

TECHNISCHE UNIVERSITÄT DRESDEN

**Asynchroner CMOS–Bildsensor mit erweitertem
Dynamikbereich und Unterdrückung
zeitlich redundanter Daten**

Daniel Matolin

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktoringenieurs

(Dr.–Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender: Prof. Dr.–Ing. T. Mikolajick

Gutachter: Prof. Dr.–Ing. habil. R. Schüffny

Prof. Dr.–Ing. habil. W. Reinhold

Tag der Einreichung: 11.03.2010

Tag der Verteidigung: 12.11.2010

Vorwort

An dieser Stelle möchte ich allen denen danken, die zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen haben.

Dem Austrian Institute of Technology in Person von Univ. Doz. DI Dr. Heinrich Garn danke ich für die Möglichkeit zur Durchführung dieser Dissertation, DI Dr. Martin Litzenberger und DI Dr. Christoph Posch für die Diskussionen und Anregungen im Vorfeld, letztgenanntem insbesondere auch für die Betreuung dieser Arbeit sowie DI Rainer Wohlgenannt für die Zusammenarbeit bei der Implementierung des Schaltkreises und den maßgeblichen Entwurf der Test-Platine. Weiterhin möchte ich DI Michael Hofstätter, DI Dr. Peter Schön sowie Daniel Bauer für das Zurverfügungstellen und die Unterstützung bei der Benutzung des entwickelten Prozessorsystems zur Datenakquirierung bedanken, letztgenanntem auch für zahlreiche Hinweise beim Entwurf diskreter Schaltungen. Bei DI Dr. Gerhard Gritsch bedanke ich mich für die Diskussionen zum Thema Statistik, bei DI Nikolaus Donath und Dr. rer. nat. Bernhard Kohn für Hinweise zu Problemen der Datenaufnahme und -übertragung sowie bei DI Stephan Schraml und DI Dr. Ahmed Nabil Belbachir für Ratschläge beim Entwurf der Software zum Auswerten der Messdaten.

Ein besonderer Dank gilt meinem betreuenden Hochschullehrer Prof. Dr.–Ing. habil. René Schüffny sowie Dr.–Ing. Stephan Henker für zahlreiche Diskussionen und Hinweise. Darüber hinaus bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.–Ing. habil. Wolfgang Reinhold für die Bereitschaft zur Anfertigung des Zweitgutachtens.

Ich möchte hiermit auch allen nicht namentlich genannten derzeitigen und ehemaligen Kollegen, die mir während meiner Forschungstätigkeit mit Hinweisen und Ratschlägen zur Seite standen, meinen Dank aussprechen.

Herzlich bedanken möchte ich mich vor allem auch bei meiner Freundin Maura für vielerlei Unterstützung und Verständnis während der langen Phase des Schreibens sowie für das Korrekturlesen dieser Arbeit. Nicht vergessen möchte ich an dieser Stelle schließlich auch meine Eltern, ohne die ich sicher nicht den Punkt der Anfertigung dieser Dissertation erreicht hätte.

Wien, den 12. Dezember 2010

Kurzfassung

Diese Arbeit befasst sich mit dem Entwurf eines asynchron arbeitenden, zeitbasierten CMOS-Bildsensors mit erhöhtem Dynamikbereich und Unterdrückung zeitlich redundanter Daten.

Aufgrund immer kleinerer Strukturgrößen in modernen Prozessen zur Fertigung von Halbleitern und einer gleichzeitig physikalisch bedingt immer geringeren Skalierbarkeit konventioneller Bildsensoren wird es zunehmend möglich und praktikabel, Signalverarbeitungsansätze auf Pixelebene zu implementieren. Unter Berücksichtigung dieser Entwicklungen befasst sich die folgende Arbeit mit dem Entwurf eines neuartigen CMOS-Bildsensors mit nahezu vollständiger Unterdrückung zeitlich redundanter Daten auf Pixelebene. Jedes photosensitive Element in der Matrix arbeitet dabei vollkommen autonom. Es detektiert selbständig Änderungen in der Bestrahlung und gibt den Absolutwert nur beim Auftreten einer solchen Änderung mittels asynchroner Signalisierung nach außen. Darüber hinaus zeichnet sich der entwickelte Bildaufnehmer durch einen, gegenüber herkömmlichen Bildsensoren, deutlich erhöhten Dynamikbereich und eine niedrige Energieaufnahme aus, wodurch das Prinzip besonders für die Verwendung in Systemen für den mobilen Einsatz oder zur Durchführung von Überwachungsaufgaben geeignet ist.

Die Realisierbarkeit des Konzepts wurde durch die erfolgreiche Implementierung eines entsprechenden Bildaufnehmers in einem Standard-CMOS-Prozess nachgewiesen. Durch die Größe des Designs von 304×240 Bildelementen, die den Umfang üblicher Prototypen-Realisierungen deutlich übersteigt, konnte speziell die Anwendbarkeit im Bereich größerer Sensorfelder gezeigt werden. Der Schaltkreis wurde erfolgreich getestet, wobei sowohl das Gesamtsystem als auch einzelne Schaltungsteile messtechnisch analysiert worden sind. Die nachgewiesene Bildqualität deckt sich dabei in guter Näherung mit den theoretischen Vorbetrachtungen.

Abstract

This thesis presents the design of an asynchronous, time-based CMOS dynamic vision and image sensor with high dynamic range and focal-plane temporal redundancy suppression.

Due to decreasing structure sizes in modern semiconductor technologies and physical scaling limitations of standard image sensors, pixel-level signal processing with increased complexity can be implemented in the meantime. Against that background the presented image sensor proposes a new approach to temporal redundancy suppression on pixel-level. The realisation consists of an array of fully autonomous pixels containing a change detector and a photo-measurement device. The change detector initiates the measurement of a new gray-level value only after a change has been detected by the pixel itself. Every element of the array independently and asynchronously requests access to the output channel only when it has a new illumination value to communicate. With increased dynamic range and reduced power consumption the sensor is well suited for mobile and surveillance applications.

The new approach has been realised in a standard CMOS process with a resolution of 304×240 pixels. The prototype has been successfully tested and verifies the approach for larger arrays. The measurement results are in good agreement with theoretical considerations.

Abkürzungen

A/D	Analog–Digital
AER	Address–Event–Representation — Repräsentation von Pulsereignissen durch Ort und Zeit
AIT	Austrian Institute of Technology
APS	Active Pixel Sensor — aus aktiven Pixeln aufgebauter Sensor
ATIS	Asynchronous Time–based Image Sensor — asynchroner zeitbasierter Bildsensor
CCD	Charge–Coupled Device — ladungsgekoppelte Schaltung
CDS	Correlated Double Sampling — korrelierte Doppelabtastung
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor — komplementärer Metall–Oxid–Halbleiter
CQFP	Ceramic Quad Flat Package — flache, vierseitige Gehäusebauform aus keramischem Material
D/A	Digital–Analog
DCT	Discrete Cosine Transformation — diskrete Kosinus–Transformation
DR	Dynamic Range — Dynamikbereich
DSC	Digital Still Camera — Digitalkamera zur Aufnahme von unbewegten Bildern
FIT	Frame–Interline–Transfer — Kombination aus der Übertragung von Zwischenzeilen und gesamtem Bild
FPN	Fixed–Pattern Noise — zufällige Schwankung von Bauelementparametern
FT	Frame–Transfer — Übertragung des gesamten Bildes
HDTV	High Definition Television — hochauflösendes Fernsehen
IT	Interline–Transfer — Übertragung von Zwischenzeilen
JPEG	Joint Photographic Experts Group — Zusammenschluss von Experten auf dem Gebiet der Photographie, bezeichnet auch eine Norm zur Kompression von photographischen Bildern
LOCOS	Local Oxidation of Silicon — lokale Oxidation von Silizium
LSB	Least Significant Bit — niederwertigstes Bit
LTI	Linear Time–Invariant — linear und zeitinvariant
MIM	Metal–Insulator–Metal — Metall–Isolator–Metall
MOS	Metal Oxide Semiconductor — Metall–Oxid–Halbleiter
MPEG	Moving Picture Experts Group — Zusammenschluss von Experten auf dem Gebiet der Bewegtbildphotographie, bezeichnet auch eine Norm zur Kompression von Bewegtbildern

MTF	Modulationstransferfunktion
ND	Neutraldichte
OPV	Operationsverstärker
PFM	Pulsfrequenzmodulation
PPS	Passive Pixel Sensor — aus passiven Pixeln aufgebauter Sensor
PRNU	Photo Response Non-Uniformity — Nichtuniformität bezüglich der Strahlungsempfindlichkeit
PWM	Pulsweitenmodulation
SC	Switched Capacitor — geschaltete Kapazität
SDL	Sub-Diffraction-Limit — Bereich unterhalb der Beugungsgrenze
SNR	Signal-to-Noise Ratio — Signal-Rausch-Verhältnis
SPARC	Scalable Processor Architecture — skalierbare Prozessorarchitektur
SRAM	Static Random Access Memory — statischer Speicher mit wahlfreiem Zugriff
STI	Shallow Trench Isolation — Isolation mittels flacher Gräben
TDI	Time Delay and Integration — Verfahren der Mehrfachintegration bei Zeilensensoren
TSMC	Taiwan Semiconductor Manufacturing Company
TTFS	Time-to-First-Spike — Zeit bis zum ersten Puls
UMC	United Microelectronics Corporation

Physikalische Größen

A	Fläche [m ²]
β	Transistorkonstante [A·V ⁻²]
B	Stromverstärkungsfaktor des Bipolartransistors
B_r	äquivalente Rauschbandbreite [Hz]
C	Kapazität [F], Übertragungsrate [s ⁻¹]
C'	Flächenbelag der Kapazität [F·m ⁻²]
d_{dr}	Sperrschichtdicke [m]
E	Energie [eV]
E_{opt}	Bestrahlungsstärke [W·m ⁻² , lm]
E_{ph}	Beleuchtungsstärke [lm·m ⁻² , lx]
η	Quantenwirkungsgrad
f	Frequenz [Hz], Brennweite einer Linse [m]

f_0	Grenzfrequenz einer Linse [m^{-1}]
f_x	Ortsfrequenz [m^{-1}]
G	elektrischer Leitwert [$\text{A}\cdot\text{V}^{-1}$]
g_m	Transkonduktanz eines MOS-Transistors [$\text{A}\cdot\text{V}^{-1}$]
g_{DS}	Ausgangsleitwert eines MOS-Transistors [$\text{A}\cdot\text{V}^{-1}$]
G_{opt}	optische Generationsrate [$\text{W}\cdot\text{m}^{-3}$]
I	elektrische Stromstärke [A]
\bar{I}	Effektivwert des Rauschstromes [A]
I_0	Subthreshold-Sättigungsstrom [A]
I_S	Sättigungssperrstrom einer Diode [A]
J	elektrische Stromdichte [$\text{A}\cdot\text{m}^{-2}$, $\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$]
λ	Wellenlänge [m], Kanallängenmodulationsfaktor [V^{-1}]
κ	Blendenzahl
K'	Stromverstärkungsfaktor des MOS-Transistors [$\text{A}\cdot\text{V}^{-2}$]
K_f	technologieabhängiger Parameter zur Modellierung des 1/f-Rauschens von MOS-Transistoren [$\text{A}^2\cdot\text{s}^2\cdot\text{m}^{-2}$]
L	Kanallänge des MOS-Transistors [m], Leuchtdichte [$\text{cd}\cdot\text{m}^{-2}$]
L_n, L_p	Diffusionslänge der Elektronen und Löcher in Halbleitermaterialien [m]
L_D	Driftlänge von Ladungsträgern in Halbleitermaterialien [m]
m_c^*	effektive Masse der Elektronen im Leitungsband [kg]
m_v^*	effektive Masse der Löcher im Valenzband [kg]
μ_n	Beweglichkeit der Elektronen im Kanal [$\text{m}^2\cdot\text{V}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$]
n	Subthreshold-Faktor (Emissionskoeffizient)
N	Anzahl der Photonen
N_D, N_A	Störstellendotierung n- und p-dotierter Gebiete [m^{-3}]
n_e	Anzahl der (Rausch)-Elektronen
n_i	intrinsische Ladungsträgerkonzentration [m^{-3}]
n_{pn}	Emissionskoeffizient
N_{sub}	Dotierungsdichte des Halbleitersubstrates [m^{-3}]
Φ	Photonenflussdichte [$\text{m}^{-2}\cdot\text{s}^{-1}$]
ϕ_f	Oberflächenpotenzial [V]
p_n, n_p	Minoritätsladungsträgerkonzentration [m^{-3}]
Q	Ladung [C]
\bar{Q}	mittlere Schwankung der Ladung [C]

R	Autokorrelationsfunktion, elektrischer Widerstand [$V \cdot A^{-1}$]
r	Radius [m]
R_i	spektrale Stromempfindlichkeit [$A \cdot W^{-1}$]
R_{opt}	optischer Reflexionsgrad
R_u	spektrale Empfindlichkeit des Spannungshubes in Abhängigkeit der Bestrahlungsstärke [$V \cdot lx^{-1} \cdot s^{-1}$]
τ	Lebensdauer der Ladungsträger [s]
S	spektrale Rauschleistungsdichte [$V^2 \cdot Hz^{-1}$, $A^2 \cdot Hz^{-1}$]
T	Temperatur [K], Periodendauer [s], optischer Transmissionsgrad
t	Zeit [s]
t_r	Transitzeit der Ladungsträger [s]
U	elektrische Spannung [V], Umfang [m]
\bar{U}	Effektivwert der Rauschspannung [V]
U_D	Drain–Spannung eines MOS–Transistors [V]
U_{diff}	Diffusionsspannung [V]
U_{DS}	Drain–Source–Spannung eines MOS–Transistors [V]
U_G	Gate–Spannung eines MOS–Transistors [V]
U_{GS}	Gate–Source–Spannung eines MOS–Transistors [V]
U_S	Source–Spannung eines MOS–Transistors [V]
U_T	Schwellspannung des MOS–Transistors [V]
U_{T0}	Schwellspannung des MOS–Transistors bei einer Source–Bulk–Spannung von 0V [V]
ΔU_T	prozess– und dimensionierungsabhängige Abweichung der Schwellspannung vom Nominalwert [V]
U_t	Temperaturspannung [V]
v	Kleinsignalverstärkung, Geschwindigkeit [$m \cdot s^{-1}$]
W	Kanalweite des MOS–Transistors [m]
$\overline{X^2(t)}$	mittlere Rauschleistung des Prozesses X

Physikalische und materialabhängige Konstanten

α	optischer Absorptionskoeffizient (materialabhängig) [m^{-1}]
A_{UT}	prozessabhängiger Parameter zur Beschreibung der Schwellspannungsschwankung des MOS–Transistors [$V \cdot \mu m$]
A_β	prozessabhängiger Parameter zur Beschreibung der Schwankung der Transistorkonstante [$\% \cdot \mu m$]
c	Lichtgeschwindigkeit im Vakuum $2,99792458 \cdot 10^8 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$

D_n, D_p	Diffusionskoeffizient der Elektronen und Löcher (materialabhängig) [$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$]
ε_0	Permittivität des Vakuums $8,85418782\cdot 10^{-12} \text{ A}\cdot\text{s}\cdot\text{V}^{-1}\cdot\text{m}^{-1}$
ε_r	relative Permittivität (materialabhängig) [$\text{A}\cdot\text{s}\cdot\text{V}^{-1}\cdot\text{m}^{-1}$]
ε_{Si}	Permittivität von Silizium $11,7\cdot\varepsilon_0$ [$\text{A}\cdot\text{s}\cdot\text{V}^{-1}\cdot\text{m}^{-1}$]
e	Elementarladung $1,60217649\cdot 10^{-19} \text{ C}$
h	Plancksches Wirkungsquantum $6,6260693\cdot 10^{-34} \text{ J}\cdot\text{s}$
k	Boltzmann–Konstante $1,38065042\cdot 10^{-23} \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}$

Einführung

Während der technologische Fortschritt im Bereich der digitalen Bildaufnehmer in der Vergangenheit maßgeblich von der Entwicklung bei CCD¹-Bildsensoren dominiert wurde, gewinnen CMOS²-Bildgeber seit Mitte der 1990er Jahre kontinuierlich an Bedeutung. Eine deutlich verbesserte Bildqualität, ein allgemein niedrigerer Energiebedarf und nicht zuletzt der Möglichkeit einer gemeinsamen Integration von Bildaufnehmer und Funktionen zur Kamerasteuerung sowie Signalverarbeitung auf einem Schaltkreis, was wiederum die Produktionskosten des Gesamtsystems im Vergleich zu Kameramodulen auf Basis von CCD-Bildsensoren senkt, sind entscheidende Gründe für die zunehmende Verbreitung von CMOS-Bildgebern.

Die sich stark verringernden Strukturbreiten in modernen CMOS-Fertigungsprozessen erlauben es, immer mehr solche zusätzliche Funktionalität auf einem Chip zu realisieren. Aufgrund optischer Beschränkungen und aus Gründen der Störanfälligkeit kann dabei die Größe der lichtempfindlichen Fläche eines Pixels³ allerdings ohne Einbußen in der Bildqualität kaum noch gesenkt werden, während die Verkleinerung der Halbleiter-Strukturen weiterhin rasant voranschreitet. Damit wird auch eine Signalverarbeitung auf Pixelebene zunehmend interessant und praktikabel, da eine immer größere Anzahl von Transistoren im Pixel selbst integriert werden kann, ohne dessen Fläche deutlich zu erhöhen. Die Signalverarbeitung auf Pixelebene verspricht dabei gegenüber dem klassischen Ansatz der räumlichen Trennung von Bildaufnahme und Signalverarbeitung einige signifikante Vorteile. Dazu zählen u.a. eine deutliche Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes, eine Erhöhung des Dynamikbereiches und der Verarbeitungsgeschwindigkeit, eine Senkung des Energiebedarfs sowie die Möglichkeit, neuartige Funktionalitäten und Verarbeitungsstrukturen zu implementieren. Klassische Bildverarbeitung basiert darüber hinaus im Allgemeinen auf der Auswertung von, mit einer bestimmten Rate aufgenommen, aufeinander folgenden Bildern. Die Bildinformation muss dabei fortlaufend akquiriert, gewandelt, übertragen, verarbeitet und gespeichert werden. Da dies unabhängig vom Inhalt der aufgenommenen Szene geschieht, besteht meist eine starke Redundanz zwischen aufeinander folgenden Bildern. Der dafür jetzt schon notwendige Mehraufwand an Übertragungsbandbreite, Speichergröße, Rechenleistung und Energie wird dabei mit fortschreitender Zunahme der Pixelanzahl und Erhöhung der Bildrate zukünftig noch deutlich steigen.

Unter Berücksichtigung dieser Entwicklungen befasst sich die folgende Arbeit mit dem Entwurf eines neuartigen CMOS-Bildsensors mit nahezu vollständiger Unterdrückung zeitlich redundanter Daten auf Pixelebene. Jedes photosensitive Element in der Matrix arbeitet dabei vollkommen autonom. Es detektiert selbständig Änderungen in der Bestrahlung und gibt den Absolutwert nur beim Auftreten einer entsprechenden Änderung mittels asynchroner Signalisierung nach außen. Darüber hinaus zeichnet sich der entwickelte Bildaufnehmer durch einen, gegenüber herkömmlichen Bildsensoren, deutlich erhöhten Dynamikbereich und eine niedrige Energieaufnahme aus, wodurch das Konzept besonders für die Verwendung in Systemen für den mobilen Einsatz oder zur Durchführung von Überwachungsaufgaben geeignet ist.

¹Charge-Coupled Device — ladungsgekoppelte Schaltung

²Complementary Metal Oxide Semiconductor — komplementärer Metall-Oxid-Halbleiter

³*Pixel* ist ein Akronym des englischen Begriffes **picture element** (Bildelement)

Die vorliegende Arbeit ist in fünf Kapitel gegliedert. Im ersten Abschnitt wird auf die physikalischen Grundlagen der Strahlungsmessung mit Halbleitern eingegangen, eine Übersicht über digitale Bildaufnehmer gegeben und Limitierungen bestehender CMOS-Bildsensoren aufgezeigt. Im zweiten Kapitel wird das Konzept der zeitbasierten Messung der Strahlungsintensität erläutert und ein neuartiges Verfahren der korrelierten Doppelabtastung für zeitbasierte Bildsensoren eingeführt. Der Abschnitt befasst sich weiterhin mit verschiedenen Verfahren der Bildkompression. Aus diesen Vorbetrachtungen wird schließlich das neuartige ATIS⁴-Konzept zur Redundanzunterdrückung auf Pixelebene abgeleitet und eine entsprechende Sensorarchitektur mit den notwendigen Ausleseverfahren präsentiert. Im dritten Kapitel werden wichtige Implementierungsdetails des ATIS-Bildelementes vorgestellt, während der vierte Abschnitt schließlich Messergebnisse des realisierten Bildaufnehmers zeigt. Im letzten Teil erfolgt eine Zusammenfassung der Arbeit. Darüber hinaus wird ein kurzer Ausblick auf mögliche zukünftige Entwicklungen gegeben.

⁴Asynchronous Time-based Image Sensor — asynchroner zeitbasierter Bildsensor

Inhaltsverzeichnis

Einführung	15
----------------------	----

Kapitel I Halbleiter-Photosensoren

1. Einführung	21
2. Physikalische Grundlagen	21
2.1. Wechselwirkung zwischen Photonen und Materie	21
2.2. Ladungsträgergenerierung in Halbleitermaterialien	22
2.3. Photowiderstand	23
2.4. Photodiode	24
2.5. Phototransistor	28
2.6. Photogate	29
3. Digitale Bildaufnehmer	30
3.1. CCD-Bildsensoren	31
3.2. CMOS-Bildsensoren	33
3.2.1. Passives Photodioden-Pixel	35
3.2.2. Aktives Photodioden-Pixel	36
3.2.3. Aktives Photogate-Pixel	39
3.2.4. Aktives Pinned-Photodioden-Pixel	40
3.2.5. Aktives logarithmisches Photodioden-Pixel	42
4. Limitierungen von CMOS-Bildsensoren	43
4.1. Dunkelstrom	43
4.2. Rauschen	45
4.2.1. Zeitliches Rauschen	46
4.2.2. Rauschmodell der Photodiode	49
4.2.3. Rauschmodell des MOS-Transistors	52
4.2.4. Örtliches Rauschen	53
4.2.5. Methoden zur Rauschminderung	54
4.3. Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis	57
4.4. Empfindlichkeit	63
4.5. Bildrate und zeitliche Auflösung	64
4.6. Pixelgröße	65

Kapitel II ATIS — Asynchronous Time-based Image Sensor

1. Einführung	73
2. Zeitbasierte Bildsensoren	73
2.1. Pulsfrequenzmodulierte und pulswertenmodulierte Datenrepräsentation	74
2.2. Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis	76
2.3. Einfluss von Fehlern bei der Zeitmessung	78
2.4. Örtliches Rauschen und korrelierte Doppelabtastung	79
3. Kompression von Bilddaten	85
3.1. Konventionelle Kompressionsverfahren für Einzel- und Bewegtbilder	85
3.2. Datenkompression auf Pixelebene	87

4. ATIS — Asynchronous Time-based Image Sensor	91
4.1. Bildelement	91
4.2. Ausleseverfahren und Sensorarchitektur	95
4.3. Betriebsarten	100
4.3.1. ATIS-Modus	100
4.3.2. Globaler Rücksetzmodus	104
4.3.3. Sequenzieller Rücksetzmodus	104
5. Signalverarbeitung auf Pixelebene — ein möglicher Weg für die Zukunft?	111
5.1. Nutzung der Skalierungseffekte	112
5.2. Bildsensoren in Sub-100nm-Prozessen	114

Kapitel III Implementierung

1. Einführung	119
2. Zeitbasiertes Bildelement	119
2.1. Photodetektor	119
2.2. Komparator	121
2.3. Digitale Ausgabeschaltung	132
3. Schaltung zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung	136
3.1. Analoger Schaltungsteil	137
3.2. Digitaler Schaltungsteil	141
4. Layout	142

Kapitel IV Messergebnisse

1. Einführung	149
2. Bildelement	149
2.1. Zeitbasierte Messung der Bestrahlung	149
2.2. Schaltung zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung	156
3. Sensorfeld	161
3.1. Zeitbasierte Messung der Bestrahlung	161
3.2. Änderungsdetektor	169
3.3. ATIS-Modus	172

Kapitel V Zusammenfassung und Ausblick

Literaturverzeichnis

Veröffentlichungen

Kurzlebenslauf

Kapitel I
Halbleiter-Photosensoren

1. Einführung

Im nachfolgenden Kapitel soll ein umfassender Einblick in das Gebiet der elektronischen Bildaufnahme gegeben werden. Ausgehend von den physikalischen Grundlagen der Strahlungsabsorption in Halbleitermaterialien wird dabei zuerst auf die wichtigsten photosensitiven Bauelemente in den beiden heute dominanten Herstellungsverfahren (CCD und CMOS) von integrierten Bildsensoren eingegangen. Nachfolgend findet eine stärkere Fokussierung auf den Bereich der CMOS-Bildaufnahme statt, insbesondere werden verschiedene Realisierungsvarianten vorgestellt, bestehende Limitierungen klassischer aktiver Pixelschaltungen erörtert und aktuelle Entwicklungstrends aufgezeigt.

2. Physikalische Grundlagen

2.1. Wechselwirkung zwischen Photonen und Materie

In den vergangenen 200 Jahren, in denen die analoge Photographie das einzig praktikable Verfahren zur Erzeugung von Lichtbildern war, sind ausschließlich chemische Reaktionen von photosensitiven Materialien auf eingestrahktes Licht zur Erzeugung der Abbilder genutzt wurden. Für die Realisierung von elektronischen Bildaufnehmern hingegen, ist die Verwendung elektrischer Bauelemente, deren Eigenschaften sich durch die Wechselwirkung zwischen Photonen und Materie ändern, zur Messung der Strahlungsenergie notwendig.

Grundsätzlich kann dabei zwischen drei Arten der Wechselwirkung von Photonen und Materie unterschieden werden — *Paarbildung*, *Compton-Effekt* und *lichtelektrischem Effekt*.

