: “Microcontroller-based intelligent low-cost-linear-sensor-camera for general edge detection”, *Sensors, Sensor Systems, and Sensor Data Processing: 1D/ 2D/ 3D/-Sensors-Visual Inspection I*, SPIE Vol. 3100-40, München 1997
- [HUSS-98A] Hußmann, S.; Kleuver, W.: “Coillängen-Meßgerät”, *Fachzeitschrift: Bänder-Bleche-Rohre*, Vogel Verlag Würzburg, Ausgabe 5, Mai 1998
- [HUSS-98B] Hußmann, S.; Kleuver, W.: “High precision triangulation sensor for residual shorts measurement of coiling materials”, *Selected Papers from International Conference on Optics and Optoelectronics*, SPIE Vol. 3729, S. 264-267, Indien, Dehra Dun 1998
- [HUSS-99A] Hußmann, S.; Kleuver, W.; Grönweller, J.: “High resolution linear sensor system for sheet metal width measurement”, *Optical Measurement Systems for Industrial Inspection: Industrial Applications II*, SPIE Vol. 3824-45, München 1999
- [HUSS-99B] Hußmann, S.; Kleuver, W.: “Coil identification algorithm inside a high precision triangulation sensor for residual shorts measurement of coiling materials”, *Sensors and Controls for Intelligent Machining II: Sensors and Applications*, SPIE Vol. 3832-15, USA, Boston 1999

- [HUSS-99C] Hußmann, S.; Kleuver, W.; Günther, B.; Grönweller, J.; Rath, H.: "Automatic measurement equipment for quality control in the loop slitting department", *Advanced Photonic Sensors and Applications: Three-Dimensional Inspection*, SPIE Vol. 3897-37, Singapore 1999
- [INST-94] Instrument Systems: „Spectro 320 Universal-Spektrumsanalysator“, *Bedienungsanleitung*, 1994
- [JÄHN-91] Jähne, B.: „Digitale Bildverarbeitung“, Springer Verlag, ISBN 3-540-53768-6, 1991
- [JUST-97A] Justen, D. und Hußmann, S.: „Optische Inspektion von Getränkeleergutkästen“, *Optische Formerfassung*, GMA-Bericht 30, S. 233-240, Langen 1997
- [JUST-97B] Justen, D.: „Auswertung von CCD-Signalen bei Triangulationsanwendungen“, *Interner Bericht*, ZESS, 1997
- [KLEI-98] Kleiser, M.: „Entwicklung und Test von auflösungssteigernden Verfahren für eindimensionale CCD-Sensoren“, *Diplomarbeit an der Universität Siegen*, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS), 1998
- [KLEU-97] Kleuver, W.; Weber, J.; Justen, D.; Hartmann, K.: „Fast inspection of radius, wall thickness, eccentricity and ovality at the end of high precision tubes: TRUDE 60-28 in the production“, *Sensors, Sensor Systems and Sensor Data Processing*, SPIE Vol. 3100, 1997
- [KLEU-98] Kleuver, W.: „Berührungslose Entfernungsmessung in der Qualitätssicherung mit Triangulationssensoren“, *Dissertation an der Universität Siegen*, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS), Shaker-Verlag, ISBN 3-8265-4110-3, 1998
- [KNOB-00] Knobbe, J.: „Theoretische und experimentelle Analyse und Optimierung von Optoelektronischen Sende- und Empfangsmodulen“, *Diplomarbeit an der Universität Siegen*, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS), 2000
- [LAS-93] N.N.: „Laserdioden-Kollimatorpens-Optiken“, *Laser Components*, Olching, 1993
- [LAY-99] Lay, R.: „FPGA-basierte Bildverarbeitung“, *Bildverarbeitungssysteme*, 12. Heidelberger Bildverarbeitungs Forum, Stuttgart, Oktober 1999
- [LEY-92] Ley, D.: „Ein intelligentes Multisensorsystem zur berührungslosen Erfassung dreidimensionaler Konturen“, *Dissertation an der Universität Siegen*, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS), 1992
- [LOFF-99] Loffeld, O.: "Bandbreitenbetrachtungen von amplituden- und winkelmodulierten Signalen", *Interne Veröffentlichung Projektbereich 2*, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS), 1999