Unter *Paarbildung* versteht man die Bildung eines Teilchen–Antiteilchen–Paares aus einem Photon. Ein Beispiel dafür ist die Erzeugung eines Elektron–Positron–Paares durch die Wechselwirkung eines Photons mit dem elektromagnetischen Feld eines Atomkerns. Die Energie des Photons wird dabei in die Ruhemassen der beiden Teilchen und ihre kinetischen Energien umgewandelt. Ein kleiner Teil der Energie des Photons wird außerdem dem Atomkern, in dessen Feld die Paarbildung stattfindet, als kinetische Energie zugeführt. Da die Energie des Photons mindestens der Summe der Ruheenergien der zu erzeugenden Teilchen entsprechen muss, ist *Paarbildung* vor allem bei sehr energiereicher Strahlung ($>1\text{MeV}$) (z.B. Gammastrahlung) der vorherrschende Prozess der Wechselwirkung zwischen Photonen und Materie.

Der *Compton-Effekt* beschreibt die Streuung eines Photons an einem freien Elektron. Das Photon wird dabei unter einem bestimmten Winkel abgelenkt und gibt einen Teil seiner Energie an das Elektron ab. Bei schwach gebundenen Außenelektronen können diese durch die zugeführte Energie auch aus dem Atom gelöst werden. Da der *Compton-Effekt* gerade dann auftritt, wenn die Energie des Photons näherungsweise der Ruheenergie des Elektrons entspricht, ist dies der dominierende Wechselwirkungsprozess zwischen Photonen und Materie bei einer Strahlungsenergie zwischen ca. 100keV und 1MeV .

Unter dem Begriff *lichtelektrischer Effekt* werden drei verwandte physikalische Phänomene zusammengefasst — *Photoionisation* sowie *äußerer* und *innerer lichtelektrischer Effekt*. Die drei Prozesse haben gemein, dass durch die Wechselwirkung zwischen Photon

und Materie Energie auf ein Elektron übertragen wird. Bei *Photoionisation* und *äußere lichtelektrische Effekt* werden dabei aus Atomen Elektronen herausgelöst. Die dafür benötigte Energie ist materialabhängig und zum Teil so niedrig (einige Elektronenvolt), dass sie von Quanten des sichtbaren bzw. ultravioletten Lichtes aufgebracht werden kann. Der *innere lichtelektrische Effekt* als dominierender Prozess der Ladungsträgergeneration in Halbleitern wird im nächsten Abschnitt näher erläutert.

2.2. Ladungsträgergenerierung in Halbleitermaterialien

Für den Aufbau von Lichtsensoren auf Basis von Halbleitermaterialien wird der *innere lichtelektrische Effekt* genutzt, welcher beim Eindringen von Photonen in das entsprechende Material zu beobachten ist. Der *innere lichtelektrische Effekt* ist durch die Bildung von Elektronen–Loch–Paaren gekennzeichnet, wobei die Energie des auftreffenden Lichtquants an das Elektron übergeht und dieses daraufhin üblicherweise vom Valenzband in das Leitungsband gehoben wird. Damit stehen im Halbleiter, in dem ursprünglich nur wenige freie Ladungsträger vorhanden sind, zusätzlich frei bewegliche Elektronen zur Verfügung, welche zum Stromfluss beitragen können.

Damit das Elektron ins Valenzband gehoben werden kann, muss die Energie E_{ph} des Photons größer als der Bandabstand E_g zwischen Valenz– und Leitungsband sein

$$E_{ph} = h \frac{c}{\lambda} \geq E_g \quad (\text{I.1})$$

mit dem Planckschen Wirkungsquantum h , der Wellenlänge λ und der Lichtgeschwindigkeit c . Der Bandabstand ist materialabhängig und beträgt beispielsweise für Silizium bei einer Temperatur von 300K 1,12eV. Daraus ergibt sich nach Gleichung (I.1) eine maximal detektierbare Wellenlänge von $\lambda=1,1\mu\text{m}$ für dieses Material. Photonen oberhalb dieser Wellenlänge transmittieren durch den Halbleiter und tragen nicht zur Generierung von Ladungsträgern bei.

Die absorbierten Photonen dringen, in Abhängigkeit der Wellenlänge der Strahlung, unterschiedlich tief ins Material ein. Die Eindringtiefe steigt dabei im Allgemeinen mit der Wellenlänge des Lichtes an, das heißt, energiereiche Photonen werden oberflächennäher absorbiert. Da die Absorption an jedem Ort des Halbleiters weiterhin proportional zur dort vorhandenen Photonenflussdichte Φ ist, folgt ein exponentieller Zusammenhang zwischen Eindringtiefe x und der ortsabhängigen Photonenflussdichte $\Phi(\lambda, x)$

$$\Phi(\lambda, x) = \Phi(\lambda, 0) e^{-\alpha(\lambda)x} \quad (\text{I.2})$$

wobei $\Phi(\lambda, 0)$ die Photonenflussdichte an der Oberfläche des Halbleiters definiert und $\alpha(\lambda)$ den materialabhängigen Absorptionskoeffizienten darstellt. Der Absorptionskoeffizient ist dabei der Kehrwert der Eindringtiefe, bei der die Photonenflussdichte um den Faktor $1/e$ abgenommen hat. Die Photonenflussdichte $\Phi(\lambda, 0)$ an der Oberfläche des Halbleiters kann in Abhängigkeit von der Bestrahlungsstärke E_{opt} und dem Reflexionsgrad R_{opt} der Oberfläche bestimmt werden:

$$\Phi(\lambda, 0) = (1 - R_{opt}) \frac{\lambda}{hc} E_{opt}(\lambda) \quad (\text{I.3})$$

Die Anzahl N der Photonen, die bis zu einer Tiefe d im Halbleiter absorbiert werden, berechnet sich entsprechend zu:

$$N(\lambda) = \Phi(\lambda, 0) (1 - e^{-\alpha(\lambda)d}) \quad (\text{I.4})$$

Die optische Generationsrate G_{opt} der Elektron–Loch–Paare kann durch Differenziation der Photonenflussdichte nach Gleichung (I.3) berechnet werden:

$$G_{opt}(\lambda, x) = -\frac{d\Phi(\lambda, x)}{dx} = \alpha(\lambda)\Phi(\lambda, 0)e^{-\alpha(\lambda)x} \quad (\text{I.5})$$

Die optische Generationsrate von Ladungsträgern in Halbleitern hängt somit von materialabhängigen Größen, dem Ort der Generierung im Material sowie der Wellenlänge und der Dichte der einfallenden Strahlung ab.

Zusätzlich zur Ladungsträgergeneration existiert im Halbleiter mit der Rekombination ein Prozess, welcher der Bildung von Elektron–Loch–Paaren entgegenwirkt. Die durch optische Generierung erzeugten Ladungsträger rekombinieren dabei, unter Abgabe von Strahlung oder Wärmeenergie, nach einer bestimmten Zeit selbständig. Da die Rekombinationsrate proportional zur Anzahl der freien Ladungsträger ist, befinden sich Generations- und Rekombinationsrate in einem Gleichgewicht. Um die Photogeneration für die Strahlungsmessung zu nutzen, müssen die Ladungsträger vor der Rekombination getrennt werden. Dies geschieht durch Anlegen eines externen elektrischen Feldes oder der Bildung einer Raumladungszone. Die technische Realisierung entsprechender Sensorelemente wird in den nächsten Abschnitten erläutert.

2.3. Photowiderstand

Der Photowiderstand stellt das einfachste Bauelement zur Strahlungsmessung auf Halbleiterbasis dar. Das Sensorelement besteht aus einem homogen dotierten Stück Halbleitermaterial mit zwei Kontakten.

Die Bestrahlung des Photowiderstandes mit Licht der entsprechenden Wellenlänge führt zur Generierung von freien Ladungsträgern, wodurch sich die Leitfähigkeit des Photowiderstandes proportional zur Bestrahlungsstärke erhöht. Mittels einer extern angelegten Spannung können die photogenerierten Ladungsträger getrennt werden, bevor sie rekombinieren, was einem Stromfluss durch den Photowiderstand zur Folge hat. Neben dem durch Photogeneration erzeugten Strom fließt zusätzlich noch ein temperaturabhängiger, lichtinvarianter Dunkelstrom. Für die Dichte des durch Photonen induzierten Stromes in einem n-dotierten Halbleiter gilt nach [Hen05]

$$J_{ph}(\lambda) = e\Phi(\lambda, 0)\left(1 - e^{-\alpha(\lambda)d}\right)\frac{\tau}{t_r} \quad (\text{I.6})$$

mit der Lebensdauer τ der Ladungsträger und der Transitzeit t_r . Das Verhältnis τ/t_r wird dabei als Gewinn bezeichnet. Um diesen Faktor übersteigt die Anzahl der photogenerierten Ladungsträger im Photowiderstand die Anzahl der Photonen, die im gleichen Zeitraum auf dem Halbleiter treffen und ein Elektron–Loch–Paare erzeugen. Unter realistischen Bedingungen (entsprechende Dotierungskonzentration und Geometrie des Sensors) ist dieses Verhältnis größer 1 (kann beispielsweise für kristallines Silizium den Wert 1000 [SN07] erreichen), was darauf zurückzuführen ist, dass die photogenerierten Ladungsträger im Mittel erst nach der Zeit τ durch Rekombination verschwinden, bis dahin jedoch zirkulieren und auf diese Weise zum Stromfluss beitragen. Dieses Verhalten bedingt allerdings gleichzeitig ein langsames Ansprechen des Photowiderstandes auf Änderungen in der Bestrahlungsstärke.

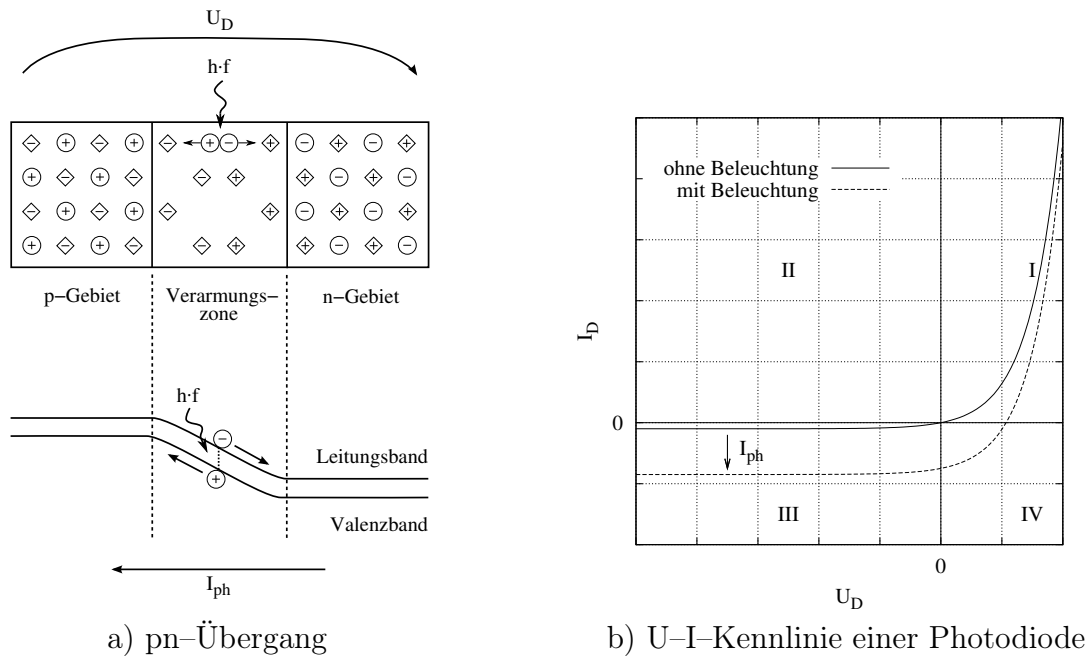


Abbildung I.1: pn-Übergang und U-I-Kennlinie einer Photodiode

Dem Vorteil der hohen Verstärkung (Gewinn) stehen somit die Nachteile der niedrigen zeitlichen Auflösung und zusätzlich eines hohen lichtinvarianten Dunkelstroms [LKI⁺02] gegenüber. Ein Sensor auf Basis eines Photowiderstandes ist daher zur genauen Messung der Strahlungsintensität nicht geeignet, kann allerdings bei niedrigeren Anforderungen an die Genauigkeit, beispielsweise als Detektor bei Lichtschranken oder als Dämmerungsschalter, Verwendung finden.

2.4. Photodiode

Die Photodiode stellt ein wichtiges elektronisches Bauelement zur Strahlungsmessung auf Halbleiterbasis dar. Das Sensorelement besteht aus einer mindestens zweischichtigen Halbleiterstruktur, die einfach und kostengünstig in jedem Standardprozess zur Fertigung von Halbleitererzeugnissen hergestellt werden kann. Durch Bestrahlung mit Licht der entsprechenden Wellenlänge werden in den dotierten Gebieten der Diode Elektron-Loch-Paare gebildet. Findet die Generierung in der Verarmungszone zwischen p- und n-Schicht statt, treffen die Ladungsträger aufgrund des elektrischen Feldes in die entgegengesetzt geladenen Gebiete (Abbildung I.1 a). Werden Ladungsträger außerhalb der Raumladungszone erzeugt, können sie in die Verarmungszone diffundieren und ebenfalls zum Photostrom beitragen.

Im Gegensatz zum Photowiderstand ist die Photodiode als Photosensor zur genauen Messung von Strahlungsintensitäten geeignet, da der lichtinvariante Dunkelstrom aufgrund der Verarmungszone zwischen p- und n-dotierten Gebieten signifikant geringer ist und mittels des elektrischen Feldes in der Raumladungszone eine sofortige Separierung der generierten Ladungsträger stattfindet, wodurch die Ansprechzeit der Photodiode wesentlich niedriger als die des Photowiderstandes ist.

Ein einfaches Modell zur Beschreibung der Strom–Spannungs–Abhängigkeit einer pn–Diode ist die Shockley–Gleichung, die um einen Term zur Darstellung des Photostromes I_{ph} erweitert werden kann

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{e U_D}{n_{pn} k T}} - 1 \right) - I_{ph} \quad (\text{I.7})$$

wobei I_D den Strom durch die Diode und U_D die Spannung über der Diode beschreibt. I_S ist der Sättigungssperrstrom, T die Temperatur, k die Boltzmann–Konstante und n_{pn} der Emissionskoeffizient. Der Wert von n_{pn} variiert dabei zwischen 1 und 2, je nachdem wie sich der Gesamtdiodenstrom zusammensetzt. Besteht I_D hauptsächlich aus Drift- und Diffusionsströmen gilt $n_{pn} \approx 1$. Überwiegt die Ladungsträgergeneration in der Raumladungszone, ist $n_{pn} \approx 2$. Für Spannungen $U_D > 0V$ arbeitet die pn–Diode in Durchlassrichtung, wobei der Diodenstrom I_D exponentiell von U_D abhängt und kleine Ströme, wie Leck– oder Photoströme, vergleichsweise vernachlässigbar sind. Bei $U_D < 0V$ wird die Diode in Sperrrichtung betrieben und der Diodenstrom I_D setzt sich aus dem Photostrom I_{ph} sowie dem Dunkelstrom I_S zusammen. Der Dunkelstrom besteht dabei nach [Bus05] aus thermischem Generations–/Rekombinationsstrom, Diffusionsdunkelstrom, Driftdunkelstrom, Tunneldunkelstrom und Oberflächenleckstrom.

Eine Photodiode kann grundsätzlich auf zwei verschiedene Weisen zur Umwandlung von Strahlungsenergie in elektrische Energie genutzt werden. In der Photovoltaik–Betriebsart ist die Diode mit einer Last verbunden, sodass durch den Photostrom eine positive Spannung über der Diode abfällt. Eine Solarzelle arbeitet daher im IV. Quadranten der Spannung–Strom–Kennlinie der Diode (Abb. I.1 b). Im Photodetektions–Modus, dem für Photosensoren relevanten Arbeitsbereich, erfolgt der Betrieb der Diode im III. Quadranten. Dabei wird an die Photodiode entweder eine negative Spannung angelegt, um den Photostrom zu messen, oder die Diode im Leerlauf verwendet, um die Spannung an den Kontakten zu ermitteln.

In Standard–CMOS–Prozessen gefertigte Photodioden setzen sich sowohl aus einem vertikalen und als auch einem lateralen Anteil zusammen. Die Sensitivität der Dioden bezüglich der Wellenlänge unterscheidet sich je nach Ausrichtung. Wird der Anteil der lateralen Diode erhöht, kann beispielsweise die Empfindlichkeit für kurze Wellenlängen gesteigert werden [Sch01]. Die nachfolgenden Betrachtungen beziehen sich vereinfachend, soweit nicht anders angegeben, allerdings auf vertikale Photodioden. Für detailliertere Ausführungen, speziell Betrachtungen zu lateralen Photodioden, seien [Bus05] und [Moi97] empfohlen.

Der Photostrom in der Diode setzt sich aus den in der Verarmungszone erzeugten Ladungsträgern (J_{dr}) sowie den außerhalb der Verarmungszone generierten und dahin diffundierten (J_{diff}) Elektron–Loch–Paaren zusammen. Für die photogenerierte Stromdichte gilt daher:

$$J_{ph}(\lambda) = J_{dr}(\lambda) + J_{diff}(\lambda) \quad (\text{I.8})$$

$J_{dr}(\lambda)$ berechnet sich, unter Vernachlässigung der Rekombination in der Verarmungszone, aus dem Integral der Generationsrate nach Gleichung (I.5) über der Dicke d_{dr} der Verarmungszone in der Tiefe x_{dr} zu:

$$J_{dr}(\lambda) = e \int_{x_{dr}}^{x_{dr}+d_{dr}} G_{opt}(\lambda, x) dx \quad (\text{I.9})$$

Unter der Annahme einer nur dünnen Schicht eines p-dotierten Gebietes über der Raumladungszone einer vertikal aufgebauten Diode ($x_{dr} \rightarrow 0$) folgt damit:

$$J_{dr}(\lambda) = e \Phi(\lambda, 0) (1 - e^{-\alpha(\lambda) d_{dr}}) \quad (\text{I.10})$$

Bei der Bestimmung des Diffusionsanteils werden nur die im n-dotierten Gebiet erzeugten Ladungsträger berücksichtigt. Die Dicke der p-dotierten Schicht wird im Verhältnis zur Eindringtiefe $1/\alpha$ als vernachlässigbar angenommen. Zur Berechnung des Diffusionsstromes muss das Halbleitergleichungssystem unter Hinzunahme der Photogeneration angesetzt werden

$$D_p \frac{d^2 p_n(x)}{dx^2} - \frac{p_n(x) - p_{n0}}{\tau_p} + G_{opt}(\lambda, x) = 0 \quad (\text{I.11})$$

mit dem Diffusionskoeffizienten D_p und der Lebensdauer τ_p der Löcher sowie der Minoritätsladungsträgerkonzentration p_n der Löcher und deren Wert p_{n0} im thermischen Gleichgewicht. Nach [YPEC04] folgt daraus

$$J_{diff}(\lambda) = e p_{n0} \left(\frac{D_p}{L_p} \right) + e \Phi(\lambda, 0) \frac{\alpha(\lambda) L_p}{1 + \alpha(\lambda) L_p} e^{-\alpha(\lambda) d_{dr}} \quad (\text{I.12})$$

wobei L_p die Diffusionslänge der Löcher im n-dotierten Gebiet ist und $L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$ gilt. Für die Dichte J_{ph} des gesamten photogenerierten Stromes ergibt sich aus den Gleichungen (I.10) und (I.12) somit:

$$J_{ph}(\lambda) = e \Phi(\lambda, 0) \left(1 - \frac{1}{1 + \alpha(\lambda) L_p} e^{-\alpha(\lambda) d_{dr}} \right) + e p_{n0} \left(\frac{D_p}{L_p} \right) \quad (\text{I.13})$$

Die Dicke d_{dr} der Sperrschicht berechnet sich dabei für einen abrupten pn-Übergang zu

$$d_{dr} = \sqrt{\frac{2 \varepsilon_0 \varepsilon_r}{e} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (U_{diff} - U_D)} \quad (\text{I.14})$$

mit der relativen Permittivität ε_r , der Permittivität des Vakuums ε_0 , den Störstellen-Dotierungen der n- und p-Gebiete N_D und N_A sowie der Diffusionsspannung U_{diff} .

Aus Gleichung (I.13) ist ersichtlich, dass die Photostromdichte mit der Ausdehnung der Raumladungszone steigt. Um die Dichte des Photostromes zu erhöhen, sollte die Verarmungszone daher, soweit dies durch Eingriffe in den Herstellungsprozess möglich ist, maximiert werden. Aus Gleichung (I.14) ist darüber hinaus zu erkennen, dass die Raumladungszone auch durch das Anlegen einer möglichst hohen Spannung in Sperrrichtung, vergrößert werden kann. Die mit der höheren Spannung einhergehende, gesteigerte Feldstärke in der Verarmungszone erhöht gleichzeitig die Driftgeschwindigkeit der Ladungsträger, was zusätzlich einen positiven Einfluss auf die Ansprechzeit der Photodiode hat. Eine weitere Möglichkeit zur Vergrößerung der Verarmungszone ist das zusätzliche Einbringen einer nur schwach dotierten oder undotierten Schicht zwischen n- und p-Gebiet. Photodioden mit diesem Aufbau werden als PIN-Dioden bezeichnet, wobei „I“ auf die intrinsische Schicht zwischen n- und p-dotiertem Bereich hinweist. Die Eigenschaften dieser Photosensoren können dabei durch die Wahl der Dicke der intrinsischen Schicht direkt beeinflusst werden.

Neben dem Photostrom wird durch die Ausdehnung der Raumladungszone auch die Größe der Sperrschichtkapazität der Photodiode bestimmt. Nach [GHLM01] gilt für deren Kapazitätsbelag C'_D

$$C'_D = \sqrt{\frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r e N_A N_D}{2(N_A + N_D) U_{diff}}} \cdot \sqrt{\frac{U_{diff}}{U_{diff} - U_D}} = \frac{C_{D0'}}{\sqrt{1 - \frac{U_D}{U_{diff}}}} \quad (\text{I.15})$$

wobei C'_{D0} der Kapazitätsbelag C'_D einer Diode bei der Spannung $U_D=0\text{V}$ ist. Aus Gleichung (I.15) wird auch eine Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität ersichtlich, wobei der Wert für fallende Spannungen (entsprechend für steigende Spannungen in Sperrrichtung) sinkt. Die Gültigkeit von (I.15) setzt allerdings konstante Dotierungsprofile in den p- und n-Gebieten sowie einen abrupten pn-Übergang voraus. Im Allgemeinen ist der Übergang jedoch durch ein abgestuftes Dotierungsprofil gekennzeichnet. Dabei wird die Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität für $U_D < U_{diff}/2$ nach [CG71] besser durch

$$C'_D = \frac{C_{D0'}}{\sqrt[3]{1 - \frac{U_D}{U_{diff}}}} \quad (\text{I.16})$$

beschrieben. Dies entspricht in erster Näherung auch dem Modell der Diodenkapazität, das von Herstellern integrierter CMOS-Schaltungen für Schaltungssimulationen zur Verfügung gestellt wird, wobei jedoch zusätzlich eine Unterscheidung zwischen vertikalem und lateralem Anteil der Diodenkapazität erfolgt.

Die Effizienz einer Photodiode wird durch den Quantenwirkungsgrad $\eta(\lambda)$ beschrieben, welcher durch das Verhältnis der generierten Elektron-Loch-Paare zur Anzahl der einfallenden Photonen definiert ist:

$$\eta(\lambda) = \frac{h c J_{ph}(\lambda)}{\lambda e E_{opt}(\lambda)} \quad (\text{I.17})$$

Unter Vernachlässigung des im Allgemeinen gegenüber dem ersten Term sehr viel kleineren zweiten Terms in Gleichung (I.13) folgt aus den Gleichungen (I.13) und (I.17):

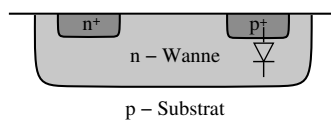
$$\eta(\lambda) = (1 - R_{opt}) \left(1 - \frac{1}{1 + \alpha(\lambda) L_p} e^{-\alpha(\lambda) d_{ar}} \right) \quad (\text{I.18})$$

Der Quantenwirkungsgrad kann einen theoretischen Maximalwert von 1 erreichen, ist jedoch stark material- und wellenlängenabhängig. Für eine Silizium-Photodiode wird beispielsweise ein Maximum von $\eta_{max}=0,5$ im Bereich von $\lambda = 650\text{nm}$ erzielt, während der Wert für kleinere und größere Wellenlängen abfällt [Hup00]. Für langwellige Strahlung ist dies damit zu erklären, dass die Photonen im Mittel tiefer in das Material eindringen. Aufgrund der dort vorhandenen höheren Dotierung sinkt die Lebensdauer der durch den Photoeffekt generierten Ladungsträger, und sie rekombinieren noch vor dem Erreichen der ohnehin weiter entfernten Raumladungszone. Photonen kurzer Wellenlänge werden hingegen direkt an der Oberfläche absorbiert. Aufgrund von Oberflächeneffekten, die zu Störungen des Kristallgitters führen, sind an dieser Stelle vermehrt Löcher und Valenzelektronen vorhanden, mit denen die durch Photogeneration erzeugten Elektron-Loch-Paare sofort nach der Entstehung wieder rekombinieren. Wegen ihrer kurzen Lebensdauer tragen diese Ladungsträger somit nicht zum Photostrom bei. Für die betrachtete Silizium-Photodiode



a) n-Diffusions/p-Substrat-Diode

b) n-Wannen/p-Substrat-Diode



c) p-Diffusions/n-Wannen-Diode

Abbildung I.2: Realisierungen von Photodioden in einem n-Wannen/p-Substrat-Standard-CMOS-Prozess

ergibt sich damit beispielsweise ein für die Photogeneration wirksamer Strahlungsbereich von ungefähr 300nm bis 1100nm.

Standard-CMOS-Prozesse bieten grundsätzlich verschiedene Möglichkeiten zur Realisierung von Photodioden. Die Charakteristik der jeweiligen Diode wird dabei hauptsächlich durch die Tiefe der Struktur im Halbleitermaterial und die Dotierung bestimmt. Im Allgemeinen kann zwischen Wannen-Substrat-Dioden und Diffusions-Substrat-Dioden unterschieden werden, wobei auch Kombinationen beider Arten von Dioden, also mehrkanalige Photodioden, möglich sind [HSS03]. Abbildung I.2 zeigt mögliche Realisierungen von Photodioden in einem n-Wannen Standard-CMOS-Prozess mit p-dotiertem Substrat. Neben den Standard-Prozessen bieten zahlreiche Hersteller von integrierten CMOS-Schaltkreisen zusätzlich dedizierte Optik-Prozesse zur Herstellung von CMOS-Bildsensoren an. Durch technologische Änderungen bzw. Erweiterungen des Standard-Prozesses werden die Eigenschaften der Photodioden dabei bezüglich Quantenwirkungsgrad, strahlungsinvarianten Leckströmen, Sperrschichtkapazität, Ansprechzeit und Uniformität optimiert.

2.5. Phototransistor

Der Phototransistor als lichtsensitives Sensorelement kann als Erweiterung der pn-Photodiode betrachtet werden. Der Phototransistor wird dabei üblicherweise als parasitärer Bipolartransistor ausgeführt (Abbildung I.3 a). Im Gegensatz zu einem konventionellen pnp-Transistor besitzt der Phototransistor ein großflächiges Basis-Gebiet, wodurch die Photoempfindlichkeit des Elements erhöht wird. Des Weiteren ist die Basis gewöhnlich nicht mit einem bestimmten Potenzial verbunden, vielmehr stellt sich die Spannung entsprechend selbständig ein.

Durch Bestrahlung können in der Verarmungszone des in Sperrrichtung betriebenen Kollektor-Basis-Übergangs, äquivalent zur Ladungsträgergeneration in der pn-Diode, Elektron-Loch-Paare gebildet werden. Die erzeugten Löcher sorgen für einen photogenerierten

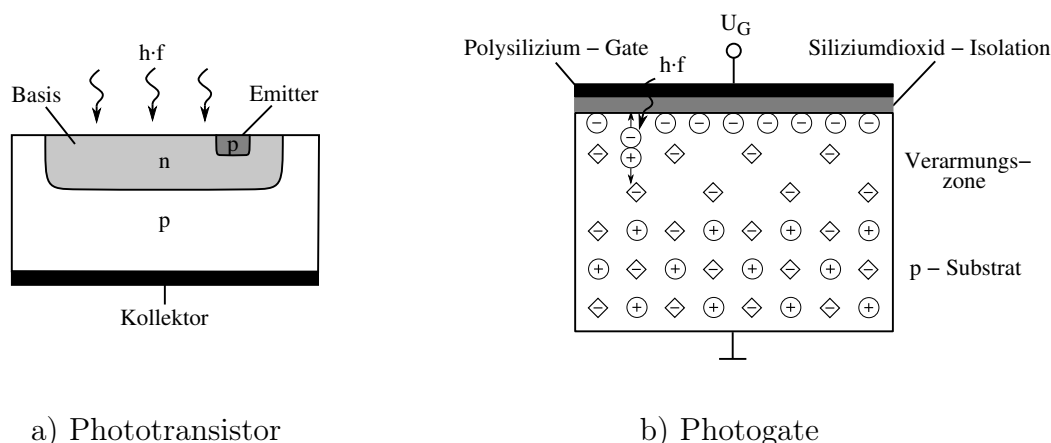


Abbildung I.3: Schematische Darstellungen von Phototransistor und Photogate

Stromfluss I_{ph} durch den Kollektor, während die Elektronen im Gebiet der Basis gesammelt werden, was zu einem Ansteigen der Spannung zwischen Emitter und Basis führt. Aufgrund der erhöhten Basis-Emitter-Spannung werden Löcher aus der Verarmungszone des Emitter-Basis-Übergangs in die Basis diffundiert, wovon der Großteil zum Kollektor fließt und so zum Kollektorstrom beiträgt. Da sich das Potenzial der Basis selbständig einstellt, entspricht der Emitterstrom I_E dem Kollektorstrom I_C , für den gilt

$$I_C = (1 + B) I_{ph} \quad (\text{I.19})$$

wobei B der Stromverstärkungsfaktor ist, der üblicherweise einen Wert in der Größenordnung von 100 besitzt. Damit können Phototransistoren beispielsweise dort als Sensorelement Verwendung finden, wo die Größe der Leckströme einer angeschlossenen Ausleseschaltung im Bereich des Photostromes I_{ph} liegt oder direkt große kapazitive Lasten getrieben werden müssen.

Dem Vorteil des hohen Ausgangsstromes stehen einige Nachteile gegenüber. So ist die im Vergleich zu einer Photodiode benötigte Fläche wesentlich größer und das Ansprechverhalten, aufgrund der großflächigen Verarmungszone des Kollektor-Basis-Übergangs, deutlich schlechter. Des Weiteren ist der Verstärkungsfaktor B von der Größe des Stromes abhängig, wodurch der Phototransistor ein stark nichtlineares Verhalten zeigt.

2.6. Photogate

Gegenüber den bisher vorgestellten Bauelementen zur Strahlungsmessung zeichnet sich die Funktionsweise des Photogates durch eine inhärente Speicherung der photogenerierten Ladungsträger aus. Das Sensorelement besteht aus einer MOS¹-Kapazität mit einem Polysilizium-Gate (Abbildung I.3 b). In Abhängigkeit vom Ort der Ladungsspeicherung unterscheidet man dabei grundsätzlich zwischen zwei verschiedenen Arten von Photogate-Schaltungen, wobei die Speicherung entweder an der Substratoberfläche oder tiefer im Substrat stattfindet. Da Sensorelemente mit oberflächennaher Speicherung in

¹Metal Oxide Semiconductor — Metall-Oxid-Halbleiter

jedem Standard–CMOS–Prozess hergestellt werden können, für *Buried–Channel*²–Photogates jedoch Modifikationen des Herstellungsverfahrens notwendig sind, sollen sich die weiteren Ausführungen, soweit nicht anders angegeben, auf den ersten Typus von Photogate–Schaltungen beziehen.

Für Photogates mit oberflächennaher Speicherung der Ladungsträger wird die Gate–Spannung U_G entsprechend so gewählt, dass die Oberfläche des uniform dotierten Substrats unterhalb des Gates an Majoritätsladungsträgern verarmt ist. Elektron–Loch–Paare, die durch Photogeneration bei Bestrahlung innerhalb der Verarmungszone entstehen, werden getrennt, wobei sich die Minoritätsladungsträger an die Oberfläche und die Majoritätsladungsträger tiefer ins Substrat bewegen. Die während der Integrationszeit t_{int} gesammelte Ladung Q_{int} berechnet sich, unter der Annahme von konstanter Bestrahlung und einem p–dotierten Substrat, dabei zu:

$$Q_{int} = e A t_{int} \int_{\lambda} \Phi(\lambda, 0) \left(1 - \frac{1}{1 + \alpha(\lambda) L_n} e^{-\alpha(\lambda) d_{dr}} \right) d\lambda \quad (\text{I.20})$$

mit A als der Substrat–Fläche unter dem Gate und L_n als Diffusionslänge der Elektronen. Die unter dem Photogate gespeicherte Ladung wird allerdings gewöhnlich nicht direkt ausgelesen, sondern erst nach der Übertragung auf eine zweite Kapazität ausgewertet.

Das Sammeln der Ladung direkt an der Substrat–Oberfläche bringt allerdings einen entscheidenden Nachteil mit sich. Durch Störungen der oberflächennahen Kristallstruktur an der Grenzfläche zwischen Isolator und Halbleiter können die generierten Ladungsträger verschiedene Übergangszustände mit unterschiedlichen Zeitkonstanten annehmen, was sich negativ auf das Rauschen sowie die Effizienz des Ladungstransfers auswirkt. Aus diesem Grund wurde die bestehende Technologie bezüglich der Verwendung vergrabener Strukturen zur Ladungsspeicherung weiterentwickelt. Durch Einbringen einer gegensätzlich dotierten Schicht direkt unterhalb der Substratoberfläche sammeln sich die generierten Minoritätsladungsträger nicht mehr direkt an der Grenzschicht zwischen Isolator und Halbleiter, sondern tiefer im Material an, wodurch die beschriebenen negativen Effekte der oberflächennahen Speicherung entfallen.

Nachteilig gegenüber der Photodiode ist der verringerte Quantenwirkungsgrad des Photogates. Da die Photonen zuerst das Polysilizium–Gate durchdringen müssen, bevor die Ladungsträgergenerierung stattfindet, ist speziell die Empfindlichkeit bei niedrigen Wellenlängen reduziert [MKG⁺97]. Möglichkeiten zur Erhöhung des Quantenwirkungsgrades sind die Verringerung der Dicke des Polysilizium–Gates oder die Bestrahlung des Sensors von der Rückseite, wofür die Wafer in der Herstellung allerdings zusätzlich auf 10–20 μm gedünnt werden müssen.

3. Digitale Bildaufnehmer

Nachdem im vorherigen Abschnitt verschiedene Sensorelemente zur Strahlungsmessung auf Basis von Halbleitermaterialien vorgestellt wurden, soll in diesem Teil die Zusammenschaltung zu Sensorfeldern betrachtet werden. Für die Realisierung von digitalen Bildaufnehmern existieren heute grundsätzlich zwei Ansätze — CCD und CMOS.

²Buried–Channel — vergrabener Kanal

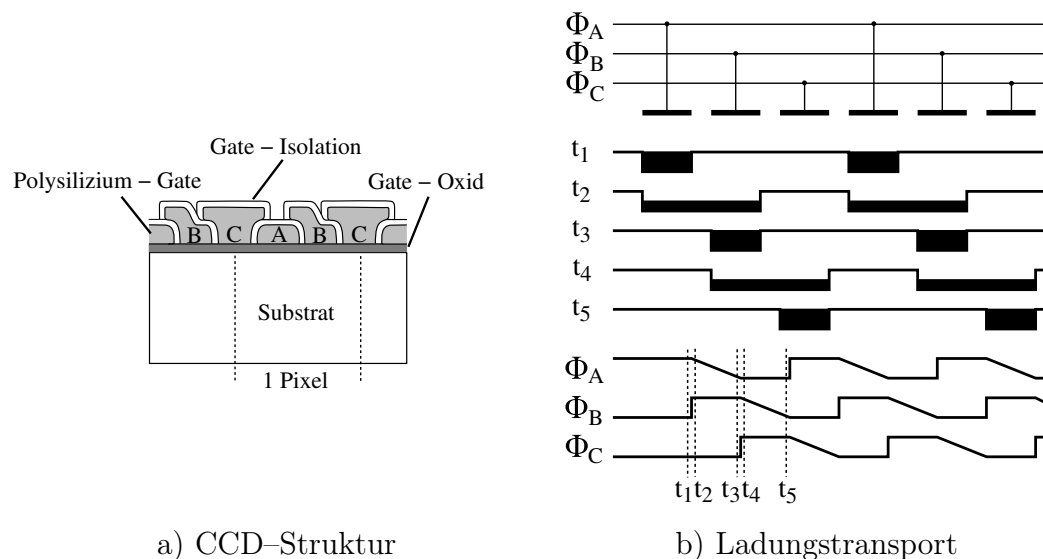


Abbildung I.4: CCD-Struktur und Ladungstransport in CCD-Bildsensoren mit dreiphasigem Takt

3.1. CCD-Bildsensoren

Die CCD-Technik geht ursprünglich auf die Arbeit von Willard Boyle und George Smith zur Entwicklung eines analogen Datenspeichers aus dem Jahr 1969 zurück [BS70]. Es wurde jedoch bald erkannt, dass sich CCD-Elemente auch hervorragend als Sensor zur Strahlungsdetektion eignen, sodass bereits Mitte der 1970er Jahre CCD-Bildsensoren der Firma Fairchild Semiconductor kommerziell verfügbar waren.

Die Funktionsweise eines CCD-Grundelements ist der des Photogates sehr ähnlich, wobei die durch Photogeneration erzeugten Minoritätsladungsträger unterhalb des Gates einer MOS-Kapazität gespeichert werden. Nach dem Ende der Belichtung, die für alle Elemente der CCD-Bildsensormatrix gleich ist, werden die gesammelten Ladungen simultan, mittels gekoppelter Kapazitäten, unterhalb der Sensoroberfläche lateral zu einer Ausleseschaltung verschoben. Abbildung I.4 a zeigt den Aufbau einer CCD-Zelle, während Abbildung I.4 b das Funktionsschema des Ladungstransports für das Auslesen durch einen dreiphasigen Takt veranschaulicht. Das dargestellte CCD-Bildelement besteht aus drei sich überlappenden Polysilizium-Gates, die dem Speichern und Verschieben der generierten Ladung dienen. Während der Integrationsphase (t_1) wird an Gate A (Φ_A) eine höhere Spannung als an die Gates B (Φ_B) und C (Φ_C) angelegt, sodass sich im Substrat unterhalb des Gates A eine Verarmungszone bildet, in der die photogenerierten Ladungsträger gesammelt werden. Der Ladungstransport beginnt mit dem Anlegen einer hohen Spannung Φ_B an Gate B und einem gleichzeitigen, kontinuierlichen Absenken der Spannung Φ_A . Dadurch verschiebt sich die Ladung von Gate A allmählich unter Gate B (t_2). Ist die Spannung Φ_A auf 0 gesunken, befindet sich die gesamte Ladung, welche ursprünglich unter Gate A gespeichert war, unter Gate B (t_3). Um die Ladung von Gate B unter Gate C zu transferieren, erfolgt eine Erhöhung von Φ_C , während Φ_B gleichzeitig langsam abgesenkt, und die Spannung Φ_A auf einem niedrigen Potenzial gehalten wird (t_4, t_5). Durch eine kontinuierliche Wiederholung dieses Vorgangs kann die Ladung vom Ort der Photogenerierung

zum Ende der Spalte oder Zeile transferiert werden, wo schließlich eine Umwandlung in eine Spannung oder einen Strom und das Auslesen erfolgen.

Durch den sequenziellen Transport der Ladung innerhalb der Bildsensormatrix wird allerdings die Bildrate limitiert, da während des Ladungstransfers die Belichtung unterbrochen werden muss. Um die Bildrate zu erhöhen, wurden verschiedene Verfahren zum Zwischenspeichern der gesammelten Ladungen entwickelt. Abbildung I.5 zeigt, neben dem nahe liegenden, sequenziellen Verfahren (*Full-Frame*³), drei gebräuchliche Realisierungen — *Interline-Transfer*⁴ (IT), *Frame-Transfer*⁵ (FT) und *Frame-Interline-Transfer*⁶ (FIT). Bei *Interline-Transfer-CCD-Sensoren* wird die gesammelte Ladung jedes Pixels nach beendeter Integration in abgedeckte, seitlich angeordnete Speicherzellen übernommen. Sobald dies geschehen ist, erfolgt das Verschieben der Ladung in Richtung Ausleseschaltung, während bereits die Aufnahme eines neuen Bildes beginnt. Obwohl die seitlich angeordneten Speicherzellen abgedeckt sind, kann bei Überbelichtung zusätzlich Ladung in die Transportkanäle gelangen, woraus eine Verfälschung der eigentlichen Ladungsmenge resultiert. Das Einfügen der Zwischenspeicherzellen führt darüber hinaus zu einer Verringerung der lichtempfindlichen Fläche pro Pixelelement. Der Nachteil einer reduzierten photoempfindlichen Fläche pro Pixelelement entfällt bei *Frame-Transfer-CCD-Sensoren*, welche neben der eigentlichen Sensormatrix ein abgedecktes Feld von Speicherelementen der gleichen Dimension besitzen. Nach Beendigung der Bildaufnahme wird die Ladung aus der Matrix photosensitiver Elemente unverzüglich in das Registerfeld überführt und eine neue Messung kann beginnen, noch bevor die Werte der Register vollständig ausgelesen wurden. Geschieht der Ladungstransfer allerdings zu langsam, kann durch Ladungseintrag in die CCD-Zellen während des Verschiebens der Ladungen ebenfalls ein Qualitätsverlust in der Aufnahme auftreten. Die Kombination aus beiden Verfahren wird als *Frame-Interline-Transfer* bezeichnet. Dabei werden die während der Belichtung akkumulierten Ladungen zuerst in abgedeckte Speicherzellen neben jedem Pixel verschoben und anschließend in das zusätzliche Speicherfeld transferiert, woraufhin das Auslesen erfolgt. Damit werden zwar Ladungseinkopplungen während des schnellen Ladungstransfers weitestgehend vermieden, nachteilig ist allerdings der Bedarf an zwei zusätzlichen Registern je lichtsensitivem Pixel.

Der Ladungsträgertransport, wie auch die Ladungsträgergenerierung, ist dabei direkt unterhalb der Substratoberfläche aufgrund von Störungen im Kristallgitter (siehe auch I.2.6.) wesentlich ineffizienter als tiefer im Substrat. Aus diesem Grund wurden *Buried-Channel-CCDs* entwickelt [WKS⁺72]. Nachteilig bei dieser Variante ist allerdings die gegenüber oberflächennaher Photogeneration geringere Speicherkapazität für Ladungsträger.

Die Vorteile der CCD-Technik (gegenüber Photosensoren auf CMOS-Basis) sind eine hohe Uniformität der Pixel, ein hoher Quantenwirkungsgrad von bis zu 90%, ein hoher Anteil der photosensitiven Fläche an der Gesamtfläche des Pixels (zumindest bei Verwendung des *Full-Frame*-Verfahrens), niedriges temporäres Rauschen der Ausleseschaltung und ein ausgereifter Fertigungsprozess mit niedriger Fehlerrate. Theoretisch könnten CCD-Sensoren, die nach dem Prinzip der oberflächennahen Ladungsträgergeneration arbeiten, zwar auch in Standard-CMOS-Prozessen hergestellt werden, nur genügt die Qualität der Grenzschicht zwischen Substrat und Oxid im Allgemeinen nicht den

³Full-Frame — sequenzielles Auslesen des gesamten Bildes ohne Zwischenspeicherung

⁴Interline-Transfer — Übertragung von Zwischenzeilen

⁵Frame-Transfer — Übertragung des gesamten Bildes

⁶Frame-Interline-Transfer — Kombination aus der Übertragung von Zwischenzeilen und gesamtem Bild

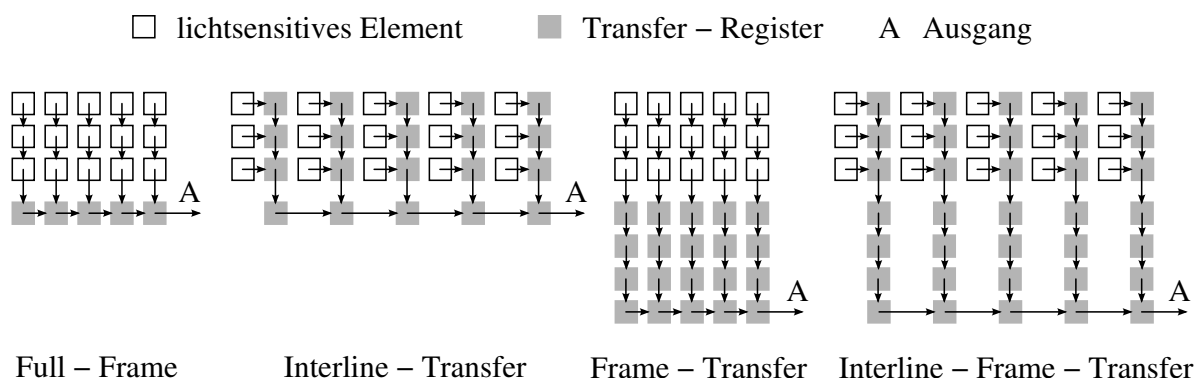


Abbildung I.5: Auslese-Strategien für CCD-Flächensensoren

Anforderungen an eine hohe Effizienz des Ladungstransports. Aufgrund des spezialisierten Herstellungsverfahrens der CCD-Sensoren sind außer den Sensorelementen selbst und einfachen Verstärkerschaltungen allerdings auch kaum weitere Bauelemente auf dem Bildaufnehmer realisierbar. Schaltungen für die Ansteuerung sowie die Signalwandlung und -verarbeitung müssen daher immer auf einem zusätzlichen Schaltkreis, außerhalb des eigentlichen Sensors, implementiert werden. Dies führt im Allgemeinen zu einer größeren Bauform von Bildaufnehmern auf CCD-Basis. Durch das Ausleseverfahren des sequenziellen Ladungstransports bedingt, besteht bei CCD-Bildaufnehmern darüber hinaus keine Möglichkeit, nur bestimmte Teile der Sensormatrix auszulesen (so genanntes *Windowing*). Weitere Nachteile der CCD-Technologie sind eine höhere Betriebsspannung und ein damit verbundener gesteigerter Energiebedarf, eine komplexere Taktung, niedrigere Verarbeitungsgeschwindigkeiten und Qualitätseinbußen durch Ladungsüberkopplung zwischen benachbarten Pixeln bei Überbelichtung (als *Blooming* bezeichnet).

Da der Fokus dieser Arbeit auf Betrachtungen zu CMOS-Photosensoren liegt, erfolgte in diesem Abschnitt nur eine kurze Einführung in die CCD-Technik. Detailliertere Ausführungen zu CCD-Bildsensoren können beispielsweise [The95] entnommen werden.

3.2. CMOS-Bildsensoren

Aufgrund technologischer Unzulänglichkeiten früherer CMOS-Prozesse, vor allem bezüglich herstellungsbedingter Variationen von Bauelementen, welche sich negativ auf die Uniformität von Flächensensoren auswirken, wurde die spezialisierte CCD-Technologie trotz zahlreicher Nachteile zum dominierenden Fertigungsverfahren für Bildsensoren. Durch die Weiterentwicklung der CMOS-Herstellungstechniken, die Modifikation von Standard-Prozessen bezüglich der Produktion von Bildsensoren sowie die Verwendung von algorithmischen Verfahren der Fehlerkorrektur sind CMOS-Sensoren und CCD-Bildaufnehmer heute bezüglich der Bildqualität annähernd gleichwertig. Nachdem der photographische Film, der 200 Jahre das Mittel der Wahl bei der Aufnahme von Bildern war, innerhalb einer Dekade nahezu vollständig durch CCD-Sensoren verdrängt wurde, findet momentan eine Verschiebung der Marktanteile von CCD- zu CMOS-Bildaufnehmern statt. Auch wenn der weltweite Markt für digitale Bildsensoren im Jahr 2006 mit 6 Mrd. US-Dollar [O'R07] nur einen kleinen Teil des Gesamtmarktes für Halbleitererzeugnisse von 248 Mrd. US-Dollar [SIA07] ausmachte, zeigte er mit einer Steigerung von 30% gegenüber

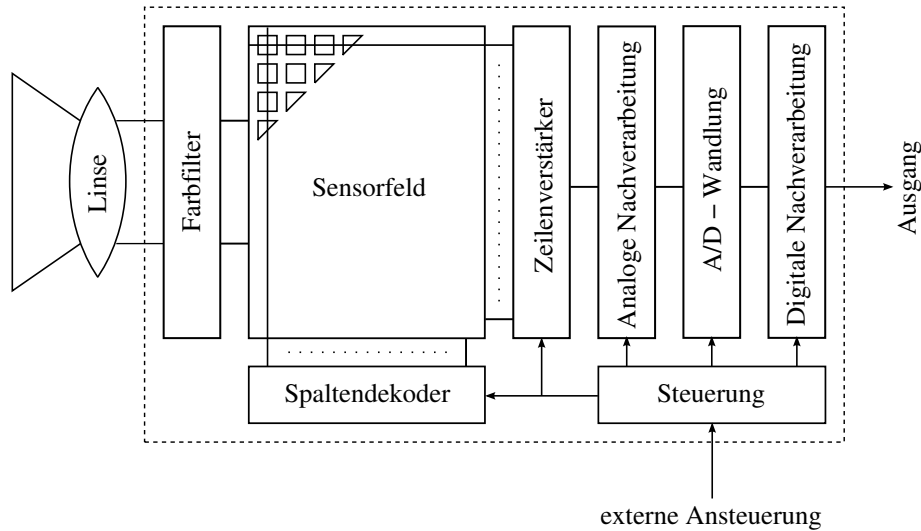


Abbildung I.6: Architektur eines CMOS-Bildsensors

2005, im Vergleich zu 9% Anstieg des Gesamtmarktes, ein überdurchschnittliches Wachstum. Der Umsatzanstieg beruht dabei hauptsächlich auf der Zunahme der Produktion von Bildsensoren für Mobiltelefone, die inzwischen 75% aller gefertigten Bildaufnehmer darstellen und fast ausschließlich in CMOS-Prozessen hergestellt werden. Somit beruht das derzeitige Wachstum des Gesamtmarktes für Bildaufnehmer hauptsächlich auf der Steigerung des Umsatzes von CMOS-Sensoren. Neben dem Segment der mobilen Applikationen [YKLL02] werden CCD-Sensoren inzwischen aber auch aus den von dieser Technik traditionell dominierten Bereichen der Digitalphotographie (DSC⁷) sowie der Video- und Überwachungskameras verdrängt [TNM⁺07], sodass mittlerweile (Stand 2006) bereits 80% aller produzierten Bildaufnehmer CMOS-Sensoren sind.