- [MELL-95] Melles Griot: „Universal Optical Power Meter-13PDC001/IEEE“, *Bedienungsanleitung*, 1995
- [METT-99] M. Mettenleiter, Ch. Fröhlich, “Visuelles Laserradar zur 3D Erfassung und Modellierung realer Umgebungen”, Fachzeitschrift *at-Automatisierungstechnik*, 1999
- [MEYN-98] Meynants, G.: „Today’s CMOS Image Sensors“, *Workshop on CMOS image sensors*, Stuttgart 1998
- [OTT-97] Ott, E.: „System-Eigenschaften von CCD-Sensoren“, FRAMOS CCD-Forum, München 1997
- [REIC-89] Reichel, H.; Ahlers, R.-J.: „Halbleitersensoren“, expert-Verlag Ehningen bei Böblingen, 1989
- [RING-99] Ringbeck, T.; Schwarte, R.; Buxbaum, B.: „Introduction of a new optoelectrical phase locked loop in CMOS-technology, the PMD-PLL“, SPIE Vol. 3850-18, 1999
- [SALE-91] Saleh, B.; Teich, M.: „Fundamentals of Photonics“, New York: John Wiley and Sons, Inc., 1991
- [SCHA-97A] Schanz, M.; Brockherde, W.; Hausschild, R.; Hosticka, B.J. und Teuner, A.: „CMOS Photosensor Arrays With On-Chip Signal Processing“, *Proceedings of the 23rd European Solid-State Circuits Conference*, Southampton, UK, September 1997
- [SCHA-97B] Schanz, M.; Brockherde, W.; Hausschild, R.; Hosticka, B.J. und Schwarz, M.: „Smart CMOS Image Sensor Arrays“, *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 44, No 10, Oktober 1997
- [SCHA-99] Schanz, M.: „Eindimensionale CMOS Bildsensorik mit integrierter Signalverarbeitung“, *Dissertation* an der Gesamthochschule Duisburg, 1999
- [SCHU-97] Schubert, E.: „Mehrfachfarbcodierte Triangulationsverfahren zur topometrischen Erfassung und Vermessung von 3D-Objekten“, *Dissertation* an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS), Shaker Verlag, ISBN 3-8265-2451-9, 1997
- [SCHW-97] Schwarte, R.; Heinol, H.; Xu, Z.; Olk, J.; Tai, W.: „Schnelle und einfache optische Formerfassung mit einem neuartigen Korrelations-Photodetektor-Array“, *Optische Formerfassung*, DGZfP-GMA-Fachtagung, Langen, April 1997
- [SCHW-98A] Schwarte, R.: „Verfahren und Vorrichtung zur Bestimmung der Phasen- und/oder Amplitudeninformation einer elektromagnetischen Welle“, Deutsche Patentanmeldung DE 197 04 496, Offenlegungstag: 12.03.98

- [SCHW-98B] Schwarte, R.; Heinol, H.; Buxbaum, B.; Xu, Z.; Ringbeck, T.; Zhang, Z.; Tai, W.; Hartmann, K.; Kleuver, W.; Luan, X.: „Neuartige 3D-Visionssysteme auf der Basis Layout-optimierter PMD-Strukturen“, *tm Technisches Messen*, H. 7-8, S.264-271, 1998
- [SCHW-99] Schwarte, R.: „Ein Jahrzehnt 3D-Bilderfassung – Zielsetzung, Fortschritte, Zukunftsaspekte“, *Tagungsband DGZfP-GMA – Optische Formerfassung, VDI/VDE-GMA*, Stuttgart 1999
- [SEIT-98] Seitz, P.: „Smart CMOS cameras for optical metrology“, *Workshop on CMOS image sensors*, Stuttgart 1998
- [SEIT-99] Seitz, P.: „Solid State Image Sensing“, *Handbook of Computer Vision and Applications, Volume1: Sensors and Imaging*, Academic Press, ISBN 0-12-379771-3, 1999
- [SIEM-99] Siemann, P.: „VHDL-Algorithmusdesign zur High-Speed Signalverarbeitung von zeilensensorbasierten Daten mit einer FPGA“, *Diplomarbeit an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 1999
- [SONY-98] SONY: „ILX521A - 256-pixel CCD Linear Sensor (B/W)“, *Datenblatt*, 1998
- [STEC-99] S-TEC GmbH: „Dokumentation zu PMD-Sensoren“, *Projektstudie der Fa. S-TEC GmbH*, Siegen, 1999.
- [SZE-85] Sze, S.: „Semiconductor Devices“, New York: John Wiley and Sons, 1985
- [Teno-96] Tenoort, C.: „Entwicklung eines FPGA- und DSP- Programms zur Ansteuerung von CCD-Zeilen“, *Diplomarbeit an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 1996
- [TEXA-96] Texas Instruments: „TSL1401 – 128 × 1 Linear Sensor Array with Hold“, *Intelligent Opto Sensor – Data Book*, 1996
- [WONG-96] Wong, H.: „Technology and device scaling considerations for CMOS imagers“, *IEEE Trans. El. Dev.*, 43:2131-2142, 1996
- [ZESS-96B] ZESS: „Bandlagen- und Randwelligkeitsmessung“, *Flyer, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS)*, 1996
- [XU-99] Xu, Z.: „Investigation of 3D-Imaging Systems Based on Modulated Light and Optical RF-Interferometry (ORFI)“, *Dissertation an der Universität Siegen, Zentrum für Sensorsysteme (ZESS), Shaker-Verlag*, ISBN 3-8265-6726-6, 1999

9 Anhang

9.1 Pinbelegung und Abmessungen der PMD/CMOS-Zeile

Pin	Signalname	Beschreibung
1	START128	Startimpuls für das Schieberegister der CMOS-Zeile
5	VDD	Positive Versorgungsspannung (+5 Volt)
11	ENDE128	Endeimpuls bei erfolgreicher Schiebeoperation der CMOS-Zeile
12	GND	Masseanschluß
14	AUSGANG128	Analogausgang der CMOS-Zeile
17	U_AS_PMD	Separationsgates der Kanäle A der PMD-Zeile
20	U_AM_PMD	Modulationsspannungseingang für Kanal A aller PMD-Pixel
22	U_BM_PMD	Modulationsspannungseingang für Kanal B aller PMD-Pixel
24	U_BS_PMD	Separationsgates der Kanäle B der PMD-Zeile
26	OUT_PMD	Analogausgang der PMD-Zeile
28	ENDE_PMD	Endeimpuls bei erfolgreicher Schiebeoperation der PMD-Zeile
29	CLOCK_PMD	Clocksignal für das Schieberegister zur Austaktung der PMD-Pixel
31	START_PMD	Startimpuls für das Schieberegister der PMD-Zeile
32	RESET_PMD	Resetimpuls sorgt für die Entladung der Integrationskapazitäten der PMD-Zeile
34	S&H_PMD	Bestimmt die Integrationsdauer der PMD-Zeile
37	S&H_128	Bestimmt die Integrationsdauer der CMOS-Zeile
41	RESET128	Resetimpuls sorgt für die Entladung der Integrationskapazitäten der CMOS-Zeile
44	CLOCK128	Clocksignal für das Schieberegister zur Austaktung der CMOS-Pixel

Tabelle 9.1: Pinbelegung des PMD/CMOS-Kombizeilensensors

44-Lead Plastic Quad Flatpack (S-44)