Wie bereits im vorherigen Abschnitt erläutert wurde, weisen CCD-Bildsensoren einige grundsätzliche Nachteile auf. Ein entscheidender Vorteil von CMOS-Bildaufnehmern gegenüber CCD-Bildsensoren ist dabei die Realisierbarkeit von so genannten *Camera-on-a-Chip*⁸-Systemen, wobei alle elektronischen Komponenten einer Kamera, anders als in der CCD-Technik, auf einem Schaltkreis implementiert werden können. Abbildung I.6 zeigt eine entsprechende Architektur. Im Gegensatz zum sequenziellen Auslesen von CCD-Feldern, erfolgt die Ausgabe in CMOS-Bildaufnehmern mittels x- und y-Adressierung, sodass auf jedes Pixel der Matrix wahlfrei zugegriffen werden kann. Im Allgemeinen werden die Pixel allerdings durch einen Spaltendekoder selektiert und der auszulesende Wert durch einen Verstärker je Zeile ausgegeben. Der ermittelte Wert der Strahlungsintensität kann dann einer analogen Nachverarbeitung unterzogen werden, zum Beispiel zur Realisierung einer Fehlerkorrektur oder zur Implementierung von Filteroperationen [GSGS01]. Die Ergebnisse der analogen Signalverarbeitung werden im Anschluss mittels Analog-Digital(A/D)-Wandler in einen digitalen Wert konvertiert. Dieser wird dann entweder direkt ausgegeben oder einer digitalen Nachverarbeitung zugeführt, womit beispielsweise die Berechnung der Farbwerte bei Farbkameras, eine algorithmische Verbesserung der

⁷Digital Still Camera — Digitalkamera zur Aufnahme von unbewegten Bildern

⁸Camera-on-a-Chip — Integration aller elektronischen Komponenten einer Kamera auf einem Schaltkreis

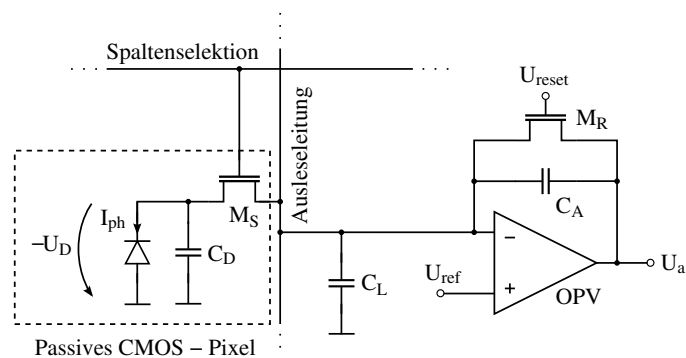


Abbildung I.7: Passives Pixel mit Integrationsauslese

Bildqualität, die Kompression der Bilddaten oder die Anpassung des Datenformates an die Schnittstelle zwischen Kamera und umgebendem System vorgenommen werden können.

Die innerhalb der CMOS-Sensormatrix verwendeten Schaltungen zur Detektion der Strahlungsintensität können entsprechend des verwendeten Ausleseverfahrens prinzipiell in zwei Gruppen unterteilt werden — aktive (APS)⁹ und passive (PPS)¹⁰ Pixel. APS-Pixel enthalten dabei, im Gegensatz zu PPS-Schaltungen, einen Ausleseverstärker.

3.2.1. Passives Photodioden-Pixel

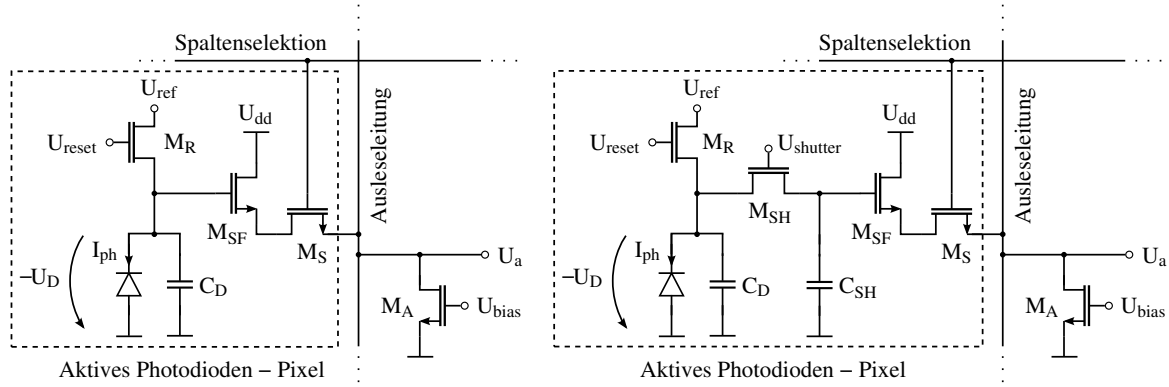
Die mittels Photodioden erzeugbaren Photoströme sind generell sehr gering. Sie hängen zwar von Diodenfläche und -umfang ab, erreichen aber für die bei integrierten Bildsensoren üblichen Pixelgrößen, selbst bei starker Bestrahlung nur einige Piko- bis wenige Nano-Ampere. Da sich die direkte Messung solcher kleinen Ströme als schwierig darstellt, werden Photodioden in der Regel zum Aufbau von integrierenden Photosensoren verwendet.

Passive Pixel stellen die einfachste Form von integrierenden Sensorelementen zur Realisierung von CMOS-Bildaufnehmern dar. Die während der Belichtung generierte Ladung wird dabei auf der Sperrschichtkapazität der Photodiode akkumuliert und direkt ausgelesen. Dieses bis heute kaum veränderte Grundkonzept wurde erstmal 1967 vorgestellt [Wec67].

Abbildung I.7 zeigt die Schaltung eines solchen Pixels. Es besteht in der einfachsten Ausführung aus lediglich einer Photodiode und einem Auswahl-Transistor M_S , welcher jedes Element der Matrix wahlweise mit der integrierenden Ausleseschaltung verbindet. Vor dem Auslesen eines Pixels wird die Spannung über der Integrationskapazität C_A der Ausleseschaltung mittels des Transistors M_R zurückgesetzt. Beim Auslesen eines mit Hilfe des Transistors M_S selektierten Pixels, werden die Photodiodenkapazität C_D und die entsprechende Leitungskapazität C_L durch die von der integrierenden Ausleseschaltung bereitgestellte Ladung auf die Referenzspannung U_{ref} gesetzt. Die Ausgangsspannung U_a

⁹Active Pixel Sensor — aus aktiven Pixeln aufgebauter Sensor

¹⁰Passive Pixel Sensor — aus passiven Pixeln aufgebauter Sensor



a) Pixel mit einfacher Ausleseschaltung

b) Pixel mit *globalem Shutter*

Abbildung I.8: Implementierungen von aktiven Photodioden-Pixelschaltungen

der Ausleseschaltung ändert sich in Abhängigkeit der innerhalb der Belichtungszeit auf der Photodiode integrierten Ladung Q_{int} damit entsprechend zu:

$$U_a = U_{ref} + \frac{Q_{int}}{C_A} = U_{ref} + \frac{I_{ph} t_{int}}{C_A} \quad (\text{I.21})$$

wobei t_{int} die Integrationszeit des Photostromes I_{ph} während der Belichtung darstellt. Aus der Gleichung ist zu erkennen, dass die Ausgangsspannung U_a linear von der photogenerierten Ladung abhängt, jedoch unabhängig von der Sperrschichtkapazität C_D der Photodiode und der Leitungskapazität C_L ist.

Die Vorteile des passiven Pixels sind das direkte Auslesen der Ladung, wodurch ein absolut linearer Zusammenhang zwischen dem Photostrom und der Spannung am Ausgang der Integrationsauslese erzielt wird, sowie eine einfache Realisierung der Pixelschaltung und ein damit einhergehend hoher Füllfaktor sowie ein hoher Quantenwirkungsgrad. Nachteilig sind die niedrige Auslesegeschwindigkeit [Fos97] und die generell sehr hohen Anforderungen an die Ausleseschaltung bezüglich des Rauschverhaltens [YPEC04].

3.2.2. Aktives Photodioden-Pixel

Aktive Photodioden-Pixel unterscheiden sich von passiven Sensorelementen durch die Verwendung von Verstärkerstrukturen innerhalb des Pixels. Dieses Prinzip der elektrischen Entkopplung von photosensitivem Element und externer Ausleseschaltung zur Steigerung der Auslesegeschwindigkeit wurde bereits kurz nach der Erfindung des passiven Pixels als wesentliche Verbesserung der bestehenden Struktur vorgestellt [Nob68]. Die vier dominanten Realisierungen sind das aktive Photodioden-Pixel, das aktive Photogate-Pixel, das aktive Pinned-Photodioden-Pixel und das aktive logarithmische Photodioden-Pixel.

Abbildung I.8 a zeigt den Aufbau eines APS-Photodioden-Pixels. Die Schaltung besteht aus einer Photodiode, einem Reset-Transistor M_R , einem Auswahl-Transistor M_S sowie dem Transistor M_{SF} , der den Eingang eines Source-Follower-Verstärkers (in Kombination mit dem Transistor M_A) darstellt.

Mit Hilfe des Transistors M_R wird die Spannung über der Sperrschichtkapazität der Diode vor Beginn der Belichtungsmessung auf einen Initialisierungswert gesetzt. Je nachdem ob M_R als PMOS- oder NMOS-Transistor ausgeführt ist, wird die Rücksetzspannung über der Diode den Wert U_{ref} oder den um die Schwellspannung U_{Tn} des NMOS-Transistors reduzierten Spannungspegel $U_{ref} - U_{Tn}$ annehmen. Da ein PMOS-Schalter die Implementierung einer zusätzlichen n-Wanne erfordert, wird im Allgemeinen ein NMOS-Reset-Transistor verwendet. Während der Belichtung werden die Sperrschichtkapazität und angeschlossene parasitäre Kapazitäten (Source-Kapazität von M_R und Gate-Kapazität von M_{SF}) durch den photogenerierten Diodenstrom entsprechend der Bestrahlungsstärke entladen. Nach einer festen Integrationszeit t_{int} erfolgen die Auswahl des auszulesenden Pixels mittels des Transistors M_S und die Ausgabe der zu diesem Zeitpunkt an der Katode der Photodiode anliegenden Spannung. Bei konstantem Photostrom I_{ph} kann der zeitliche Verlauf der Diodenspannung dabei durch die Differenzialgleichung

$$I_{ph} = C_D(U_D) \frac{dU_D(t)}{dt} \quad (I.22)$$

beschrieben werden. Unter Verwendung von Gleichung (I.16) zur Charakterisierung der Sperrschichtkapazität und bei Vernachlässigung von Parasitärkapazitäten ergibt sich die Lösung der Differenzialgleichung (I.22) zu

$$U_D(t) = U_{diff} + \frac{1}{\sqrt{27}} \sqrt{3 \sqrt[3]{\left(1 - \frac{U_{D0}}{U_{diff}}\right)^2} - 2 \frac{I_{ph}}{A_D C_{D0}' U_{diff}} t} \cdot \left(2 \frac{I_{ph}}{A_D C_{D0}'} t - 3 U_{diff} \sqrt[3]{\left(1 - \frac{U_{D0}}{U_{diff}}\right)^2}\right) \quad (I.23)$$

wobei A_D die Diodenfläche und $U_{D0} = U_D(t=0)$ den Initialisierungswert der Diodenspannung zu Beginn der Integration darstellen. Aufgrund der Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität besteht zwischen der Spannungsänderung über der Diode und der Integrationszeit ein nichtlinearer Zusammenhang, der nur für hinreichend kurze Zeiten und hohe Diodenspannungen sinnvoll linearisiert werden kann. Abbildung I.9 zeigt den temporären Spannungsverlauf nach Gleichung (I.23), wobei $U_{diff}=0,5V$, $U_{D0}=-3,3V$, $C_{D0}=A_D \cdot C_{D0}'=10fF$ und $I_{ph}=10pA$ angenommen werden.

In Abhängigkeit von U_D gilt für die Spannung U_a am Ausgang des Source-Folgers

$$U_a = -U_D - U_{GSSF} \quad (I.24)$$

wobei U_{GSSF} die Gate-Source-Spannung des Transistors M_{SF} ist. Die Gate-Source-Spannung hängt dabei vom Stromfluss durch den Transistor und dessen Schwellspannung U_{Tn} ab. Für einen Transistor in der Sättigung im Bereich der starken Inversion gilt

$$U_{GSSF} = U_{Tn} + \sqrt{2 \frac{I_{SF}}{K_n'} \frac{L_{SF}}{W_{SF}}} \quad (I.25)$$

mit dem Stromverstärkungsfaktor K_n' sowie der Kanalweite W und -länge L des Transistors. Während der Strom I_{SF} als näherungsweise konstant angenommen werden kann,

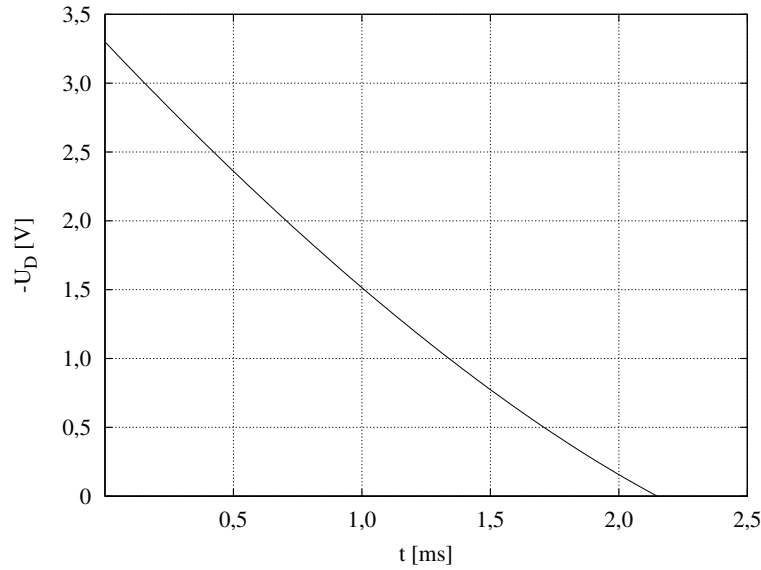


Abbildung I.9: Zeitlicher Verlauf der Diodenspannung nach Gleichung (I.23)

hängt die Schwellspannung U_{Tn} aufgrund des Substrateffektes von der Spannungsdifferenz zwischen Substrat und Source-Anschluss (also der Ausgangsspannung U_a des Source-Folgers) ab. U_{Tn} berechnet sich nach [AH02] zu

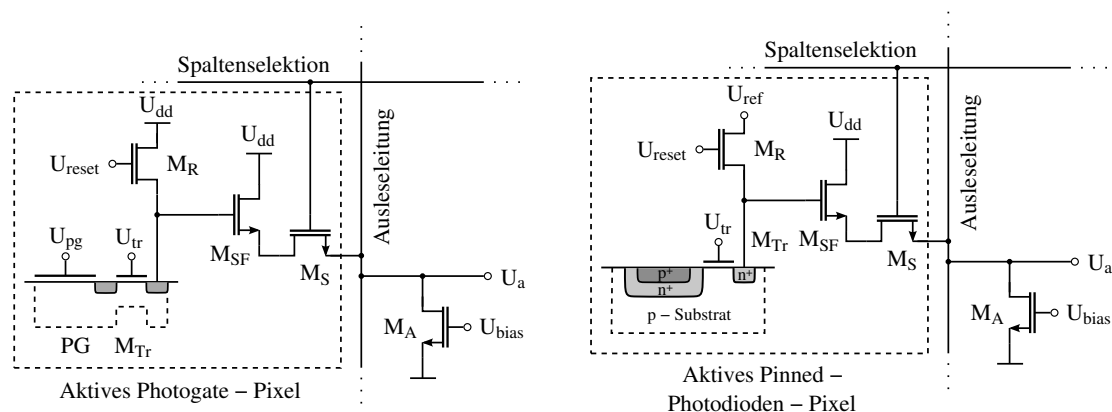
$$U_{Tn} = U_{Tn0} + \frac{\sqrt{2} e \varepsilon_{si} N_{sub}}{C_{ox}} \left(\sqrt{2 |\phi_f| + U_a} - \sqrt{2 |\phi_f|} \right) \quad (\text{I.26})$$

wobei U_{Tn0} die Schwellspannung bei einer Source-Substrat-Spannung von 0V, ε_{si} die Permittivität von Silizium, N_{sub} die Dotierungsdichte des Substrats und ϕ_f das Oberflächenpotenzial sind. Neben der Spannungsabhängigkeit der Photodiodenkapazität besitzt somit auch der Source-Folger ein nichtlineares Übertragungsverhalten. Da allerdings sowohl die Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität als auch die des Source-Folgers bekannt sind, können die Messwerte, wenn nötig, mittels digitaler Nachverarbeitung korrigiert werden.

Der Stromquellen-Transistor M_A des Source-Folgers ist nicht im Pixel selbst, sondern entsprechend der Anordnung der Ausleseverstärker in der Matrix, nur einmal je Spalte oder Zeile ausgeführt. Dadurch wird einerseits die Pixelgröße reduziert und andererseits sichergestellt, dass nur während des Auslesevorgangs Strom durch den Source-Folger im Pixel fließt.

Nach dem Auslesen erfolgt das Zurücksetzen der Spannung über der Photodiode durch den Reset-Transistor und damit der Beginn einer neuen Messung. Da die Elemente der Sensormatrix nacheinander, spaltenweise ausgelesen und zurückgesetzt werden, bezeichnet man das Arbeitsschema des Pixels als *rollender Shutter*¹¹. Bei hohen Ansprüchen an die Bildqualität, zum Beispiel bei der Aufnahme von bewegten Objekten, kann der ungleiche Beginn der Integration für die verschiedenen Spalten allerdings nachteilig sein. Um die Integration vom Auslesevorgang zu entkoppeln, wird daher ein Pixel mit *globalem Shutter* verwendet. Abbildung I.8 b zeigt den Aufbau eines solchen Bildelementes [YPGSD91]. Die

¹¹Shutter — Verschluss



a) Aktives Photogate-Pixel

b) Aktives Pinned-Photodioden-Pixel

Abbildung I.10: Aktives Photogate-Pixel und aktives Pinned-Photodioden-Pixel

Schaltung unterscheidet sich von der Realisierung in Abbildung I.8 a durch einen zusätzlichen Transistor M_{SH} , der die Photodiode vom Source-Folger trennt, und in der Verwendung der Speicherkapazität C_{SH} . Die Belichtung aller Pixel einer Matrix wird dabei, im Gegensatz zum vorhergehend vorgestellten Verfahren, mittels des Reset-Transistors M_R gleichzeitig gestartet. Während der Integration des Photostromes ist der Transistor M_{SH} leitend, und über der Kapazität C_{SH} stellt sich die Diodespannung U_D ein. Nach einer vorgegebenen Integrationszeit wird M_{SH} für alle Pixel gleichzeitig nichtleitend geschaltet, und auf C_{SH} die Diodespannung zu diesem Zeitpunkt gespeichert. Nachdem alle Pixelzellen eines Feldes ausgelesen sind, ist die Aufnahme eines neuen Bildes möglich. Es gilt dabei noch hinzuzufügen, dass die Kapazität C_{SH} unter Umständen nicht extra als Bauelement implementiert werden muss, sondern stattdessen die parasitäre Gate-Kapazität des Transistors M_{SF} als Speicher dienen kann.

Die Vorteile des aktiven Photodioden-Pixels, vor allem gegenüber dem passiven Photodioden-Sensorelement, sind eine wesentlich höhere Auslesegeschwindigkeit und deutlich niedrigere Anforderungen an die Ausleseschaltung, speziell bezüglich des Rauschens. Nachteilig sind ein prinzipiell geringerer Füllfaktor (photosensitive Fläche/Gesamtfläche des Pixels) und ein größerer Einfluss prozessbedingter Abweichungen der Bauelementeparameter der Transistoren.

3.2.3. Aktives Photogate-Pixel

Aktive Photogate-Pixel kombinieren das von der CCD-Technik bekannte Prinzip der Ladungsträgergenerierung mit der Möglichkeit der freien Adressierung des auszulesenden Bildelementes [MKF93].

Abbildung I.10 a zeigt den Aufbau des Sensorelements. Die Transistoren M_R (Rücksetzen), M_{SF} (Source-Folger) und M_S (Auswahl) entsprechen den Schaltungselementen im aktiven Photodioden-Pixel (I.3.2.2.). An Stelle der Photodiode wird allerdings ein Photogate PG als lichtsensitives Element verwendet, welches mittels des Transfer-Gates M_{Tr} vom Gate des Source-Folger-Transistors M_{SF} entkoppelt ist.

Während der Messung der Strahlungsintensität liegt die Spannung U_{pg} am Photogate auf der Betriebsspannung U_{dd} . Dabei bildet sich im Substrat unter dem Photogate eine Inversionsschicht, in der die photogenerierten Elektron-Loch-Paare getrennt und entsprechend gesammelt werden (siehe auch I.2.6.). Das Transfer-Gate wird dabei, ebenso wie das Gate des Reset-Transistors, mit der halben Betriebsspannung $U_{dd}/2$ angesteuert. Damit kann sichergestellt werden, dass die bei einer eventuellen Überbelichtung zuviel generierte Ladung nicht in angrenzende Pixel, sondern kontrolliert nach U_{dd} abfließen kann. Vor dem Auslesen des Wertes wird M_R kurz leitend geschaltet und somit das Diffusionsgebiet des Transfer-Transistors M_{Tr} zurückgesetzt. Nachdem M_R wieder sperrt, erfolgt zuerst das Auslesen des Potentials nach dem Zurücksetzen. Daraufhin wird die Steuerspannung am Photogate auf 0 reduziert, und die unter dem Photogate gesammelte Ladung fließt bei leitend geschaltetem Transfer-Transistor, aufgrund des vorhandenen Potenzialgefälles, in das mit dem Gate von M_{SF} verbundene Diffusionsgebiet des Transfer-Transistors. Nachdem die Ansteuerspannung am Photogate wieder auf Betriebsspannung liegt, wird das Potential am nun wieder isolierten Gate des Source-Folger-Transistors ausgelesen und aus der Spannungsdifferenz beider Messungen die Strahlungsintensität ermittelt. Durch die Differenzmessung können vorteilhafterweise niederfrequentes Rauschen, Rücksetzrauschen und der Einfluss von Parameterschwankungen der Transistoren im Auslesepfad unterdrückt werden.

Dem Vorteil der durch die Differenzmessung gegebenen Rauschunterdrückung stehen allerdings die Nachteile eines geringeren Füllfaktors und eines niedrigeren Quantenwirkungsgrades, speziell bei niedrigeren Wellenlängen, hervorgerufen durch die Abdeckung der photosensitiven Fläche mit Polysilizium, gegenüber. Daraus resultiert ein entsprechend niedrigeres Signal-Rausch-Verhältnis gegenüber Photodioden gleicher Größe [MKG⁺97].

3.2.4. Aktives Pinned-Photodioden-Pixel

Das aktive Pinned¹²-Photodioden-Pixel kann als Kombination von Photodioden- und Photogate-Pixel betrachtet werden. Die Idee geht dabei auf Betrachtungen zur Verbesserung der Bildqualität bei CCD-Bildsensoren zurück [TKI⁺82].

Abbildung I.10 b zeigt die schematische Darstellung eines solchen Pixels. Als lichtsensitives Element findet dabei eine n-Diffusions-Photodiode mit zusätzlicher, oberflächennaher p^+ -Implantation Verwendung. Aufgrund der Implantation wird die Oberfläche an dieser Stelle mit dem Potential des Substrates verbunden (*pinned*) und damit elektrisch neutral gehalten [KF05], wodurch eine räumliche Verschiebung der strahlungsinduzierten Ladungsträgergenerierung und -speicherung von der Oberfläche tiefer in das Substrat hinein erreicht werden kann. Dadurch erfährt der Anteil des lichtunabhängigen Dunkelstromes, der aufgrund von Störungen des Kristallgitters im Bereich der Verarmungszone des pn-Übergangs an der Substratoberfläche (oder genauer gesagt, an der Grenze zwischen Diode und benachbarter Isolationsstruktur, in der Nähe der Substratoberfläche) entsteht, eine deutliche Reduktion. Im Vergleich zu einer normalen n-Diffusions-Photodiode verringert sich der Dunkelstrom nach [GLL⁺97] dabei um mindestens den Faktor 2.

Neben der modifizierten Photodiode besteht das Pixel des Weiteren aus dem Reset-Transistor M_R , dem Source-Folger-Transistor M_{SF} , dem Auswahl-Transistor M_S und dem Transfer-Transistor M_{Tr} , der ähnlich dem Photogate-Pixel für die Trennung von

¹²Pinned — angeheftet

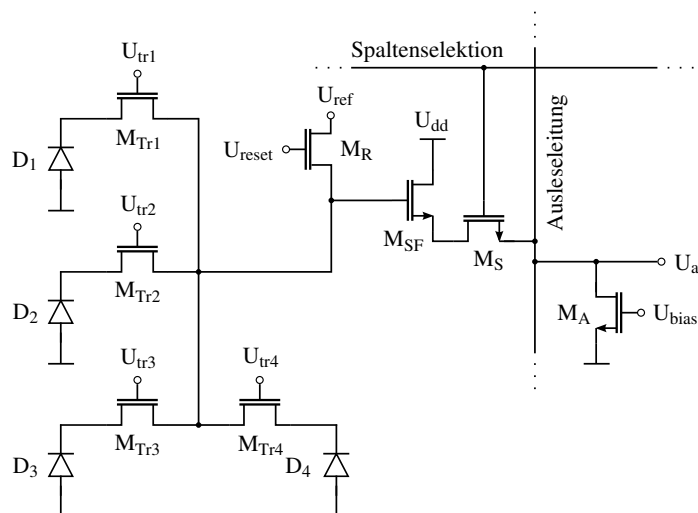


Abbildung I.11: Aktives Pinned-Photodioden-Pixel mit gemeinsamer Rücksetz- und Source-Folger-Schaltung

Integrations- und Ausleseknotten sorgt. Während der Strahlungsmessung ist der Transfer-Transistor M_{Tr} nichtleitend geschaltet und die photogenerierte Ladung sammelt sich auf der Sperrschicht der Diode. Vor dem eigentlichen Auslesen des Pixelwertes wird das mit dem Gate von M_{SF} verbundene Diffusionsgebiet von M_{Tr} mittels des Transistors M_R zurückgesetzt und die entsprechende Spannung ausgegeben. Im Anschluss erfolgt der Transfer von der in der Diode gesammelten Ladung zum mit dem Ausleseknotten verbundenen Diffusionsgebiet von M_{Tr} . Nach dem anschließenden Auslesen der sich einstellenden Spannung, kann aus der Differenz der beiden Messungen die Strahlungsintensität während der Belichtung ermittelt werden. Durch das verwendete Verfahren der Differenzmessung erfolgt, entsprechend der Arbeitsweise des Photogate-Pixels, die Unterdrückung niederfrequenten Rauschens, des Rücksetzrauschens und des Einflusses von Parameterschwankungen der Transistoren im Auslesepfad.

Gegenüber aktiven Photodioden-Pixeln besitzen aktive Pinned-Photodioden-Pixel einen zusätzlichen Transfer-Transistor, was zu einem geringeren Füllfaktor führt. Um dies zu kompensieren, werden vor allem bei Sensoren mit geringer Pixelgröße die Ausleseschaltung und der Reset-Transistor von mehreren Pixeln gemeinsam genutzt [CLE⁺07]. Abbildung I.11 zeigt eine solche Struktur. Die Verknüpfung des jeweiligen Pixels mit der Ausleseschaltung geschieht dabei mittels der ohnehin vorhandenen Transfer-Transistoren M_{Tr1} bis M_{Tr4} . Auf diese Weise kann die Anzahl der Transistoren je Pixel von 4 auf 1,75 gesenkt werden.