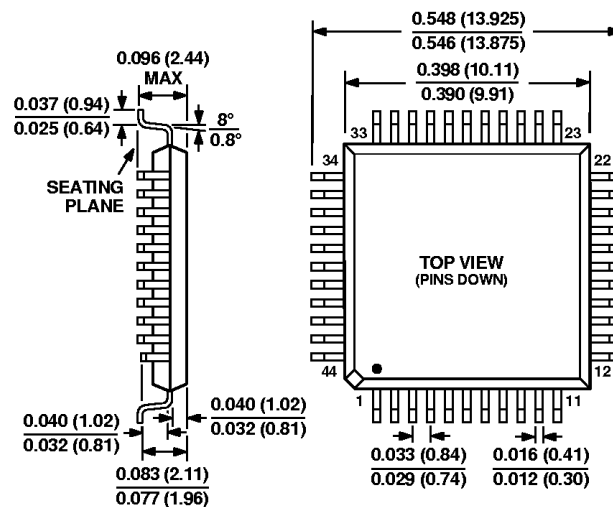


Bild 9.1: Gehäuseabmessungen der PMD/CMOS-Kombizeile

9.2 Sensoren mit integrierter Bildverarbeitung

9.2.1 Digitaler Multifunktions-Zeilensensor PICA 256

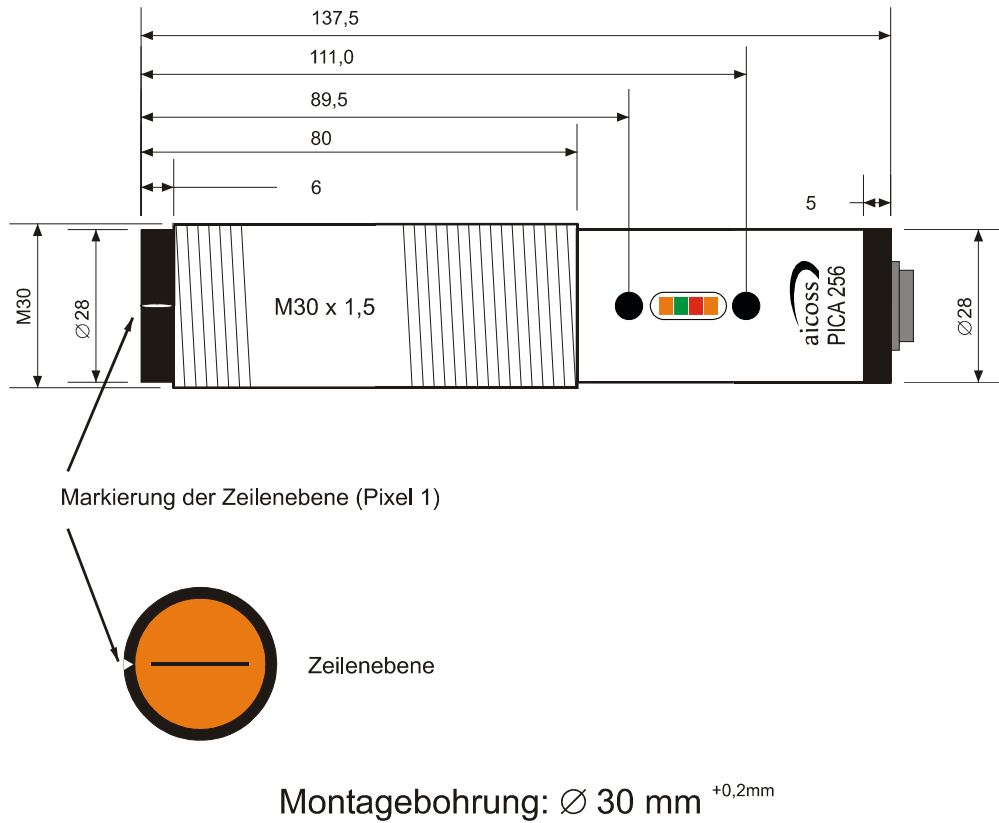


Bild 9.2: Gehäuseabmessungen des Multifunktions-Zeilensensors



Bild 9.3: Aufnahme des Multifunktions-Zeilensensors



Manufacturer	aicoss GmbH	Baumer electric
Type	PICA 256	PosCon
		
Pixel no.	256	256 / 1024 ?
Measuring rate	150 Hz	120(pol) / 130 Hz
Measuring range	48 mm – 115 mm	30 / 150 / 350 mm
Measuring distance	200 mm – 500 mm	50 / 200 / 500 mm
Aperture angle	$\pm 6.5^\circ$	$\pm 16.7^\circ / \pm 20.6^\circ / \pm 19.3^\circ$
Smallest recogniz. object	0.2 ... 0.5 mm	0.3 / 1.2 / 4 mm
Resolution	$\pm 0.19 \dots \pm 0.45$ mm	0.03 / 0.15 / 0.35 mm
Linearity error		max. 1%
Integrated illumination	2 IR-LEDs	IR-LED
Illumination switch off	yes	-
Display	4 LEDs	6 LEDs
Controls	2 buttons	3 buttons
Analog outputs	4...20 mA (500 Ω)	4...20 mA (? Ω)
Digital outputs	3 switches PNP 1 trigger ext. lighting	1 switch PNP 1 alarm output
Digital inputs	-	1 disable digital output
Communication interface	AS-Interface (option)	RS485
Opto-decoupling	yes	-
Power supply	24 V DC $\pm 30\%$	15...28 V DC
Power consumption	0.3 W	< 150 mA
Operating temperature	0 ... +40 $^\circ\text{C}$	0 ... +55 $^\circ\text{C}$
Storage temperature	-20 ... +70 $^\circ\text{C}$	-20 ... +80 $^\circ\text{C}$
Dimensions	$\varnothing 30 \times 137.5$ mm	63.5 x 50.0 x 22.9 mm
Weight	150 g	115 g
Ingress protection class	IP 65	IP 67
Housing material	Nickel coated brass	Zinc die cast
Optical front end	Glas lens	Glas lens
Sensor connector	14-pole connector	8-pole connector M12
Reverse battery protected	yes	yes
Short cut resistant	yes	yes
Edge position measur.	yes	yes
Center position measur.	yes	yes
Width measurement	yes	yes
Counting of objects	-	-
Upper threshold teach-in	yes	yes
Lower threshold teach-in	yes	yes
Lock/unlock keys	press 5 sec	via RS485
List price	500 € (978 DM)	665 € (1,300 DM)
Accessories	Attachement / cable	Attachement / cable
Remarks		Polarisation lens
Dis-/Advantages	(+) measuring rate (+) trigger output Illum. (+) 1 size fits all (+) AS-Interface (-) length	(+) size (+) max. range 350mm (+) temperature range (+) turnable connector (-) aperture angle (-) too many types (-) 1 digital output only

Tabelle 9.2: Wettbewerbsvergleich und Technische Daten des Multifunktions-Zeilensensors

9.2.2 Low-Cost Triangulator LTS 120-100



Bild 9.4: Aufnahme des Low-Cost Triangulators

Bezeichnung	LTS 120-100
Hersteller	aicoss GmbH
Sensortyp	Laser-CCD-Abstandssensor
Messprinzip	Lasertriangulation
Grundabstand	120 mm (bezogen auf Gehäuseunterkante)
Messbereich (MB)	100 mm (120...220 mm)
Auflösung	± 0,5 mm
Messunsicherheit	± 1 mm
Temperaturgang	0,1 mm/K
Messrate	150 Hz
Lichtquelle	Laserdiode 1 mW / Wellenlänge 650nm (rot)
Messfleckdurchmesser	ca. 1 mm
Laserschutzklasse	2 (gemäß IEC 825-1 bzw. EN 60825-1 03.97)
Erford. Oberflächenreflektivität	mind. 5%
Zulässiges Fremdlicht	max. 30.000 lx
Betriebsdauer	ca. 50.000 h für Laserdiode
Anzeige	4 LEDs (Zustand der Schaltausgänge / Sensorkonfiguration)
Ausgänge	3 opto-entkoppelte Schaltausgänge (24 VDC ±30% / 1,5 W) (z.B. zu nah, gut, zu fern) 1 analoger Ausgang 4-20 mA (max. 500 Ω)
Schnittstellen	ASI-Bus (optional)
Spannungsversorgung	24 VDC ±30% / 1,6 W
Geräteschutzklasse	IP 65 (mit angeschlossenem Kabel)
Betriebstemperatur	0° ... + 40° C
Lagertemperatur	- 20° ... + 70° C
Luftfeuchtigkeit	5 % ... 95 %, nicht kondensierend
EMV-Störaussendung	gemäß EN 50081-1
EMV-Störfestigkeit	gemäß EN 50082-2
Vibration / Schock	2 g / 10 g (gemäß IEC 68-2-6)
Masse	150 g
Gehäusematerial	Aluminium, schwarz eloxiert
Fenstermaterial	PMMA
Anschluss	14-poliger Stecker
Befestigung	2 Innengewinde M6 (Abstand variabel)