Neben dem Vorteil der durch das Ausleseverfahren inhärent gegebenen Rauschunterdrückung zeigt das Pinned-Photodioden-Pixel einen reduzierten Dunkelstrom und eine verbesserte Sensitivität bei niedrigeren Wellenlängen [Hor98]. Aufgrund des zusätzlichen Transfer-Transistors ist der Füllfaktor im Vergleich zum einfachen aktiven Photodioden-Pixel allerdings reduziert, was jedoch durch die oben gezeigten Modifikationen der Rücksetz- und Ausleseschaltung teilweise kompensiert werden kann. Ein weiterer Nachteil ist die Notwendigkeit zusätzlicher Schritte bei der Herstellung von Pinned-Photodioden, die in Standard-CMOS-Prozessen oft nicht vorgesehen sind.

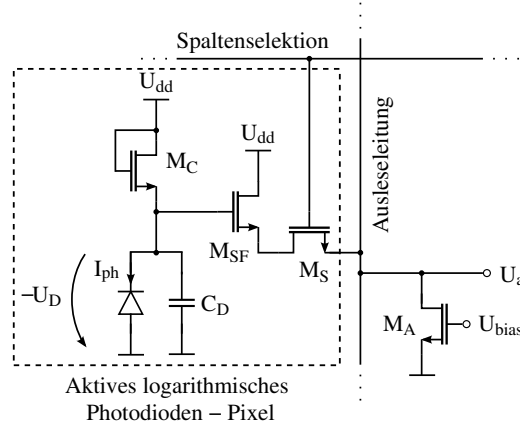


Abbildung I.12: Aktives logarithmisches Photodioden-Pixel

3.2.5. Aktives logarithmisches Photodioden-Pixel

Das aktive logarithmische Photodioden-Pixel stellt eine besondere Variante der Realisierung von lichtempfindlichen Sensorelementen dar. Im Gegensatz zu den bisher beschriebenen Verfahren arbeitet dieses bildgebende Element nicht integrierend, sondern kontinuierlich. Das Ausgangssignal des Pixels ist dabei proportional zum Logarithmus des Photostromes [RD92], wodurch auf dem gleichen Wertebereich des Ausgangssignals der bisher vorgestellten Sensorelemente ein wesentlich größerer Bereich des Photostromes abgebildet werden kann, also der darstellbare Dynamikumfang steigt.

Abbildung I.12 zeigt eine entsprechende Implementierung. Das Pixel besteht aus der Photodiode, dem Auswahl- und dem Source-Folger-Transistor der Ausgangsstufe sowie dem Transistor M_C zur Strom-Spannungs-Wandlung. Die Gate-Source-Spannung von M_D , die mittels des Source-Folgers ausgegeben wird, stellt sich dabei entsprechend der Größe des Photostromes I_{ph} ein. Für den Drain-Strom I_D des Transistors M_C im Arbeitsbereich der schwachen Inversion gilt dabei allgemein

$$I_D = \frac{W}{L} I_0 e^{\frac{U_G}{n U_t}} \left(e^{-\frac{U_S}{U_t}} - e^{-\frac{U_D}{U_t}} \right) \quad (\text{I.27})$$

mit der Temperaturspannung $U_t = kT/e$, dem Subthreshold-Faktor n , dem Subthreshold-Sättigungsstrom I_0 und den Spannungen U_D , U_G sowie U_S an Drain, Gate sowie Source des Transistors. Für I_0 folgt nach [EKV95] weiterhin

$$I_0 = K_w \mu_n C'_{ox} U_t^2 e^{-\frac{U_{Tn0}}{n U_t}} \quad (\text{I.28})$$

mit K_w als einem vom konkreten Oberflächenpotenzial abhängigen Faktor, der Beweglichkeit der Elektronen im Kanal μ_n , der Kapazität des Gateoxids pro Fläche C'_{ox} und der Schwellspannung U_{Tn0} bei einer Source-Bulk-Spannung von 0V. Entsprechend der Beschaltung folgt für Gleichung (I.27) der logarithmische Zusammenhang

$$U_D(I_{ph}) = - \left(\frac{U_{dd}}{n_{M_C}} - U_t \ln \left[\frac{L_{M_C}}{W_{M_C}} \frac{I_{ph}}{I_{0,M_C}} \right] \right) \quad (\text{I.29})$$

zwischen dem Photostrom und der Spannung über der Diode. Da das Element kontinuierlich arbeitet, wird kein Rücksetz-Transistor benötigt.

Dem Vorteil eines erhöhten Dynamikbereiches stehen die Nachteile einer starken Temperaturabhängigkeit sowie eines niedrigen Signallhubes und damit eines reduzierten Signal-Rausch-Verhältnisses gegenüber. Des Weiteren stellt die geringe Uniformität der Pixel, hervorgerufen durch den erheblichen Einfluss von Schwankungen der Transistorparameter, eine starke Einschränkung der Verwendbarkeit dieser Art von Bildaufnehmern dar.

4. Limitierungen von CMOS-Bildsensoren

Die Leistungsfähigkeit von CMOS-Bildsensoren wird durch verschiedene technologische und schaltungstechnische Faktoren beschränkt. Nachfolgend sollen die wichtigsten Parameter zur Charakterisierung von CMOS-Bildaufnehmern vorgestellt werden. Es handelt sich dabei um den Dunkelstrom, zeitliches und örtliches Rauschen, das Signal-Rausch-Verhältnis, den Dynamikbereich, die Empfindlichkeit, die Pixelgröße sowie die Bildrate und die zeitliche Auflösung. Soweit nicht anders angegeben, beziehen sich die nachfolgenden Ausführungen dabei auf aktive Photodioden-Pixel.

4.1. Dunkelstrom

Als Dunkelstrom oder auch Leckstrom wird in Bildsensoren ein ohne die Einwirkung von Photonen generierter Fluss von Ladungsträgern im photosensitiven Element bezeichnet. In integrierenden Bildsensoren führt dieser Strom, zusätzlich zum eigentlichen Photostrom, zu einer Spannungsänderung über der Sperrschichtkapazität der Photodiode. Eine Verringerung des Dunkelstroms bzw. die damit einhergehende Reduktion des Rauschens des Dunkelstromes führt somit zu einer Verbesserung der Sensitivität bei geringer Strahlungsintensität, also zu einem erhöhten Dynamikbereich des Pixels. Da der Leckstrom im Allgemeinen innerhalb einer Sensormatrix sehr starken Schwankungen unterliegen kann [LKI⁺02], erhöht die Reduktion des Dunkelstromes darüber hinaus die Uniformität von Pixelfeldern.

Der Dunkelstrom I_{du} einer Photodiode kann prinzipiell als Summe dreier Komponenten betrachtet werden

$$I_{du} = J_{du-A} \cdot A + J_{du-U} \cdot U + I_{du-S} \quad (\text{I.30})$$

wobei J_{du-A} [$\text{A}\cdot\text{m}^{-2}$] die Leckstromdichte am pn-Übergang der Grundfläche, J_{du-U} [$\text{A}\cdot\text{m}^{-1}$] die Leckstromdichte am pn-Übergang der Seitenwand und I_{du-S} andere, beispielsweise durch den Rücksetz-Transistor hervorgerufene Leckströme beschreiben. A und U sind des Weiteren die Grundfläche und der Umfang der Diode.

Sowohl der horizontale als auch der vertikale Dunkelstromanteil der Photodiode entsprechen im Allgemeinen dem Leckstrom am pn-Übergang einer in Sperrrichtung betriebenen Diode [Wan01]

$$J_{leck} = e \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n}} \frac{n_i^2}{N_A} + e \frac{n_i}{\tau_{eff}} d_{dr} \quad (\text{I.31})$$

wobei D_n der Diffusionskoeffizient und τ_n die Lebensdauer der Elektronen sowie N_A die Dotierungskonzentration im p-Gebiet sind, während n_i die intrinsische Ladungsträgerkonzentration im Silizium, d_{dr} die Dicke der Sperrschicht und τ_{eff} die effektive Lebensdauer der Ladungsträger in der Verarmungszone darstellen. Der erste Term der Gleichung (I.31)

beschreibt dabei den Diffusionsstrom der Minoritätsladungsträger aus den elektrisch neutralen Gebieten, wohingegen der zweite Teil die thermische Ladungsträgergenerierung bzw. Ladungsträgerrekombination (Shockley–Read–Hall–Generierung [SR52, Hal52]) in der Verarmungszone quantifiziert. Für die intrinsische Ladungsträgerkonzentration n_i gilt dabei

$$n_i = 2 \left(\frac{2 \pi k}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} T^{\frac{3}{2}} (m_c^* m_v^*)^{\frac{3}{4}} e^{-\frac{E_g}{2kT}} \quad (\text{I.32})$$

mit m_c^* als effektiver Masse der Elektronen im Leitungsband und m_v^* als effektiver Masse der Löcher im Valenzband. Aufgrund der starken Temperaturabhängigkeit von n_i wird auch der Dunkelstrom stark von der Temperatur beeinflusst und verdoppelt sich zirka je 8K Temperaturanstieg. Bei Raumtemperatur dominiert dabei der Anteil der thermischen Ladungsträgergeneration, während bei höheren Temperaturen der Diffusionsstrom überwiegt.

Die effektive Lebensdauer τ_{eff} der Ladungsträger in der Verarmungszone ist stark von der Dichte der Kombinations– und Rekombinationszentren abhängig. Für eine höhere Dichte nimmt die Lebensdauer dabei ab [Sch97], womit der thermisch generierte Dunkelstrom steigt. Am Übergang von Silizium zu Siliziumdioxid, welches zur Isolation benachbarter Schaltungselemente verwendet wird, ist die Anzahl der Kombinations– und Rekombinationszentren aufgrund von Störungen des Kristallgitters stark erhöht, wodurch diese Bereiche den Hauptanteil zum Dunkelstrom beisteuern. Da die beschriebenen Materialübergänge vor allem an den Rändern der Photodiode auftreten, wird der Dunkelstrom hauptsächlich vom lateralen Anteil bestimmt. Somit führt eine Verringerung der Diodenfläche auch grundsätzlich zu einem überproportionalen Anstieg des Dunkelstromes. Das Verhältnis von lateralem zu vertikalem Dunkelstromanteil hängt dabei sowohl von der Technologie, der Art der Photodiode als auch von den Diodenmaßen ab. In [LFM⁺03] wurde für einen 0,35 μm –CMOS–Prozess mit n⁺–Diffusions/p–Substrat–Dioden und einer Pixelgröße von 5,6 μm \times 5,6 μm dafür beispielsweise der Faktor 10 ermittelt.

Neben dem Diffusions– und dem thermisch generierten Anteil des Dunkelstromes wird in [LFM⁺03] auch auf die Möglichkeit von Dunkelstromanteilen durch das Auftreten des Tunneleffektes hingewiesen. Vor allem bei hohen Dotierungsdichten, welche zu einer verringerten Sperrschichtbreite des pn–Übergangs führen, kann bei gleichzeitigem Anlegen einer hohen Spannung in Sperrichtung (für den verwendeten 0,35 μm –CMOS–Prozess und n⁺–Diffusions/p–Substrat–Dioden beträgt diese zirka 5V) der Tunnelstrom signifikant zum Dunkelstrom beitragen.

Ansätze zur Reduktion des Dunkelstromes

Der absolute Wert des Dunkelstromes variiert in Abhängigkeit von der verwendeten Technologie sowie der Art und des Designs der Photodiode teilweise stark. Allgemein kann allerdings davon ausgegangen werden, dass eine Reduktion der Übergangsbereiche zwischen Silizium und Siliziumdioxid im Bereich der Diodenstruktur zu einer starken Verringerung des Leckstromes führt. Dies gilt besonders unter dem Aspekt, dass der Wechsel von LOCOS¹³, als Technik zur Isolierung benachbarter Schaltungsstrukturen, zu STI¹⁴ für Herstellungsverfahren unterhalb von 0,25 μm –CMOS–Prozessen, zu erhöhten lateralen Leckströmen führt [ITO⁺97].

¹³Local Oxidation of Silicon — lokale Oxidation von Silizium

¹⁴Shallow Trench Isolation — Isolation mittels flacher Gräben

Einfache Möglichkeiten zur Verringerung des Leckstromes sind eine möglichst große Diodenfläche, da eine Erhöhung der Diodenabmaße grundsätzlich zu einer Abnahme des Anteils der lateralen Diodenfläche an der Gesamtfläche führt, und das Abrunden der Ecken der Photodiode, um die Gebiete der größten Störungen im Kristallgitter zu vermeiden.

Bei immer stärker reduzierten Pixelgrößen (Stand 2007: $< 2\mu\text{m} \times 2\mu\text{m}$ [CRH⁺06]) oder höheren Anforderungen an die Reduktion des Dunkelstromes genügen diese einfachen Ansätze allerdings nicht. Eine deutliche Senkung (Faktor 5–10) des lateralen Leckstromes lässt sich hingegen durch ringförmige n^+ -Diffusions-Strukturen zur Separierung der eigentlichen Photodiode vom angrenzenden Siliziumdioxid erreichen [CCJA06]. Das zusätzliche n^+ -Diffusions-Gebiet kann dabei entweder mit einer konstanten Spannung verbunden sein oder gleichzeitig zum Rücksetzen der Photodiode verwendet werden [CK02]. Da sich durch den eingefügten Ring allerdings der Füllfaktor des Pixels reduziert, wird in [HKY05] eine einfache räumliche Separierung der Diodenkante von der STI-Isolation vorgeschlagen. Durch die Realisierung dieses Ansatzes kann der Leckstrom allerdings nur um den Faktor 2 gesenkt werden.

Bei sehr geringen Pixelgrößen ist der zurzeit erfolgversprechendste Ansatz allerdings die Verwendung von *Pinned-Photodioden* entsprechend Abschnitt I 3.2.4.. Durch Optimierung der Prozesse, speziell der Verfahren zur Herstellung der STI-Isolation, die weitere Reduktion von Verunreinigungen, optimierte Dotierungsprofile und speziell entworfene Diodenstrukturen kann dabei eine Leckstromdichte von weniger als $10\text{pA}\cdot\text{cm}^{-2}$ erreicht werden [TNM⁺07]. Im Vergleich dazu muss man für konventionelle CMOS-Prozesse von einer Leckstromdichte in der Größenordnung von mindestens $1\text{--}10\text{nA}\cdot\text{cm}^{-2}$ ausgehen [ITY⁺03].

Einfluss des Rücksetz-Transistors

Neben der Photodiode selbst trägt auch der Leckstrom des Rücksetz-Transistors zum Dunkelstrom des photosensitiven Elements bei. Je nach Betriebszustand des Transistors wirken dabei verschiedene Mechanismen. Der Sperrstrom des Transistors zwischen Source und Drain, der Gate-Strom durch Injektion heißer Ladungsträger (*hot-carrier injection*) und der Sperrstrom durch das Gate treten bevorzugt beim nichtleitenden Transistor auf, während der durch den in Sperrrichtung beschalteten pn-Übergang hervorgerufene Leckstrom und der Gateoxid-Tunnelstrom unabhängig vom Betriebszustand wirksam sind [RMMM03]. Bei heutigen Photosensor-Implementierungen sind vor allem der Leckstrom des in Sperrrichtung beschalteten pn-Übergangs, der Sperrstrom des nichtleitenden Transistors und der Leckstrom durch das Gate relevant. Diese Mechanismen gewinnen darüber hinaus durch die mit fortschreitender Technologie-Entwicklung höheren Dotierungskonzentrationen, niedrigeren Schwellspannungen, geringeren Gateoxid-Dicken und auftretenden Kurzkanaleffekte, aufgrund immer kleinerer Transistorabmaße, zukünftig noch an Bedeutung [HMS⁺07].

4.2. Rauschen

Unter Rauschen in elektronischen Schaltungen versteht man statistisch verteilte Schwankungen von Strömen und Spannungen. Das Rauschen bestimmt somit die unterste Grenze der Messgenauigkeit. Bei Bildsensoren werden durch das Rauschen maßgeblich der nutz-

bare Dynamikbereich und die Bildqualität beeinflusst. Der Dynamikbereich (DR^{15}) ist dabei der Quotient aus maximal darstellbarer und minimal auswertbarer Strahlungsintensität. Zur Bewertung der Bildqualität wird neben der subjektiven Beurteilung [WS04] das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR^{16}) als objektives Maß herangezogen.

Allgemein wird bei Bildaufnehmern zwischen zeitlichem und örtlichem Rauschen unterschieden. Unter zeitlichem Rauschen versteht man dabei die temporär zufällige Variation von elektrischen Größen. Die qualitative Beschreibung dieser Prozesse erfolgt mittels Rauschleistungsdichtespektren. Örtliches Rauschen hingegen ist der Oberbegriff zur Quantifizierung der zeitlich invarianten Unterschiede zwischen einzelnen Pixeln eines Bildaufnehmers. Es wird im Allgemeinen durch normalverteilte Größen beschrieben. Die Varianz ist dabei ein Maß für die Uniformität.

4.2.1. Zeitliches Rauschen

Viele der wichtigsten Rauscharten können als stationäre, ergodische Zufallsprozesse aufgefasst werden. Stationarität bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die statistische Charakteristik (Mittelwert und Varianz) des Prozesses von der Zeit unabhängig ist. Ergodizität hingegen besagt, dass die Eigenschaften eines Zufallsprozesses gleich denen eines Ensembles dieses Zufallsprozesses sind.

Unter der Annahme eines stationären, ergodischen Prozesses ergibt sich nach dem *Wiener-Khintchin-Theorem* die spektrale Rauschleistungsdichte $S_{XX}(f)$ zur Beschreibung der statistischen Eigenschaften des Prozesses als Fouriertransformierte der Autokorrelationsfunktion $R_{XX}(\tau)$:

$$S_{XX}(f) = \mathcal{F}[R_{XX}(\tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{XX}(\tau) e^{-i2\pi f\tau} d\tau \quad (\text{I.33})$$

Die Angabe der Leistungsdichtespektren kann dabei entweder einseitig (mit nur positiven Frequenzen) oder zweiseitig erfolgen. In den nachfolgenden Betrachtungen wird, soweit nicht anders angegeben, die zweiseitige Darstellung verwendet. Die Rauschleistung pro Frequenzintervall besitzt dabei den halben Wert der einseitigen Beschreibung.

Da in einer realen Schaltung meist mehr als eine Rauschquelle vorhanden ist und oft die Summe aller Rauschleistungen in einem Punkt des Systems (in der Regel bezüglich eines Eingangs- oder Ausgangsknotens) berechnet werden soll, ist die Betrachtung der Rauschübertragung innerhalb einer Schaltung von Bedeutung. Aufgrund des im Allgemeinen gegenüber dem Nutzsignal deutlich geringeren Rauschsignals kann zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens ein linearisiertes Modell der Schaltung im entsprechenden Arbeitspunkt benutzt werden. Für dieses so genannte *LTI*¹⁷-System ergibt sich die spektrale Rauschleistungsdichte des Ausgangsprozesses Y in Abhängigkeit des Eingangsprozesses X und der Übertragungsfunktion $H(f)$ zu

$$S_{YY}(f) = |H(f)|^2 S_{XX}(f) \quad (\text{I.34})$$

wobei $H(f)$ die Fouriertransformierte der Impulsantwort $h(t)$ im Zeitbereich ist.

¹⁵Dynamic Range — Dynamikbereich

¹⁶Signal-to-Noise Ratio — Signal-Rausch-Verhältnis

¹⁷Linear Time-Invariant — linear und zeitinvariant

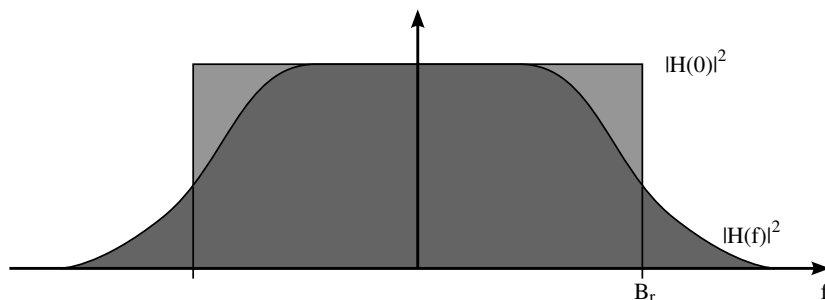


Abbildung I.13: Zusammenhang zwischen Übertragungsfunktion und äquivalenter Rauschbandbreite

In einem *LTI*-System mit mehreren unkorrelierten stationären Eingangsprozessen X_i folgt für die spektrale Rauschleistungsdichte des Ausgangsprozesses Y

$$S_{YY}(f) = \sum_{i=1}^n |H_i(f)|^2 S_{XX_i}(f) \quad (\text{I.35})$$

mit $H_i(f)$ als entsprechender Übertragungsfunktion vom Eingang X_i zum Ausgang Y .

Die mittlere Rauschleistung $\overline{Y^2}$ des Ausgangsprozesses bestimmt sich durch Integration des Rauschleistungsdichtespektrums über den gesamten Frequenzbereich:

$$\overline{Y^2(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{YY}(f) df = \sum_{i=1}^n \overline{Y_i^2(t)} \quad (\text{I.36})$$

Oft erfolgt die Berechnung der mittleren Rauschleistung bei weißem Rauschen, welches durch eine konstante spektrale Rauschleistungsdichte definiert ist, auch mittels der so genannten äquivalenten Rauschbandbreite B_r . B_r wird dabei entsprechend so bestimmt, dass die mittlere Rauschleistung des betrachteten Systems mit der Übertragungsfunktion $H(f)$, welche im Allgemeinen einem Tiefpass entspricht, und die eines idealisierten Tiefpasses mit unendlicher Flankensteilheit übereinstimmen:

$$B_r = \frac{1}{2 |H(0)|^2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (\text{I.37})$$

Abbildung I.13 veranschaulicht den Ansatz zur Bestimmung der äquivalenten Rauschbandbreite B_r .

Thermisches Rauschen

Thermisches Rauschen tritt in allen ohmschen Bauelementen auf. Es wird durch die thermisch generierte Ladungsträgerbewegung hervorgerufen, ist proportional zur absoluten Temperatur (am absoluten Temperatur-Nullpunkt verschwindet thermisches Rauschen komplett) und nicht an das Vorhandensein eines Stromflusses gebunden.

Qualitativ wird das thermische Rauschen mittels eines konstanten Leistungsdichtespektrums beschrieben. Für die spektrale Rauschleistungsdichte eines Widerstandes gilt dabei bezüglich der Rauschspannung und des Rauschstromes:

$$S_{U,R}(f) = 2kTR \quad (\text{I.38})$$

$$S_{I,R}(f) = \frac{2kT}{R} \quad (\text{I.39})$$

Da die Rauschleistung in realen Systemen jedoch begrenzt ist, erstreckt sich das thermische Rauschen nicht mittels konstantem Rauschleistungsdichtespektrum bis zu beliebig hohen Frequenzen. Für einen Widerstand bei sehr hohen Frequenzen ($>10^{14}\text{Hz}$) gilt dabei:

$$S_{U,R}(f) = \frac{hf}{kT} \frac{2kTR}{e^{\frac{hf}{kT}} - 1} \quad (\text{I.40})$$

$$S_{I,R}(f) = \frac{hf}{kT} \frac{2kT}{R \left(e^{\frac{hf}{kT}} - 1 \right)} \quad (\text{I.41})$$

Ein rauschender Widerstand kann durch einen idealen Widerstand in Reihe geschaltet mit einer Rauschspannungsquelle oder parallel geschaltet mit einer Rauschstromquelle modelliert werden. Die Effektivwerte der Rauschquellen lassen sich dabei durch Integration der Rauschleistungsdichtespektren nach Gleichung (I.38) und (I.39) ermitteln:

$$\overline{U_R(t)} = \sqrt{4kTRB_r} \quad (\text{I.42})$$

$$\overline{I_R(t)} = \sqrt{\frac{4kTB_r}{R}} \quad (\text{I.43})$$

Schrotrauschen

Der Begriff Schrotrauschen beschreibt im Zusammenhang mit opto–elektronischen Systemen zwei Phänomene. Einerseits wird diese Rauschart durch die stochastisch verteilte Ladungsträgerbewegung in einem stromdurchflossenen pn–Übergang verursacht (Dunkelstrom) und andererseits unterliegt auch die Generierung von Elektron–Loch–Paaren im Halbleiter, aufgrund der stochastischen Eigenschaften des Photonenflusses, gewissen statistischen Schwankungen. In beiden Fällen setzt sich das Rauschen aus zufälligen, statistisch unabhängigen Einzelimpulsen zusammen, die einer Poisson–Verteilung entsprechen. Somit sind der Erwartungswert und Varianz dieses statistischen Prozesses gleich.

Nach der *Schottky–Beziehung* gilt für die spektrale Rauschleistungsdichte des Schrotrauschens:

$$S_{I,schrot}(f) = eI \quad (\text{I.44})$$

$S_{I,schrot}(f)$ ist dabei proportional dem Stromfluss und bis zu hohen Frequenzen konstant. Erst oberhalb von Frequenzen, deren Periode in der Größenordnung der Transitzeit liegt, fällt das Rauschleistungsdichtespektrum mit $1/f^2$ ab.

Für den Effektivwert des Rauschstromes gilt:

$$\overline{I_{schrot}(t)} = \sqrt{2eIB_r} \quad (\text{I.45})$$

1/f-Rauschen und Flicker-Rauschen

Eine zusätzlich bei allen aktiven und einigen passiven Bauelementen (z.B. Karbon-Widerständen) auftretende Rauschkomponente wird als 1/f-Rauschen bezeichnet [Kes82]. Für die genaue Ursache des 1/f-Rauschens gibt es verschiedene Erklärungsansätze. Die gegenwärtig am weitestgehendsten akzeptierte Theorie besagt, dass der Grund Haftstellen sind, die Ladungsträger binden und zufällig wieder freigeben. Diese Haftstellen treten in Halbleitermaterialien verstärkt an der Grenzfläche zwischen Substrat und Gateoxid aufgrund der dort vorhandenen Defekte und Unregelmäßigkeiten im Kristallgitter auf [Kla71]. 1/f-Rauschen kann allerdings nicht nur an Grenzflächen, sondern auch in homogenen Strukturen beobachtet werden. Hier manifestiert es sich durch eine zufällige Modulation des Widerstandswertes, hervorgerufen durch Fluktuationen der Anzahl der Ladungsträger oder ihrer Beweglichkeit [Hoo94]. Demnach ist 1/f-Rauschen auch eine intrinsische Materialeigenschaft.