Tabelle 9.3: Technische Daten des Low-Cost Triangulator LTS 120-100

9.2.3 Low-Cost Meßlichtschranke MLS-D 500-10

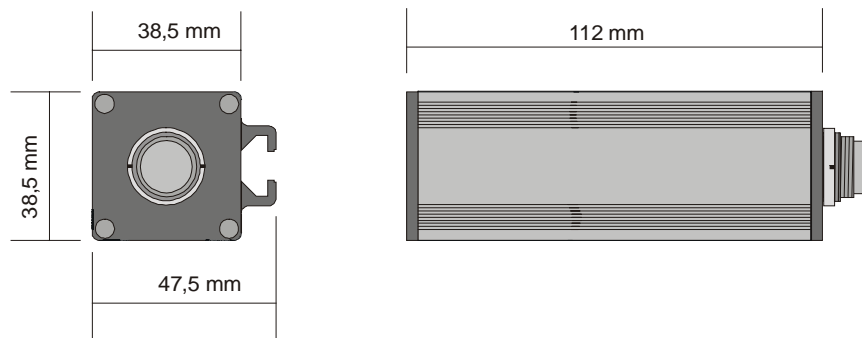


Bild 9.5: Gehäuseabmessungen der Low-Cost Meßlichtschranke

Bezeichnung	MLS-D 500-10
Sensortyp	CCD-Zeilensensor mit 256 Pixeln
Messprinzip	Lichtabschattung
Messbereich	10 mm
Auflösung	50 μ m
Messunsicherheit	$\pm 0,1$ mm
Messrate	150 Hz
Abstand Sender-Empfänger	100...500 mm
Lichtbandabmessungen	2 mm x 10 mm
Lichtquelle	LEDs rot (660 nm)
Betriebsdauer	ca. 100.000 h für Sender-LEDs
Zulässiges Fremdlicht	max. 30.000 lx
Anzeige	4 LEDs (Status der Schaltausgänge / Sensorkonfiguration)
Bedienung	Tastatur (2 Taster)
Eingänge	1 opto-entkoppelter Eingang (24 VDC \pm 30%)
Ausgänge	3 opto-entkoppelte Schaltausgänge (24 VDC \pm 30% / 1,5 W) (z.B. zu klein, gut, zu gross) 1 analoger Ausgang 4-20 mA (max. 500 Ω)
Schnittstellen	ASI-Bus (Option)
Spannungsversorgung	24 VDC \pm 30% / 1,6 W
Geräteschutzklasse	IP 65 (mit angeschlossenen Kabeln)
Betriebstemperatur	0° ... + 40° C
Lagertemperatur	- 20° ... + 70° C
Luftfeuchtigkeit	5 % ... 95 %, nicht kondensierend
EMV-Störaussendung	gemäß EN 50081-1
EMV-Störfestigkeit	gemäß EN 50082-2
Vibration / Schock	2 g / 10 g (gemäß IEC 68-2-6)
Abmessungen (L x B x H)	Sender: 112 mm x 38,5 mm x 47,5 mm Empfänger: 112 mm x 38,5 mm x 47,5 mm
Massen	Sender 120 g / Empfänger 150 g
Gehäusematerial	Aluminium, schwarz eloxiert
Fenstermaterial	PMMA
Anschluss	Sender: 1 Stecker 8-polig (Typ Binder 712) Empfänger: 1 Stecker 14-polig (Typ Binder 723)
Befestigung	je 2 Nutensteine mit Innengewinde M6 (Abstand variabel)

Tabelle 9.4: Technische Daten der Low-Cost Meßlichtschranke MLS-D 500-10



Bild 9.6: Aufnahme der Low-Cost Meßlichtschranke MLS-D 500-10

9.2.4 Digitaler High-Speed Multifunktions-Zeilensensor IZS 1024

Bezeichnung	IZS 1024
Hersteller	aicoss GmbH
Sensortyp	CCD-Zeilensensor mit 1024 Pixeln (14µm Pixelbreite ohne Pitch)
Messbereich	Einstellbar über Objektiv (Zubehör)
Auflösung	0,1 % des Messbereiches
Messunsicherheit	± 0,5 % des Messbereiches
Messrate	max. 2000 Hz
Objektivanschluss	C-Mount (M27 x 0,5 mm)
Belichtungszeit	500 µs ... 25 ms (einstellbar)
Anzeige	4 LEDs (Status der Schaltausgänge / Sensorkonfiguration)
Bedienung	Tastatur (2 Taster) / Konfigurationssoftware
Eingänge	1 opto-entkoppelter Eingang (24 VDC ±30%)
Ausgänge	3 opto-entkoppelte Schaltausgänge (24 VDC ±30% / 1,5 W) (z.B. zu klein, gut, zu gross) 1 Triggerausgang für ext. Beleuchtung (24 VDC ±30% / 1,5 W nicht opto-entkoppelt) 1 analoger Ausgang 4-20 mA (max. 500 Ω)
Schnittstellen	RS232, CAN-Bus, (LVDS-Datenschnittstelle auf Anfrage)
Spannungsversorgung	24 VDC ±30% / 4,8 W
Geräteschutzklasse	IP 65 (mit aufgeschraubtem Objektivschutztubus)
Betriebstemperatur	0° ... + 50° C
Lagertemperatur	- 20° ... + 70° C
Luftfeuchtigkeit	5 % ... 95 %, nicht kondensierend
EMV-Störaussendung	gemäß EN 50081-1
EMV-Störfestigkeit	gemäß EN 50082-2
Vibration / Schock	2 g / 10 g (gemäß IEC 68-2-6)
Abmessungen (L x B x H)	184 x 38,5 x 47,5 mm (incl. Schutztubus)
Masse	300 g (ohne Objektiv)
Gehäusematerial	Aluminium, schwarz eloxiert
Fenstermaterial des Tubus	Glas
Anschluss	1 Stecker, 1 Buchse je 8-polig (Typ Binder 712)
Befestigung	2 Nutensteine mit Innengewinde M6 (Abstand variabel)
Konfigurationssoftware	lauffähig unter Windows 95, 98 und NT 4.0

Tabelle 9.5: Technische Daten des High-Speed Multifunktions-Zeilensensors

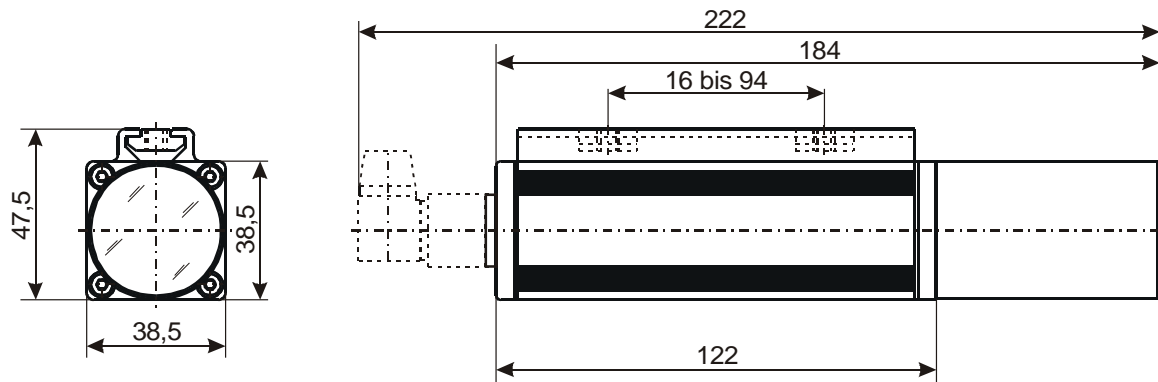


Bild 9.7: Gehäuseabmessungen des High-Speed Multifunktions-Zeilensensors



Bild 9.8: Aufnahme des High-Speed Multifunktions-Zeilensensors