1/f-Rauschen ist an das Vorhandensein eines Stromflusses gebunden und zeigt im Rauschleistungsdichtespektrum eine proportionale Abhängigkeit von $|f|^{-\alpha}$. Für niedrige Frequenzen ist 1/f-Rauschen daher oft der dominante Rauschanteil in einer Schaltung. Die spektrale Rauschleistungsdichte berechnet sich allgemein zu

$$S_{I,1/f}(f) = K_f f^{-\alpha} \quad (\text{I.46})$$

wobei K_f eine technologie- und zum Teil auch stromabhängige Konstante ist. Der Exponent α nimmt entsprechend Werte nahe 1 an [Hoo94]. 1/f-Rauschen unterscheidet sich damit von einer anderen, fälschlicherweise oft synonym verwendeten Rauschart, dem so genannten *Flicker*¹⁸-Rauschen, welches allerdings näherungsweise proportional zu $|f|^{-2}$ ist.

Für den Effektivwert des durch 1/f-Rauschen hervorgerufenen Rauschstromes gilt mit der unteren und oberen Integrationsgrenze f_u und f_o :

$$\overline{I_{1/f}(t)} = \sqrt{K_f \ln \left(\frac{f_o}{f_u} \right)} \quad (\text{I.47})$$

Die obere Integrationsgrenze kann im Allgemeinen aus der oberen Bandbegrenzung eines realen Systems abgeleitet werden. Für die untere Grenze des relevanten Frequenzbereiches wird oft die reziproke Betriebsdauer des Systems angenommen.

4.2.2. Rauschmodell der Photodiode

Abbildung I.14 a zeigt das Rauschersatzschaltbild einer Diode. C_D ist die Sperrschichtkapazität, während r_D den differentiellen Ausgangswiderstand der Photodiode darstellt. r_D kann durch Differenziation der Gleichung (I.7) ermittelt werden [SN07]:

$$\frac{1}{r_D} = \frac{dU}{dI} = \frac{e I_S}{n_{pn} k T} e^{\frac{e U_D}{n_{pn} k T}} \quad (\text{I.48})$$

Nach [Bus05] ist bei pn-Dioden eine einfache Unterscheidung zwischen thermischem Rauschen und Schrotrauschen nicht ohne Weiteres möglich, es muss vielmehr von einem gleitenden Übergang zwischen beiden Phänomenen ausgegangen werden. Wird Gleichung

¹⁸flicker — funkeln



a) Rauschersatzschaltbild der Diode

b) RC-Schaltung

Abbildung I.14: Rauschersatzschaltbild der Diode und RC-Schaltung zur Modellierung des Reset-Rauschens

(I.7) in die allgemeine Formel (I.44) zur Berechnung der Leistungsdichte des Schrotrauschens eingesetzt, so ergibt sich:

$$S_{I, \text{schrot}}(f) = e I_S e^{\frac{e U_D}{n p n k T}} + e I_S + e I_{ph} \quad (\text{I.49})$$

Das Schrotrauschen in der Diode setzt sich dabei aus drei statistisch unabhängigen Komponenten zusammen, den Anteilen des so genannten spannungsabhängigen Anlaufstromes (erster Term), des Sättigungssperrstromes (zweiter Term) und des lichtabhängigen Photostromes (dritter Term). Als lichtinvarianter Dunkelstrom der Photodiode wird dabei die Summe der ersten beiden Terme betrachtet, während der dritte Term das Schrotrauschen des Photostromes, hervorgerufen durch das stochastische Eintreffen der Photonen, modelliert. Dass Gleichung (I.49) sowohl Schrotrauschen als auch thermisches Rauschen erfasst, wird in [Bus05] gezeigt. Für den Sonderfall $U_D=0$ ergibt sich der Dunkelstrom der Diode nach Gleichung (I.49) dabei zu $2 e I_S$. Dasselbe Ergebnis erhält man durch Einsetzen von Gleichung (I.48), welche der Beschreibung des differentiellen Widerstandes dient, in die Gleichung (I.39) zur Berechnung der thermischen Rauschleistungsdichte eines Widerstandes.

Für den Betrieb der Diode in Sperrrichtung ist der erste Term in Gleichung (I.49) vernachlässigbar, weshalb für das Schrotrauschen der Photodiode gilt:

$$S_{I, \text{schrot}}(f) = e I_S + e I_{ph} = e I_{du} + e I_{ph} \quad (\text{I.50})$$

Das $1/f$ -Rauschen kann in Photodioden im Allgemeinen gegenüber den anderen Rauschkomponenten vernachlässigt werden. Erstens trägt beim Betrieb der Diode in Sperrrichtung nur der Dunkelstrom, der normalerweise wesentlich geringer als der Photostrom ist, zur Generierung des $1/f$ -Rauschens bei und zweitens ist das $1/f$ -Rauschen nach [Tia00], selbst bei geringen Strahlungsdichten und niedrigen Frequenzen im Vergleich zum Schrotrauschen vernachlässigbar.

Rauschen der Photodiode in integrierenden Photodetektoren

Da bei der Photodiode als integrierendem Photodetektor nicht der Photostrom I_{ph} selbst, sondern die innerhalb des Zeitraumes t_{int} integrierte Ladung $Q_{int}(t)$ von Bedeutung ist, muss für die Rauschbetrachtung auch die mittlere Schwankung $\overline{Q_{int}(t)}$ der integrierten Ladung betrachtet werden.

Für den poisson-verteilten Prozess des Schrotrauschens ist die Varianz dabei gleich dem Erwartungswert der während der Zeit t_{int} aufgrund des Dunkelstrom- und Photonenrauschens integrierten Ladung. Die Anzahl der Rauschelektronen $n_{int,schrot}$ entspricht somit der akkumulierten Ladung dividiert durch die Elementarladung:

$$n_{int,schrot}^2 = n_{int,du}^2 + n_{int,ph}^2 = \frac{I_{du} t_{int}}{e} + \frac{I_{ph} t_{int}}{e} \quad (\text{I.51})$$

Eine äquivalente Herleitung dieser Beziehung aus Gleichung (I.50) kann in [Bus05] nachvollzogen werden. Für die akkumulierte Rauschladung $Q_{int,schrot}(t)$ gilt unter Verwendung von Gleichung (I.51):

$$\overline{Q_{int,schrot}^2(t)} = \overline{Q_{int,du}^2(t)} + \overline{Q_{int,ph}^2(t)} = e I_{du} t_{int} + e I_{ph} t_{int} \quad (\text{I.52})$$

Mit der Sperrschichtkapazität C_D ergibt sich die Rauschspannung $\overline{U_{int,schrot}}$ zu:

$$\overline{U_{int,schrot}^2(t)} = \overline{U_{int,du}^2(t)} + \overline{U_{int,ph}^2(t)} = \frac{e I_{du} t_{int}}{C_D^2} + \frac{e I_{ph} t_{int}}{C_D^2} \quad (\text{I.53})$$

Es ist zu erkennen, dass das Schrotrauschen am integrierenden Pixel bei hoher Strahlungsintensität maßgeblich vom stochastischen Eintreffen der Photonen bestimmt wird, während bei geringerer Bestrahlungsstärke hauptsächlich das Rauschen des Leckstromes wirksam ist.

Bei Verwendung der Photodiode im integrierenden Modus wirkt sich darüber hinaus das thermische Rauschen des Reset-Transistors während des Rücksetzens der Sperrschichtkapazität aus. Der Einschaltwiderstand R_S des Transistors bildet dabei mit der Diodenkapazität C_D einen RC-Tiefpass. Abbildung I.14 b zeigt das dazugehörige Ersatzschaltbild. Der thermisch rauschende Widerstand R_S wird dabei durch eine äquivalente Rauschspannungsquelle in Reihe mit dem idealen, rauschfreien Widerstand gleicher Größe modelliert. Die effektive Rauschspannung $\overline{U_{int,therm}(t)}$ über der Kapazität errechnet sich zu:

$$\overline{U_{int,therm}^2(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{U,C}(f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 S_{U,R}(f) df \quad (\text{I.54})$$

Mit der Übertragungsfunktion des Tiefpasses $H(f) = (1 + j 2 \pi f R_S C_D)^{-1}$ und der spektralen Rauschleistungsdichte des Widerstandes nach Gleichung (I.38) folgt:

$$\overline{U_{int,therm}^2(t)} = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{2 k T R_S}{1 + (2 \pi f R_S C_D)^2} df = \frac{k T}{C_D} \quad (\text{I.55})$$

Für die Rauschladung $\overline{Q_{int,therm}(t)}$ und die Anzahl der akkumulierten Elektronen $n_{int,therm}$ gilt entsprechend:

$$n_{int,therm}^2 = \frac{k T C_D}{e^2} \quad (\text{I.56})$$

$$\overline{Q_{int,therm}^2(t)} = k T C_D \quad (\text{I.57})$$

Aufgrund des Terms kTC_D wird das thermische Rauschen des Reset-Transistors im Zusammenhang mit Schaltungen für Photodioden auch als kTC -Rauschen bezeichnet.

Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass sich die Betrachtungen zum kTC -Rauschen auf den eingeschwungenen Zustand des RC -Tiefpasses beziehen. In [TFG01] wird hingegen gezeigt, dass die Zeiten für das Zurücksetzen bei der Verwendung eines NMOS-Transistors als Schalter im Allgemeinen zu kurz sind, um diesen Zustand zu erreichen. kT/C_D ist daher als Obergrenze des Rauschens beim Rücksetzen der Diodenkapazität zu betrachten. Eine Rauschanalyse im Zeitbereich zeigt für realistische Zeiten eher einen Wert von $kT/2C_D$. Mit einem PMOS-Transistor als Schalter wird der eingeschwungene Zustand allerdings wesentlich schneller erreicht. Dies liegt darin begründet, dass dieser Transistortyp vor dem Erreichen der maximalen Spannung über der Diodenkapazität nicht in den Betriebszustand der schwachen Inversion übergeht.

Da das thermische Rauschen des Reset-Transistors und das Schrotrauschen der Photodiode statistisch unkorreliert sind, ergibt sich für das Rauschen der Schaltung insgesamt:

$$n_{int,r}^2 = n_{int,schrot}^2 + n_{int,therm}^2 = \frac{I_{du} t_{int}}{e} + \frac{I_{ph} t_{int}}{e} + \frac{kT C_D}{e^2} \quad (\text{I.58})$$

$$\overline{Q_{int,r}^2(t)} = \overline{Q_{int,schrot}^2(t)} + \overline{U_{int,therm}^2(t)} = e I_{du} t_{int} + e I_{ph} t_{int} + kT C_D \quad (\text{I.59})$$

$$\overline{U_{int,r}^2(t)} = \overline{U_{int,schrot}^2(t)} + \overline{U_{int,therm}^2(t)} = \frac{e I_{du} t_{int}}{C_D^2} + \frac{e I_{ph} t_{int}}{C_D^2} + \frac{kT}{C_D} \quad (\text{I.60})$$

4.2.3. Rauschmodell des MOS-Transistors

Die Rauschcharakteristik des MOS-Transistors wird von weißem Rauschen und $1/f$ -Rauschen bestimmt. In Abhängigkeit vom Arbeitsbereich des Transistors kann der Anteil des weißen Rauschens dabei entweder durch thermisches Rauschen oder Schrotrauschen beschrieben werden. Für Transistoren im Arbeitsbereich der starken Inversion bildet der Kanal zwischen Drain und Source einen rauschenden Widerstand. Für die ausgangsseitige Rauschleistungsdichte gilt dabei

$$S_{I,therm}(f) = 2kT\gamma g_m \quad (\text{starke Inversion in Sättigung}) \quad (\text{I.61})$$

$$S_{I,therm}(f) = 2kT g_{DS} \quad (\text{starke Inversion im ohmschen Bereich}) \quad (\text{I.62})$$

mit g_m als Transkonduktanz und g_{DS} als Ausgangsleitwert des Transistors. Der Parameter γ ist stark von der Geometrie des Transistors abhängig. Für Transistoren mit entsprechend großer Kanallänge gilt $\gamma=2/3$. Bei kurzkanaligen Transistoren ($<1\mu\text{m}$) kann dieser Wert für bestimmte Einstellungen der Gate-Source- und Drain-Source-Spannung allerdings um den Faktor 10 höher sein [TBK96]. Da der Ladungstransport bei schwacher Inversion mittels Diffusion erfolgt, liegt es in diesem Arbeitsbereich näher, eher von Schrotrauschen als von thermischem Rauschen auszugehen. Daher gilt:

$$S_{I,therm}(f) = S_{I,schrot}(f) = e I_D \quad (\text{schwache Inversion}) \quad (\text{I.63})$$

Die ausgangsseitige Rauschleistungsdichte des $1/f$ -Rauschens von MOS-Transistoren kann durch die Gleichung

$$S_{I,1/f}(f) = \frac{1}{WL} K_f \frac{1}{f} \quad (\text{I.64})$$

beschrieben werden. Der Parameter K_f ist von der verwendeten Technologie, vom Arbeitsbereich und vom Transistortyp abhängig. Je nach Transistortyp unterscheiden sich die Werte für K_f dabei erheblich. Während der Rauschparameter für NMOS-Transistoren keine Strom- oder Spannungsabhängigkeit zeigt, hängt K_f bei PMOS-Transistoren linear vom Drain-Strom und der Drain-Source-Spannung ab. Eine mögliche Ursache sind unterschiedliche physikalische Mechanismen, die vermutlich für das $1/f$ -Rauschen der beiden Transistortypen verantwortlich sind. Während angenommen wird, dass in PMOS-Transistoren Beweglichkeitsfluktuationen zum $1/f$ -Rauschen führen, gelten bei NMOS-Transistoren Unregelmäßigkeiten im Kristallgitter an der Grenzfläche zwischen Substrat und Oxid als Ursache. Ein grundlegender Ansatz zur Verringerung des $1/f$ -Rauschens beider Transistortypen ist die Verwendung von Transistoren mit möglichst großer Gate-Fläche.

Da thermisches Rauschen bzw. Schrotrauschen und $1/f$ -Rauschen statistisch unkorreliert sind, ergibt sich für das Rauschen des MOS-Transistors insgesamt:

$$S_I(f) = S_{I,therm/schrot}(f) + S_{I,1/f}(f) \quad (\text{I.65})$$

Neben dem auf den Stromfluss des Transistors bezogenen Rauschen (ausgangsseitiges Rauschen) wird häufig aufgrund einfacherer Berechenbarkeit das so genannte eingangsseitige Rauschen angegeben. Die eingangsbezogene Rauschleistungsdichte $S_U(f)$ beschreibt dabei die am Gate des Transistors nötige Änderung der Spannung in einem bestimmten Frequenzbereich, um zwischen Drain und Source die entsprechende ausgangsseitige Rauschleistungsdichte $S_I(f)$ hervorzurufen. Da die linearisierte Übertragungsfunktion zwischen dem Eingang und dem Ausgang des MOS-Transistors für kleine Signaländerungen gerade der Transkonduktanz g_m entspricht, ergibt sich für das eingangsseitige Rauschen nach Gleichung (I.34):

$$S_U(f) = \frac{1}{g_m^2} S_I(f) \quad (\text{I.66})$$

4.2.4. Örtliches Rauschen

Im Gegensatz zum zeitlichen Rauschen wird unter örtlichem Rauschen die zeitinvariante, differente Charakteristik von verschiedenen Pixeln bei gleicher Bestrahlung verstanden. Das örtliche Rauschen setzt sich dabei aus der ungleichmäßigen Empfindlichkeit der Pixel (Photo Response Non-Uniformity (PRNU)) und aus zufälligen Parameterschwankungen (Fixed-Pattern Noise (FPN)) der zusätzlich zum Sensorelement verwendeten Bauelemente zusammen. Im Allgemeinen unterliegt das örtliche Rauschen einer Normalverteilung, wobei die Varianz ein Maß für die Uniformität ist.

Die unterschiedliche Pixelempfindlichkeit wird u.a. von örtlichen Schwankungen in der Dotierung, von Variationen in der Geometrie der Pixel und von Unterschieden im Absorptionskoeffizienten verursacht. Das PRNU ist im Allgemeinen von der Wellenlänge und der Stärke der Bestrahlung abhängig und kann durch Vergrößerung der Pixel verringert werden. Bei niedrigen Bestrahlungsdichten trägt darüber hinaus die zeitinvariante Schwankung des Dunkelstromes zwischen einzelnen Pixeln verstärkt zum örtlichen Rauschen bei.

Neben der Variation der Charakteristik des Sensorelementes selbst wird zeitlich indifferentes Rauschen in CMOS-Bildsensoren hauptsächlich durch die Variation der Schwellspan-

nung U_T und der Transistorkonstanten $\beta = K' \cdot W/L$ der verwendeten Transistoren hervorgerufen. Die Ursachen dieser zufälligen Parameterschwankungen sind im Fertigungsprozess zu suchen. Als Hauptgründe gelten dabei statistische Variationen der Transistorgeometrie, der Oberflächenzustandsdichte, der Ionen-Implantation, der Dicke des Oxids sowie der Dotierung und Beweglichkeit der Ladungsträger im Kanal [Hau99].

Zur Modellierung der Parameterschwankungen von Schwellspannung und Transistorkonstanten gibt es verschiedene Ansätze, sie beinhalten im Allgemeinen jedoch mindestens die Geometrie des Bauelements und die Prozessparameter A_{UT} und A_β . In dem von vielen Herstellern integrierter CMOS-Schaltungen verwendeten, vereinfachten Modell nach [LHC86] gilt dabei für die Varianz:

$$\sigma^2(\Delta U_T) = \frac{A_{UT}^2}{W L} \quad \text{und} \quad \frac{\sigma^2(\Delta \beta)}{\beta^2} = \frac{A_\beta^2}{W L} \quad (\text{I.67})$$

In weiterführenden Betrachtungen werden zahlreiche zusätzliche Kenngrößen zur genaueren Modellierung vorgeschlagen. Neben der expliziten Berücksichtigung der Weite und Länge des Transistors [LWMM98] sind dies Parameter zur Beschreibung des Substrateffektes [PDW89], des Abstandes der Transistoren untereinander [GOS97], der Ladungsträrgbeweglichkeit [SGLB99] und der Driftgeschwindigkeit [CRD⁺02].

In Photosensoren mit aktiven Pixelschaltungen haben die Schwankungen der Schwellspannung und der Transistorkonstanten Einfluss auf das Verhalten der Reset-Schaltung, des Verstärkers im Pixel und aller Schaltungen außerhalb des Pixelfeldes. Zur Analyse des Einflusses der Parameterschwankungen der einzelnen Bauelemente auf das statistische Verhalten eines größeren Baublocks bieten sich die Verwendung der *Monte-Carlo*-Methode oder die Varianzrechnung an [Gra03]. Während die *Monte-Carlo*-Methode auf der wiederholten Durchführung einer Schaltungssimulation mit verschiedenen Realisierungen der zufälligen Parameter der Bauelemente beruht, versteht man unter Varianzrechnung die analytischen Betrachtung der statistischen Eigenschaften einer Schaltung auf Basis eines um den Arbeitspunkt linearisierten Modells.

Da die Variation der zufällig schwankenden Parameter im Allgemeinen von der Dimensionierung der Bauelemente abhängt, bieten sich zur Verringerung der Schwankungen größere Abmessungen an. Aufgrund des wichtigen Ziels einer hohen Integrationsdichte ist dieser Ansatz meist nur eingeschränkt umsetzbar, und die Verwendung entsprechender Techniken zur Reduktion des örtlichen Rauschens wird notwendig.

4.2.5. Methoden zur Rauschminderung

In den vorhergehenden Abschnitten wurden bereits einige Ansätze zur Verringerung der verschiedenen Rauschanteile des photosensitiven Elementes und der Ausleseschaltung erläutert. Dabei handelt es sich allerdings hauptsächlich um Möglichkeiten, aufgrund der Dimensionierung der Bauelemente oder deren Gestaltungsform Einfluss auf das Rauschverhalten zu nehmen. Da speziell die Abmessungen eines Transistors, die beispielsweise von entscheidender Bedeutung für die Höhe des örtlichen Rauschens sind, bei der Verwendung innerhalb eines Pixelelementes nicht beliebig vergrößert werden können, soll an dieser Stelle auf Korrekturverfahren zur Minderung des (örtlichen) Rauschens eingegangen werden.

Statische Korrektur

Bei der Anwendung einer statischen Korrektur findet während einer einmaligen Kalibrierung eine Anpassung des realen an ein gewünschtes Schaltungsverhalten statt. Unter vorgegebenen Kalibrierbedingungen wird dabei entweder der Parameter eines Bauelementes angepasst, wie dies beispielsweise bei der Lasertrimmung von Widerständen der Fall ist, oder ein entsprechender Korrekturwert, welcher der Schaltung im Betrieb wieder zugeführt wird, in einem nichtflüchtigen Speicher abgelegt.

Während der erste Ansatz zur Implementierung einer statischen Korrektur innerhalb von Pixelschaltungen zu aufwändig ist, kann die zweite Methode effizienter realisiert werden. Der Korrekturwert wird dabei allerdings nicht durch ein Digitalwort repräsentiert, was in jedem Pixel einen zusätzlichen Digital-Analog(D/A)-Wandler erfordern würde, sondern durch Speicherung einer analogen Spannung dauerhaft festgehalten. Dafür werden im Allgemeinen *Floating-Gate*¹⁹-Transistoren eingesetzt, ähnlich wie sie auch in Flash-Speichern Verwendung finden [HMD99]. Auf dem isolierten Gate eines solchen Bauelements kann dabei eine definierte Ladungsmenge aufgebracht und dauerhaft gespeichert werden. In [ASBSH98] und [CC01] erfolgt die Verwendung eines solchen Speicherelements je Pixelzelle beispielsweise zur Korrektur des Ausgangssignals bezüglich Schwankungen der Schwellspannungen und der Verstärkung.

Nachteilig am Einsatz von statischen Korrekturverfahren sind der vergleichsweise hohe Aufwand der Kalibrierung, die zusätzlich nötige Implementierung von nichtflüchtigen Speicherelementen und die Tatsache, dass eine Kalibrierung der Schaltung meist nur in einem oder wenigen Arbeitspunkten möglich ist. Temperaturabhängige Schwankungen von Schaltungsparametern können so beispielsweise nur schlecht korrigiert werden.

Dynamische Korrektur

Im Gegensatz zum statischen Korrekturansatz findet bei der dynamischen Korrektur keine dauerhafte Speicherung des Korrekturwertes statt, vielmehr wird dieser während des Betriebes wiederholt ermittelt und nur kurzzeitig festgehalten. Vorteilhafterweise entfällt damit eine aufwendige Kalibrierung im Anschluss an die Herstellung des Schaltkreises. Darüber hinaus können mit dieser Methode auch den Messwert beeinflussende Änderungen der Umgebungsbedingungen, wie z.B. die Temperatur, bei der Korrektur berücksichtigt werden. Unter Umständen nachteilig ist die für die Bestimmung des Korrekturwertes nötige Zeit während des normalen Betriebes.

Eine Methode der dynamischen Rauschunterdrückung ist die korrelierte Doppelabtastung (CDS)²⁰. Das ursprünglich aus der CCD-Technik stammende Verfahren [WLB74] beruht auf der Differenzbildung zwischen einem Signal- und einem Referenzwert. Es wird verwendet, um den Einfluss signalunabhängiger Fehler, wie beispielsweise von Schwellspannungsschwankungen der Source-Folger-Transistoren in der Ausleseschaltung akti-

¹⁹Floating-Gate-Transistor — Transistor mit isoliertem Gate

²⁰Correlated Double Sampling — korrelierte Doppelabtastung

ver Photodioden-Pixel, zu reduzieren. Für die Differenzbildung am Ausgang der CDS-Schaltung gilt dabei in erster Näherung [Gra03]

$$f(x_{sig} + \varepsilon) - f(x_{ref} + \varepsilon) \approx f(x_{sig}) + \frac{df}{dx_{sig}} \cdot \varepsilon - \left(f(x_{ref}) + \frac{df}{dx_{ref}} \cdot \varepsilon \right) \quad (\text{I.68})$$

$$\approx f(x_{sig}) - f(x_{ref}) + \underbrace{\left(\frac{df}{dx_{sig}} - \frac{df}{dx_{ref}} \right)}_{\text{Restfehler}} \cdot \varepsilon \quad (\text{I.69})$$

mit dem Signalwert x_{sig} , dem Referenzwert x_{ref} , dem signalunabhängigen Fehler ε und der Transferfunktion $f(x)$ des Systems. Ist $f(x)$ linear, so kann der Fehler vollständig entfernt werden, da beide Ableitungen gleich groß und von der Variablen x unabhängig sind, anderenfalls bleibt ein Restfehler ungleich 0 zurück.

Der Einsatz von CDS beeinflusst allerdings auch das Rauschverhalten des Systems. Gegenüber der Betrachtung von zeitkontinuierlichen Signalverläufen muss dabei das besondere Übertragungsverhalten der Abtast-Halte-Schaltung berücksichtigt werden. Aufgrund des Abtastvorgangs erfolgt eine Verschiebung aller Frequenzanteile oberhalb der halben Abtastfrequenz (Nyquist-Frequenz) ins Basisband. Für die Fouriertransformierte des im zeitlichen Abstand T periodisch abgetasteten Eingangssignals X_e gilt daher:

$$X_S(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} X_e \left(f - \frac{n}{T} \right) \quad (\text{I.70})$$

Der nachfolgende Haltevorgang der Dauer T_H kann mittels

$$X_{SH}(f) = X_s(f) T_H \text{sinc}(\pi f T_H) e^{-j\pi f T_H} \quad (\text{I.71})$$

beschrieben werden. $\text{sinc}(x)$ ist dabei die Spaltfunktion $\sin(x)/x$. Entsprechend der bereits erläuterten Funktionsweise der CDS-Schaltung wird während der Haltephase das Referenzsignal vom eigentlichen Eingangssignal abgezogen. Für die Analyse im Frequenzbereich müssen die durch den Abtastvorgang verschobenen Frequenzbänder dabei allerdings einzeln betrachtet werden. Das Spektrum der Rauschleistungsdichte am Ausgang ergibt sich nach [PM91] daher zu

$$S_{SH}(f) = 4 \text{sinc}^2(\pi f T) \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S_e \left(f - \frac{n}{T} \right) \text{sin}^2 \left[\pi t_d \left(f - \frac{n}{T} \right) \right] \quad (\text{I.72})$$

wobei t_d die zeitliche Verschiebung zwischen Referenz- und Nutzsignal ist. Aufgrund der Differenzbildung werden der sowohl im Referenz- als auch im eigentlichen Nutzsignal vorhandene Gleichanteil ausgelöscht und niedrige Frequenzen gedämpft. Da sich mit zunehmender Frequenz die Phasenverschiebung zwischen beiden Signalen erhöht, nehmen dabei die Korrelation und entsprechend auch die Dämpfung des Rauschens ab.

Durch die Verschiebung von höherfrequenten Rauschanteilen in das Basisband ist die tatsächliche Reduktion des niederfrequenten Rauschens allerdings von der Bandbreite der Schaltung abhängig. Eine höhere Bandbreite hat demnach eine größere Rauschleistung im Basisband zur Folge [PM91]. Detaillierte Untersuchungen zum Einfluss von CDS-Schaltungen auf das thermische und 1/f-Rauschen sind Gegenstand verschiedener Publikationen [WG90, PM91, DLMF00, Hup00, Gra03]. Die Rauschleistungsdichte des Ausgangssignals nach der Verwendung von CDS variiert demnach in Abhängigkeit von der

zeitlichen Verschiebung zwischen Referenz- und Nutzsignal sowie von dem Verhältnis zwischen der Abtastfrequenz und der Grenzfrequenz der eingangsseitig angeschlossenen Schaltung. Allgemein kann jedoch davon ausgegangen werden, dass als Preis für die Eliminierung des örtlichen Rauschens und einer Reduktion des $1/f$ -Rauschens die Leistung des thermischen Rauschens durch die Abtast-Halte-Schaltung maximal verdoppelt wird (für unkorreliertes Rauschen aufgrund weit auseinander liegender Abtastzeitpunkte).

Bei der schaltungstechnischen Realisierung des CDS-Prinzips muss zwischen zwei Varianten der Implementierung unterschieden werden. Beim so genannten *True CDS*²¹-Verfahren wird der Rücksetzwert der Photodiodespannung zu Beginn der Integration von der Photodiodespannung nach dem Ende der Belichtung subtrahiert. Auf diese Weise können sowohl das örtliche Rauschen der Rücksetz- und Ausleseschaltung, beispielsweise verursacht durch Schwellspannungsschwankungen der Reset- und Source-Folger-Transistoren, als auch das kTC-Rauschen wirksam entfernt werden. Nachteilig an diesem Verfahren ist jedoch die notwendige Zwischenspeicherung des Referenzsignals während der gesamten Integrationszeit. Bei einer schaltungstechnisch vereinfachten Realisierung wird daher die Rücksetzspannung über der Photodiode nach dem Auslesen des Integrationswertes bestimmt. Damit kann das örtliche Rauschen gleichfalls entfernt werden, die Rauschleistung des kTC-Rauschens verdoppelt sich allerdings. Dies liegt darin begründet, dass die Rauschprozesse für das Zurücksetzen der Photodiodespannung vor und nach der Integration statistisch unabhängig sind. Der Einfluss beider Realisierungen auf das Photonen- und Dunkelstromrauschen kann hingegen als vernachlässigbar gelten, da die Leistungsdichten beider Rauscharten linear von der Belichtungszeit abhängen (siehe Gleichung (I.60)) und die Zeit zwischen dem Zurücksetzen der Photodiode und dem anschließenden Auslesen der Diodenspannung im Vergleich zur gesamten Integrationszeit sehr kurz ist.

Methoden der dynamischen Korrektur können darüber hinaus zur Kompensation des temperaturabhängigen Dunkelstromes genutzt werden. In [MKG⁺97] ist hierfür neben der eigentlichen Sensormatrix eine Anzahl von abgedeckten Pixelschaltungen implementiert. Das beim Auslesen dieser abgedeckten Zellen ermittelte Referenzsignal kann dann vom eigentlichen Signalwert bei Belichtung abgezogen werden, wodurch der Einfluss des Dunkelstromes zumindest reduziert wird. Um auch das örtliche Rauschen des Dunkelstromes bei einer Korrektur zu berücksichtigen, könnten alternativ auch die Werte eines ohne Lichteinfall aufgenommenen Bildes (z.B. mit geschlossenem Verschluss) von den eigentlichen Signalwerten bei der Abbildung der Szene subtrahiert werden.

4.3. Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis

Ein Hauptproblem der (digitalen) Bildsensorik ist die möglichst realistische Wiedergabe des Dynamikbereiches der betrachteten Szene. Unter der Dynamik der Bildszene versteht man dabei das Verhältnis von minimaler zu maximaler Bestrahlungsstärke. Der Dynamikbereich eines Bildsensors, der dem Dynamikbereich der Szene idealerweise mindestens entsprechen sollte, berechnet sich hingegen als Verhältnis zwischen maximal möglichem und minimal darstellbarem Signal. Das minimal darstellbare Signal wird dabei durch

²¹True CDS — wahre korrelierte Doppelabtastung

das Rauschen des photosensitiven Elementes und der Ausleseschaltung bestimmt. Mittels Spannungen ausgedrückt, gilt für den Dynamikbereich eines Bildsensors

$$DR = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{U_{sat}^2}{U_{int,du}^2 + m U_{int,therm}^2 + n \overline{U_a}^2} \right) \quad (\text{I.73})$$

$$= 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{U_{sat}^2}{\frac{e I_{du} t_{int}}{C_D^2} + m \frac{kT}{C_D} + n \overline{U_a}^2} \right) \quad (\text{I.74})$$

wobei U_{sat} und $\overline{U_a}$ der maximal über der Photodiode erzielbare Spannungshub sowie der Effektivwert des eingangsbezogenen Rauschens der Ausleseschaltung sind. Durch die Variablen m und n wird darüber hinaus der Einfluss der korrelierten Doppelabtastung auf das Rauschen beschrieben. Dabei gilt $m=n=1$ für Auslesen ohne CDS, $m=0$ und $n=2$ für CDS mit der Bestimmung von Referenz- und Nutzsignal während eines Integrationsvorganges (*True CDS*) sowie $m=n=2$ für CDS mit dem Auslesen der Rücksetzspannung nach der Ermittlung des eigentlichen Wertes. Vereinfachend wird dabei weiterhin von einer Verdopplung der Rauschleistung der Ausleseschaltung durch die Verwendung von CDS ausgegangen.

Das Signal-Rausch-Verhältnis als ein Maß für die Bildqualität ist als Quotient des Effektivwertes des Nutzsignals und des bei diesem Nutzsignal existierenden Effektivwertes des äquivalenten Rauschsignals definiert

$$SNR = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{U_{sig}^2}{U_{int,du}^2 + U_{int,ph}^2 + m U_{int,therm}^2 + n \overline{U_a}^2} \right) \quad (\text{I.75})$$

$$= 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{U_{sig}^2}{\frac{e I_{du} t_{int}}{C_D^2} + \frac{e I_{ph} t_{int}}{C_D^2} + m \frac{kT}{C_D} + n \overline{U_a}^2} \right) \quad (\text{I.76})$$

mit U_{sig} als dem vom entsprechenden Photostrom hervorgerufenen Spannungshub über der Diode (Nutzsignal).

Abbildung I.15 illustriert die Begriffe Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis an einem konkreten Beispiel, wobei eine Realisierung ohne Verwendung des Prinzips der korrelierten Doppelabtastung zu Grunde liegt ($m=n=1$). Als realistische Annahme soll dabei von einer Photodiode der Größe $5\mu\text{m} \times 5\mu\text{m}$ mit einer konstanten Sperrschichtkapazität von 10fF , einer Leckstromdichte von $1\text{nA}/\text{cm}^2$, einer photoaktiven Schicht der Dicke $1\mu\text{m}$ und einem Quantenwirkungsgrad von $0,5$ ausgegangen werden. Der maximal über der Photodiode erzielbare Spannungshub sowie die Integrationszeit sollen 2V und 1ms betragen. Des Weiteren erfolgt die Bestrahlung mit einer monochromatischen Lichtquelle der Wellenlänge 555nm , wobei der Absorptionskoeffizient mit $1\mu\text{m}^{-1}$ angenommen wird. Die Anzahl der pro Sekunde auf der Oberfläche auftreffenden Photonen kann unter Verwendung der Gleichung (I.3) ermittelt werden (für $R_{opt}=0$). Die Umrechnung zwischen der photometrischen Größe Beleuchtungsstärke E_{ph} und der radiometrischen Größe Bestrahlungsstärke E_{opt} erfolgt bei einer Wellenlänge von 555nm mittels des Faktors $1/683 \cdot [\text{W} \cdot \text{lm}^{-1}]$. Bei Vernachlässigung des Diffusionsanteils kann daraus die Dichte des Photostroms nach Gleichung (I.17) berechnet werden. Die effektive Rauschspannung des Dunkelstromes und das durch den Rücksetz-Transistor hervorgerufene kTC-Rauschen bei Raumtemperatur bestimmen sich aus den Gleichungen (I.53) sowie (I.55)

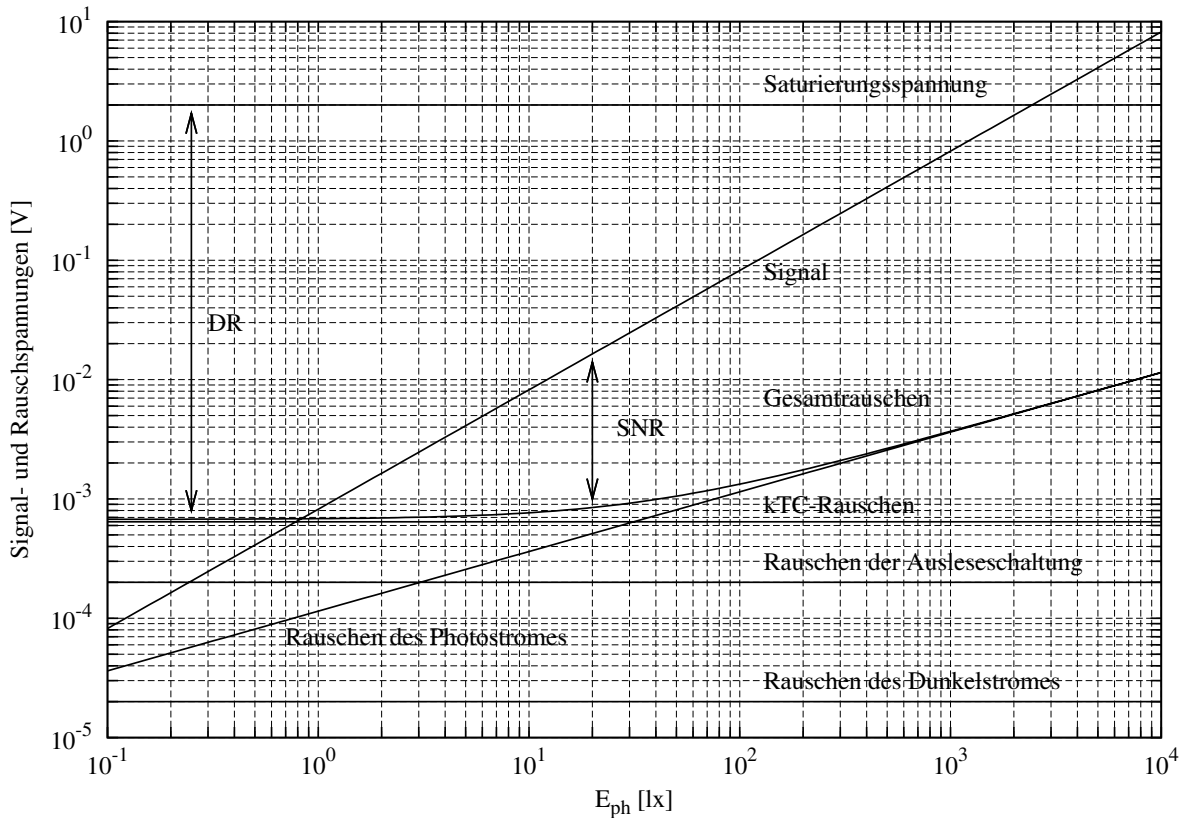


Abbildung I.15: Signal- und Rauschspannungen als Funktion der Beleuchtungsstärke

zu $\overline{U_{int,du}}=20\mu\text{V}$ und $\overline{U_{int,therm}}=640\mu\text{V}$. Für die effektive, eingangsbezogene Rauschspannung der Ausleseschaltung, in diesem Fall ein Source-Folger aus NMOS-Transistoren, wird nach [Tia00, DLMF00] ein realistischer Wert von $\overline{U_a}=200\mu\text{V}$ für 1/f- und thermisches Rauschen angenommen.

Es ist zu erkennen, dass bei niedrigen Beleuchtungsstärken das Rauschen der Ausleseschaltung und das kTC-Rauschen dominant sind, während bei höheren Strahlungsintensitäten das Signal-Rausch-Verhältnis durch das Photonenrauschen begrenzt wird. Das maximale Signal-Rausch-Verhältnis bei hohen Bestrahlungsstärken berechnet sich dabei unter Verwendung von Gleichung (I.75) zu:

$$SNR_{max} = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{U_{sig} C_D}{e} \right) \quad (\text{I.77})$$

und beträgt für die gegebenen Zahlenwerte mit $U_{sig}=U_{sat}=2\text{V}$ 51dB. Für den Dynamikbereich im Beispiel ergibt sich ein bei CMOS-Sensoren realistischer Wert von 70dB, was 3,5 Dekaden der Bestrahlungsstärke entspricht. Die Beleuchtungsstärke des sichtbaren Lichtes in der Natur variiert demgegenüber innerhalb eines Tages allerdings in einem Bereich von 8 Dekaden, näherungsweise zwischen 10^{-3}lx (Nacht) und 10^5lx (helles Sonnenlicht) [YPF97]. Auch innerhalb einer Szene, beispielsweise bei der Fahrt eines Kraftfahrzeuges aus einem Tunnel ins Sonnenlicht, können diese Unterschiede auftreten. Um eine solche Änderung

der Beleuchtungsstärke abzudecken, müsste der Dynamikbereich des Bildsensors mindestens 160dB betragen, was beim vorgegebenen Signalhub von 2V einer Rauschspannung von lediglich 20nV entsprechen würde. Zwar kann der Dynamikbereich durch die Verwendung größerer Photodioden oder den Einsatz von Techniken zur Rauschreduktion, wie beispielsweise der korrelierten Doppelabtastung, noch erhöht werden, mehr als 80dB sind jedoch kaum erreichbar.

Die Limitierung des Dynamikbereiches wird dabei einerseits durch den linearen Zusammenhang zwischen Strahlungsdichte, generiertem Photostrom und der Spannung über der Diode verursacht, liegt andererseits aber auch in der Arbeitsweise des Sensors selbst begründet, die von der gleichen Integrationszeit für alle Pixel einer Bildaufnehmermatrix ausgeht. Wenn für das kleinstmöglich auflösbare Signal ein SNR von 0dB angenommen wird und das maximal darstellbare Signal der Sättigungsspannung entspricht, so kann für den CMOS–Sensor im Beispiel, die betrachtete Szene bei einer Integrationszeit von 1ms in einem Bereich der Beleuchtungsstärke von 0,8lx bis 2450lx abgebildet werden. Alle kleineren Werte können aufgrund des Rauschens nicht mehr aufgelöst werden, während alle höheren Beleuchtungsstärken die Diode vor Ablauf der Integrationszeit sättigen und damit ebenfalls nicht genau bestimmbar sind. Der Dynamikbereich kann dabei auch durch eine Veränderung der Integrationszeit nicht erhöht werden. Zwar senkt eine längere Integrationszeit die Grenze für die niedrigste detektierbare Beleuchtungsstärke, im Beispiel für eine Integrationszeit von 10ms auf 0,08lx, allerdings sinkt damit gleichzeitig auch die maximal darstellbare Wert auf 245lx. Der insgesamt abbildbare Bereich bleibt mit 70dB somit unverändert.

Dynamikbereich und Signal–Rausch–Verhältnis für das aktive logarithmische Photodioden–Pixel

Wie aus den Ausführungen in Abschnitt I.3.2.5. ersichtlich ist, wird beim aktiven logarithmischen Photodioden–Pixel eine logarithmische Kompression des Eingangssignals vorgenommen. Dadurch kann auf dem gleichen Wertebereich des Ausgangssignals der bisher vorgestellten, integrierenden Sensorelemente ein wesentlich größerer Bereich des Photostromes abgebildet werden, womit der darstellbare Dynamikumfang der Szene steigt.

Der Dynamikbereich des logarithmischen Photodioden–Pixels berechnet sich aus dem Verhältnis zwischen größtmöglichem Photostrom $I_{ph,max}$ und minimal auflösbarem Signal I_{min} :

$$DR = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{I_{ph,max}^2}{I_{min}^2} \right) \quad (\text{I.78})$$

Die Auflösungsgrenze I_{min} des Photostromes wird dabei durch den Dunkelstrom der Photodiode, das auf den Diodenstrom bezogene Rauschen der Reihenschaltung von Photodiode und Transistor M_C sowie das Rauschen der Source–Folger–Schaltung bestimmt.

Das Rauschverhalten der Reihenschaltung von Transistor M_1 und der Photodiode bestimmt sich aus dem Schrot– und 1/f–Rauschen des Transistors für den Arbeitsbereich der schwachen Inversion und aus dem Dunkelstrom– sowie Photonenrauschen der Photodiode. Unter Vernachlässigung des 1/f–Rauschens ergibt sich für die Rauschspannung $\overline{U_D}$ über der Diode nach [Hau99]:

$$\overline{U_D^2} \approx \frac{kT}{C_D} \quad (\text{I.79})$$

Für den Rauschstrom $\overline{I_D}$ durch die Diode folgt daraus mit dem eingangsbezogenen Rauschen $\overline{U_a}$ der Source-Folger-Schaltung:

$$\overline{I_D}^2 = g_{mMc}^2 \left(\overline{U_D}^2 + \overline{U_a}^2 \right) = \frac{(I_{du} + I_{ph})^2}{U_t^2} \left(\overline{U_a}^2 + \frac{kT}{C_D} \right) \quad (\text{I.80})$$

Der Anteil des Rauschens der Ausleseschaltung ist dabei gegenüber dem kTC-Rauschen, wie aus Abbildung I.15 für das aktive, integrierende Photodioden-Pixel ersichtlich ist, vernachlässigbar. Für $I_{ph}=0$ ist der Dunkelstrom I_{du} ab $C_D > e/U_t \approx 6\text{aF}$ nach Gleichung (I.80) des Weiteren größer als der Rauschstrom durch die Diode. Da für die Implementierung von Photodioden im Allgemeinen realistischerweise von mindestens dem 1000fachen Wert für deren Sperrschichtkapazität ausgegangen werden kann, wird das minimal auflösbare Signal I_{min} entsprechend Gleichung (I.78) nicht vom Rauschen, sondern vom Dunkelstrom I_{du} durch die Diode bestimmt. Für den Dynamikbereich des aktiven logarithmischen Photodioden-Pixels gilt somit [Hau99]:

$$DR = 20 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{I_{ph,max}}{I_{du}} \right) \quad (\text{I.81})$$

Für die Werte der bereits im Beispiel des integrierenden Bildaufnehmers verwendeten Photodiode, ergibt sich mit einem Dunkelstrom von 0,25fA und einem maximalen Photostrom von 400pA (für eine Beleuchtungsstärke von 10^5lx) ein Dynamikbereich von 124dB.

Für das Signal-Rausch-Verhältnis des aktiven logarithmischen Photodioden-Pixels gilt mit Gleichung (I.80) entsprechend:

$$SNR = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{I_{ph}^2}{\overline{I_D}^2} \right) \quad (\text{I.82})$$

$$= 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{1}{\left[1 + \frac{I_{du}}{I_{ph}} \right]^2 \left[\left(\frac{\overline{U_a}}{U_t} \right)^2 + \frac{e}{U_t C_D} \right]} \right) \quad (\text{I.83})$$

Das maximal erzielbare Signal-Rausch-Verhältnis bei starker Bestrahlung errechnet sich damit zu

$$SNR_{max} = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{U_t C_D}{e} \right) \quad (\text{I.84})$$

woraus sich für die gegebenen Größen ein Wert von 32dB ermitteln lässt.

Wie diesen Betrachtungen entnommen werden kann, zeichnet sich das logarithmische Pixel gegenüber dem integrierenden Photodioden-Pixel durch einen stark erhöhten Dynamikbereich aus, erreicht dabei allerdings ein deutlich niedrigeres Signal-Rausch-Verhältnis. Da das logarithmische Pixel des Weiteren ein stark temperaturabhängiges Verhalten zeigt und darüber hinaus auf Schwankungen der Bauelementeparameter sehr sensitiv reagiert, erfolgt der Einsatz von Sensoren mit diesem Typ von Pixel sinnvollerweise in Bereichen, in denen eher die Darstellung von Kontrasten als die Messung von absoluten Werten von Interesse ist.

Verfahren zur Erhöhung des Dynamikbereiches von integrierenden Sensoren

Da Bildaufnehmer oft in Umgebungen mit hoher Dynamik der Bestrahlungsstärke oder schnell wechselnden Beleuchtungsverhältnissen eingesetzt werden, ist die Erhöhung des Dynamikbereiches ein Gebiet umfangreicher Forschungstätigkeit. Drei dabei entwickelte Methoden sind die Mehrfachintegration, die Anpassung der Saturierungsspannung während der Belichtungszeit sowie die Verwendung mehrerer, unterschiedlich empfindlicher Sensorelemente innerhalb eines Pixels.

Beim Verfahren der Mehrfachintegration wird eine Szene mehrmals, mit jeweils unterschiedlicher Integrationszeit der Pixel aufgenommen [YPF97, YG99, WWV⁺03, ASMS04, MKS⁺05], wobei kürzere Belichtungszeiten zur Aufnahme hellerer und längere Integrationszeiten zur Abbildung dunklerer Bereiche der Szene genutzt werden. Beginnend bei der kürzesten Belichtungszeit erfolgt eine schrittweise Steigerung der Integrationszeit bis keine ungesättigten Pixel mehr vorhanden sind. Da alle aufgenommenen Bilder in einem Speicher aufgezeichnet werden, kann nach der Aufnahme des Bildes mit der längsten Integrationszeit für jedes einzelne Pixel des Sensors die höchste Belichtungsdauer, bei der gerade noch keine Sättigung des Photoelementes auftritt, bestimmt werden. Um ein Gesamtbild zu erzeugen, wird dieser Wert für jedes Pixel noch auf die längste Belichtungszeit bezogen. Nachteilig an diesem Verfahren ist die deutlich erhöhte Gesamtbelichtungszeit, die für die Generierung eines Bildes aufgewendet werden muss, was eine dementsprechend niedrigere zeitliche Auflösung des Sensors zur Folge hat.

Ein anderer Ansatz ist die Anpassung der Saturierungsspannung der Photodiode während der Integrationszeit [DMBS98]. Mittels einer variablen Spannung am Gate des Rücksetz-Transistors wird die Sättigungsspannung (oder entsprechend die Anzahl der maximal auf der Sperrschichtkapazität speicherbaren Ladungsträger) des aktiven Photodioden-Pixels dabei innerhalb eines Belichtungsvorgangs schrittweise erhöht. Das Verhalten schwach bestrahlter Sensorelemente wird sich im Vergleich zu dem eines gewöhnlichen aktiven Pixels nicht ändern, während die Spannung über der Sperrschichtkapazität von Bildelementen, die einer höheren Beleuchtungsstärke ausgesetzt sind, innerhalb der gesamten Belichtungszeit mehrere Male die Sättigungsspannung erreichen kann und dort jeweils bis zur weiteren Erhöhung der Saturierungsspannung verharrt. Da die Sättigungsspannung um den gleichen Betrag in immer kürzeren zeitlichen Abständen gesteigert wird, ist es möglich, letztendlich auch hohe Bestrahlungsstärken zu detektieren, ohne dass die Photodiode vor dem Auslesen in die Sättigung gerät. Ein weiteres Verfahren zur Steigerung des Dynamikbereiches, basierend auf der dynamischen Anpassung der maximal im Sensorelement integrierbaren Ladungsträger, wird in [LY06] vorgestellt. Jedes Pixel besitzt dabei zwei photosensitive Elemente, ein Photogate und eine Photodiode, welche miteinander verbunden sind. In Abhängigkeit von der Spannungsdifferenz zwischen Photodiode und Photogate wird das Photogate bei hohen Bestrahlungsstärken mit der Photodiode verbunden. Durch die mit der Kopplung einhergehende Vergrößerung der Integrationskapazität können ebenfalls höhere Beleuchtungsstärken detektiert werden.

Ein anderer Ansatz zur Erhöhung des Dynamikbereiches ist die Verwendung mehrerer, voneinander unabhängiger Sensorelemente innerhalb eines Pixels. Besitzen die photosensitiven Elemente dabei unterschiedliche Empfindlichkeiten, können sowohl niedrige als auch hohe Beleuchtungsstärken während eines Integrationsvorganges detektiert werden. Während bei starker Bestrahlung bevorzugt die Spannungswerte der weniger sensitiven De-

tektoren verwendet werden, erfolgt bei niedriger Bestrahlungsstärke eher die Auswertung der lichtempfindlicheren Elemente. Sensoren, die auf diesem Prinzip basieren, werden beispielsweise in Kameras der Firma Fuji eingesetzt. Um zwei Detektorelemente unterschiedlicher Empfindlichkeit auf einem Chip zu realisieren, können entweder Elemente mit verschiedenen physikalischen Eigenschaften, zum Beispiel hervorgerufen durch differente Dotierungen, Verwendung finden oder aber in ihrer Ausführung identische Elemente einer unterschiedlichen Bestrahlung, beispielsweise durch die Verwendung/Nichtverwendung oder unterschiedliche Fokussierung von Mikrolinsen, ausgesetzt werden [TS04, TSN05, Yam06]. Unter einer Mikrolinse versteht man dabei eine direkt auf jedem Pixel platzierte Linse, mit der die gesamte auf die Pixelfläche fallende Strahlung gesammelt und auf das photosensitive Gebiet gelenkt werden kann.

Neben den vorgestellten Verfahren zum Einsatz in klassischen aktiven Pixelschaltungen und adaptiven Ansätzen zur lokalen Regelung in Abhängigkeit der Bestrahlungsstärke [HHH⁺98, SHH⁺99], die an dieser Stelle nicht näher erläutert werden sollen, besteht mit der individuellen Festlegung der Integrationszeit für jedes einzelne Pixel eines Sensors eine weitere grundsätzliche Möglichkeit zur signifikanten Erhöhung des Dynamikbereiches integrierender Bildelemente, auf die im zweiten Kapitel dieser Arbeit näher eingegangen wird.

4.4. Empfindlichkeit

Neben dem Quantenwirkungsgrad $\eta(\lambda)$ dient die Empfindlichkeit R zur Beschreibung der opto-elektrischen Charakteristik eines Bildsensors. Die spektrale Stromempfindlichkeit R_i ist dabei der Quotient aus der Dichte des Photostromes und der Bestrahlungsstärke:

$$R_i(\lambda) = \frac{J_{ph}}{E_{opt}} = \frac{e \lambda \eta(\lambda)}{h c} \quad (\text{I.85})$$

Bei integrierenden Photodioden wird im Allgemeinen mittels der Empfindlichkeit R_u das Verhältnis des Spannungshubes pro Zeiteinheit zur Bestrahlungsstärke angegeben

$$R_u(\lambda) = \frac{dU_D}{dt} = \frac{J_{ph} A_D}{C_D} = R_i \frac{A_D}{C_D} \quad (\text{I.86})$$

wobei C_D sowohl die Sperrschichtkapazität als auch weitere parasitäre Kapazitäten am Integrationsknoten beinhaltet und A_D die photosensitive Diodenfläche darstellt. Eine Möglichkeit zur Steigerung der Empfindlichkeit ist die Verwendung von Mikrolinsen. Bei diesem in der Herstellung von Bildsensoren allgemein üblichen Verfahren wird direkt auf jedem Bildelement eine Linse platziert, wodurch die gesamte auf die Pixelfläche fallende Strahlung auf das photosensitive Gebiet fokussiert werden kann.

Neben der Empfindlichkeit wird zur Charakterisierung von Bildsensoren oft auch der so genannte *Conversation gain*²² angegeben, der beschreibt, welchen Spannungshub ein durch Photogeneration erzeugtes Elektron bei der Akkumulation auf der Sperrschichtkapazität am Ausgang des Pixels hervorruft. Der Wert berechnet sich als Quotient aus Akkumulationskapazität und Elementarladung, multipliziert mit der Verstärkung der Ausleseschaltung des aktiven Pixels.

²²Conversation gain — Verstärkung bei der opto-elektrischen Signalwandlung

4.5. Bildrate und zeitliche Auflösung

In Abhängigkeit des Anwendungsgebietes lässt sich das transiente Verhalten eines Bildaufnehmers durch verschiedene Parameter charakterisieren. Typische Kenngrößen sind dabei Bildrate, Pixelrate und zeitliche Auflösung. Die maximale Bildrate gibt an, wie oft eine Sensormatrix (oder ein Teil davon) pro Zeiteinheit ausgelesen werden kann. Die zeitliche Auflösung des Bildsensors ist entsprechend der Kehrwert der Bildrate. Die Pixelrate hingegen beschreibt die Anzahl der Bildpunkte, die pro Zeiteinheit ausgelesen werden können. Sie berechnet sich aus der Bildrate, multipliziert mit der Anzahl der Pixel. Aus Pixelrate und der Auflösung des Wertes der Bestrahlungsstärke lässt sich die Datenrate des Sensors ermitteln.

Damit eine Szene vom menschlichen Auge als bewegt wahrgenommen wird, ist eine Abfolge von mindestens 16 bis 18 Bilder je Sekunde nötig. Die gebräuchliche Bildfrequenz bei Kinofilmen im 35mm-Format beträgt daher 24fps²³, bei Digitalkameras üblicherweise 30fps. Mit einer Bildwiederholrate von 30fps und einer Anzahl von 1 Million Bildelementen auf einem Sensor beträgt die Bildrate beispielsweise 30 Millionen Pixel je Sekunde. Für eine Grauwertauflösung von 8Bit fallen dabei Daten mit einer Rate von 240MBit pro Sekunde an.

Die zeitliche Auflösung bei 30fps beträgt allerdings nur 33ms, was vor allem für viele industrielle Anwendungen zu niedrig ist. Die unterste Grenze der zeitlichen Auflösung eines einzelnen Pixels hängt im Allgemeinen nur von der für das Erreichen eines bestimmten Signal-Rausch-Verhältnis nötigen Belichtungszeit zum Sammeln der entsprechenden Anzahl von Ladungsträgern ab. Für aktive Photodioden- oder Photogate-Pixel mit geringer Sperrschichtkapazität und bei entsprechend starke Bestrahlung sind Integrationszeiten im Bereich von 100 μ s dabei problemlos erreichbar. Bei einem Sensor mit 1 Million Bildpunkten bedeutet eine Bildrate von 10000fps allerdings, dass 10 Milliarden Pixel je Sekunde ausgelesen und gewandelt werden müssen. Bei serieller Verarbeitung stünden für eine Ausleseoperation inklusive Analog-Digital-Wandlung damit nur 0,1ns zur Verfügung. Da diese Zeit weder für das Auslesen des Pixelwertes noch für eine A/D-Wandlung ausreichend ist, werden in Hochgeschwindigkeitsbildsensoren meist spaltenparallele Ausleseverfahren eingesetzt. Für ein Seitenverhältnis von 1:1 ergibt sich damit im Beispiel eine Zeit von 100ns pro Auslesevorgang. Die dafür erforderlichen A/D-Wandler mit 10 Millionen Konvertierungen je Sekunde sind heute zwar Stand der Technik [PYK⁺04], als problematisch stellen sich hingegen die benötigte Fläche und der notwendige Energiebedarf heraus. Bei realistischen Annahmen einer Größe von 0,5mm² und eines Energieumsatzes von 10mW je Stufe [MKF03, Mat07] würde für den Sensor im Beispiel ein Flächen- sowie Energiebedarf von 500mm² und 10W allein für die A/D-Wandler bestehen. Um die bei einer Auflösung von 8Bit erzeugte Datenrate von 80 Milliarden Bit je Sekunde mit beispielsweise 100MHz Taktfrequenz zu übertragen, sind darüber hinaus 800 parallele Verbindungen notwendig. Daraus ist zu erkennen, dass die Leistungsfähigkeit eines Bildsensors bei sehr hohen Bildraten und einer entsprechenden Anzahl von Bildelementen eher durch die Ausleseschaltung als die minimal notwendige Belichtungszeit limitiert wird. Dies geht beispielsweise auch aus der Charakteristik des Hochgeschwindigkeitsbildsensors MT9M413 der Firma Micron mit 1,3 Millionen Bildpunkten hervor, bei welchem das Auslesen der gesamten Matrix mit maximal 500fps erfolgen kann, während für die

²³Frames per Second — Bilder pro Sekunde

Ausgabe einzelner Teile eine deutlich höhere zeitliche Auflösung, etwa 10000fps bei 50 Zeilen, möglich ist [MT04].

Ein Ansatz zur Reduktion des hohen Flächen- und vor allem Energiebedarfs der Analog-Digital-Wandler kann die Implementierung eines A/D-Umsetzers in jedem Pixel sein, wie in [KLLG01] vorgeschlagen wird. Der Energieumsatz des vorgestellten Sensors mit 100000 Bildpunkten beträgt bei einer Bildwiederholrate von 10000fps lediglich 50mW, während die Pixelfläche $9,4\mu\text{m} \times 9,4\mu\text{m}$ ausmacht. Die Problematik der Generierung extrem großer Datenmengen bei zeitlich hochauflösenden Flächensensoren bleibt allerdings bestehen. Abhilfe kann dabei nur eine effiziente Redundanzunterdrückung schaffen.

Noch höhere zeitliche Auflösungen sind mittels Zeilensensoren und spezieller Betriebsarten dieser Bildaufnehmer erreichbar. So wird beim ursprünglich nur in der CCD-Technik eingesetzten TDI²⁴-Verfahren das bewegte Objekt mehrfach abgebildet, während es sich unter dem Sensor hinwegbewegt. Die während der Belichtung von den entsprechenden Photoelementen gesammelte Ladung wird dabei zu einer auswertbaren Ladungsmenge akkumuliert. Da dadurch die effektive Belichtungszeit entsprechend der Anzahl der TDI-Stufen steigt, kann die Zeilenfrequenz bis in den Bereich von 100kHz (Stand 2007) erhöht werden. Wenn statt des absoluten Wertes nur die Änderung von Interesse ist, beispielsweise für die Detektion von Konturen, kann die zeitliche Auflösung durch Verwendung von kontinuierlich arbeitenden Photodioden-Pixeln mit entsprechender Rückkopplung, noch einmal deutlich, auf unter $1\mu\text{s}$ gesteigert werden [PHM⁺07].

4.6. Pixelgröße

In der Entwicklung von Bildaufnehmern herrscht, wie in anderen Bereichen der Mikroelektronik auch, ein ständiges Streben nach Miniaturisierung. Einerseits kann damit die für eine bestimmte Anzahl von Pixeln benötigte Fläche minimiert und andererseits die örtliche Auflösung bei vorgegebenen Sensorabmaßen erhöht werden. Die minimal mögliche Größe des Pixels wird dabei durch die im Fertigungsprozess herstellbaren Strukturgrößen bestimmt. Derzeitiger Stand der Technik (2007) sind Pixelgrößen kleiner $2\mu\text{m} \times 2\mu\text{m}$ [CLE⁺07].

Reduktion von Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis

Dem Vorteil eines geringeren Flächenbedarfs stehen jedoch Einbußen bei der Signalqualität gegenüber, da Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis mit kleineren Abmaßen sinken. Wenn in erster Näherung davon ausgegangen wird, dass sowohl die Sperrschichtkapazität als auch der bei einer bestimmten Bestrahlungsstärke generierte Photostrom proportional zur photosensitiven Fläche sind, so sinkt auch die für einen bestimmten Spannungshub notwendige Anzahl der aufzuakkumulierenden Elektronen proportional zum Diodegebiet, während die dafür benötigte Integrationszeit gleich bleibt.

Im Gegensatz zur Integrationskapazität sinken das Dunkelstromrauschen, das Photonrauschen und das kTC-Rauschen allerdings nur mit der Quadratwurzel der Fläche, wohingegen das Rauschen der Ausleseschaltung sogar konstant bleibt. Abbildung I.16 illustriert die daraus resultierende Abnahme von Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis

²⁴Time Delay and Integration — Verfahren der Mehrfachintegration bei Zeilensensoren

entsprechend den Gleichungen (I.73) und (I.75). Angenommen werden dabei eine Sperrschichtkapazität von $0,4\text{fF}/\mu\text{m}^2$, eine Leckstromdichte von $1\text{nA}/\text{cm}^2$, ein maximaler Spannungshub von 2V , eine effektive Rauschspannung der Ausleseschaltung von $200\mu\text{V}$ und eine Integrationszeit von 1ms .

Bei realistischerer Betrachtung wird der Abfall von Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis allerdings, speziell bei geringer Bestrahlungsstärke, noch deutlich stärker ausfallen, da der Dunkelstrom hauptsächlich an der peripheren Grenzfläche zwischen Diode und Isolation generiert wird, deren Anteil nicht linear, sondern nur mit der Quadratwurzel der Fläche abnimmt. Darüber hinaus ist mit einer Verringerung der Strukturbreiten in CMOS-Prozessen oft auch die Senkung der Betriebsspannung und damit des maximal möglichen Spannungshubes über der Photodiode verbunden. Dies führt ebenfalls zu einer Abnahme von Signal-Rausch-Verhältnis und Dynamikbereich.

In Publikationen [RAH⁺04] wird zwar vereinzelt darauf verwiesen, dass sowohl Dynamikbereich als auch Signal-Rausch-Verhältnis bei Verringerung der Pixelabmaße erhalten bleiben, allerdings kann dies nur durch zusätzliche technologische Verbesserungen im Herstellungsprozess erreicht werden.

Optische Beschränkungen

Neben Einbußen in der Signalqualität erschweren auch optische Beschränkungen die Reduktion der Pixelabmaße.

So besteht bei Bildsensoren mit kleiner Fläche die Gefahr der Abschattung des photosensitiven Gebietes durch die umgebenden Strukturen. Dieses Problem tritt zunehmend bei sinkenden Pixelabmaßen und der Verwendung moderner Herstellungsprozesse, bei denen auf der Oberfläche des Substrates eine steigende Anzahl von Metallisierungsebenen und die entsprechenden Isolationsschichten aufgebracht sind, auf. Daher werden die Anzahl der Verdrahtungsebenen in für die Produktion von Bildsensoren spezialisierten Prozessen meist auf drei bis vier beschränkt und deren Höhe zusätzlich optimiert [GAH⁺05]. Neueste Entwicklungen zur weiteren Reduktion dieser Einflüsse sehen die Bestrahlung des Pixels von der Rückseite des Chips vor [WYO⁺10]. Bei den entsprechend gedünnten Sensoren beeinflussen die auf dem Substrat aufgetragenen Strukturen den Strahlungseinfall somit nicht mehr. Darüber hinaus besteht in der Verwendung von Mikrolinsen auf jedem Pixel eine effiziente Möglichkeit zur Steigerung der Empfindlichkeit und des Signal-Rausch-Verhältnisses, da nahezu die gesamte auf die Oberfläche des Sensors auftreffende Strahlung gesammelt und auf den photosensitiven Teil des Pixels gelenkt werden kann.

Da der Bildsensor nur einen Teil des Systems zur Bildaufnahme repräsentiert, müssen auch die Übertragungseigenschaften aller anderen Komponenten bei der Ermittlung der möglichen Ortsauflösung berücksichtigt werden. Ein grundsätzliches Limit des Auflösungsvermögens optischer Systeme wird durch die Entstehung von Beugungsscheibchen in der Bildebene festgelegt. Die Ursache dafür ist die Beugung des Lichtes an der Blende des Objektivs. Zwei punktförmige Objekte können dabei gerade noch unterschieden werden, wenn in ihrer Abbildung die Beugungsmaxima mindestens um den Radius des zentralen Beugungsscheibchens auseinander liegen. Wenn sich die Bildebene im Bereich der Brennweite befindet, gilt für den Radius r_x des zentralen Beugungsscheibchens

$$r_x = 1,22 \lambda \kappa \quad (\text{I.87})$$

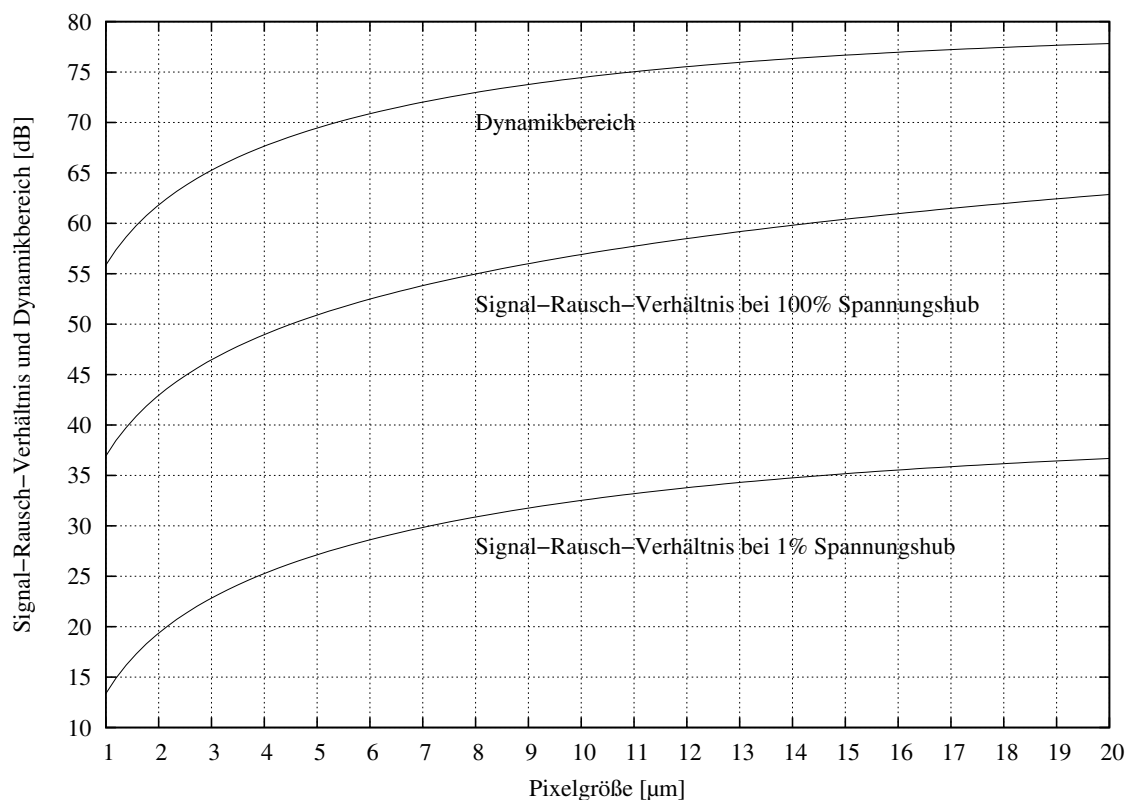


Abbildung I.16: Signal-Rausch-Verhältnis und Dynamikbereich als Funktion der Pixelabmaße

wobei κ die Blendenzahl des Objektivs ist, welche sich aus dem Verhältnis von Brennweite f und Linsendurchmesser d berechnet. Neben dieser als *Rayleigh-Kriterium* bezeichneten Gleichung wird für die Berechnung des Auflösungsvermögens gelegentlich auch das weniger strenge *Dawns-Kriterium* herangezogen, welches einen um den Faktor 1,22 geringeren Radius erlaubt. Für Licht einer Wellenlänge von 550nm (grün) und einer für Tageslichtaufnahmen üblichen Blendenzahl von 8 ergibt sich nach Gleichung (I.87) beispielsweise ein minimal unterscheidbarer Abstand in der Bildebene von $5,4\mu\text{m}$ [WFS⁺99]. Für diese Blendenzahl sind Pixelabmaße kleiner $5,4\mu\text{m}$ aus physikalischer Sicht also nicht sinnvoll.

Ein möglicher Ansatz für die zukünftige Verwendung von Pixeln so kleiner Abmessungen, so genannter *SDL*²⁵-Pixel, wird in [Fos05] vorgestellt. Der Autor regt darin einen digitalen Gigapixel-Film in Analogie zur Funktionsweise eines herkömmlichen photographischen Filmes an. Dabei wird die Beleuchtungsstärke nicht mehr aus dem Spannungswert nach einer bestimmten Integrationszeit ermittelt, sondern binär ausgewertet, ob ein Pixel während der Belichtungszeit von einem oder einer geringen Anzahl von Photonen getroffen wurde. Damit sinken die Anforderungen an ein solches Bildelement bezüglich des Signal-Rausch-Verhältnisses und des Dynamikbereiches deutlich, wodurch Pixel mit geringeren Abmaßen sinnvoll verwendet werden können. Ähnlich einem analogen photographischen Film auf Silberhalogenid-Basis wird die Bestrahlungsstärke in einem bestimmten Gebiet dann aus der Dichte der von Photonen getroffenen Pixel ermittelt.

²⁵Sub-Diffraction-Limit — unterhalb der Beugungsgrenze

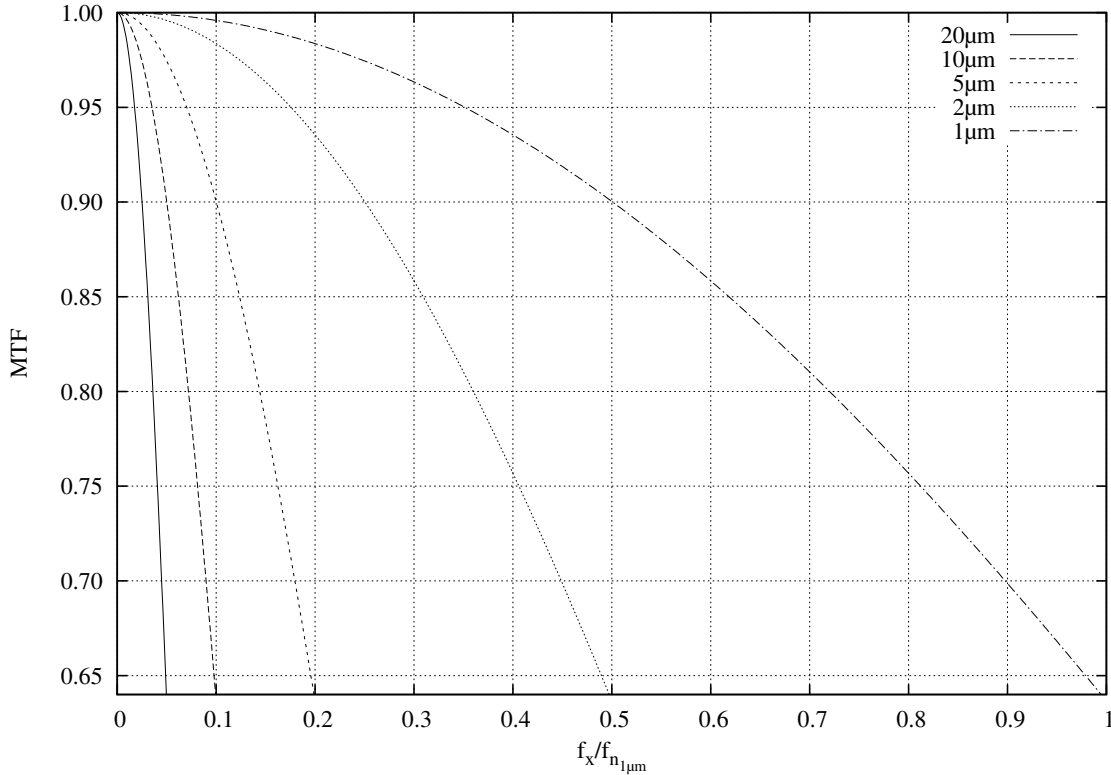


Abbildung I.17: Modulationstransferfunktion von rechteckigen Pixeln unterschiedlicher Abmessungen in Abhängigkeit der Ortsfrequenz f_x , normiert auf die Nyquist-Frequenz $f_{n_{1\mu m}}$ eines Pixels von $1\mu\text{m} \times 1\mu\text{m}$ Größe

Von der dargestellten grundsätzlichen Limitierung abgesehen, erfolgt die Beschreibung der Übertragungseigenschaften optischer Systeme allgemein mittels der entsprechenden Modulationstransferfunktion (MTF). Die MTF eines optischen Elements ist dabei der Quotient aus der Modulation am Ausgang und der Modulation am Eingang. Bei einem rechteckigen Pixel gilt für die Modulationstransferfunktion [YP00]

$$MTF(f_x) = \frac{\sin(\pi f_x \Delta x)}{\pi f_x \Delta x} \quad (\text{I.88})$$

mit der Ortsfrequenz f_x und dem Zentrumsabstand Δx der Pixel. Damit ein Objekt ohne Aliasing abgebildet werden kann, darf es entsprechend dem Abtasttheorem keine Frequenzanteile oberhalb der Nyquist-Frequenz f_n besitzen. Für das rechteckige Pixel ist f_n durch

$$f_n = \frac{1}{2 \Delta x} \quad (\text{I.89})$$

definiert. Abbildung I.17 zeigt die Modulationstransferfunktion für einige Pixelabmaße bezogen auf die Nyquist-Frequenz eines Pixel der Größe $1\mu\text{m} \times 1\mu\text{m}$. Dabei ist zu erkennen, dass sowohl die Nyquist-Frequenz als auch die Modulationstransferfunktion mit abnehmender Pixelgröße steigen, während die MTF des Pixels allgemein eine Tiefpass-Charakteristik aufweist.

Das optische System eines digitalen Bildaufnehmers besteht allerdings nicht nur aus dem Bildsensor selbst, sondern im Allgemeinen mindestens noch aus einer zusätzlichen Optik im Strahlengang zwischen Objekt und Sensor. Die MTF des gesamten Systems ergibt sich dann aus dem Produkt der Modulationstransferfunktionen der einzelnen Komponenten. Für die MTF einer einlinsigen Optik gilt nach [Hup00] beispielsweise

$$MTF(f_x) = \frac{2}{\pi} \left[\arccos\left(\frac{f_x}{f_0}\right) - \frac{f_x}{f_0} \sqrt{1 - \left(\frac{f_x}{f_0}\right)^2} \right] \quad (\text{I.90})$$

wobei f_0 die Grenzfrequenz der Linse ist, die deren Auflösungsgrenze definiert. Das Auflösungsvermögen von Objektiven, die im Allgemeinen aus mehreren Linsen zusammengesetzt sind, harmoniert dabei idealerweise mit den anderen Komponenten des optischen Systems. Einerseits sollte die maximale Eingangsfrequenz vorteilhafterweise mittels der Tiefpass-Charakteristik des Objektivs auf die Nyquist-Frequenz des Bildsensors begrenzt werden, um Aliasing zu vermeiden, andererseits durch eine zu niedrige Grenzfrequenz aber auch keine zu starke Reduktion erfahren, wodurch das Auflösungsvermögen des Bildsensors unter Umständen nicht ausgeschöpft werden könnte.

Die mögliche Auflösung von Objektiven wird üblicherweise in Linienpaaren je Millimeter (lp/mm) angegeben, wobei man von sehr guten Objektiven für die Photographie ab einem Auflösungsvermögen von 100lp/mm (entsprechend $5\mu\text{m}$) ausgeht. Mit einem solchen Objektiv wird die Eingangsfrequenz für den nachgeschalteten Bildsensor auf $0,2\mu\text{m}^{-1}$ begrenzt, was bei einem rechteckigen Pixel mit einer Kantenlänge von $2\mu\text{m}$ gerade dem 0,8fachen Wert der Nyquist-Frequenz entspricht. Die Verwendung eines Bildsensors mit kleineren Pixeln bringt in diesem Fall keinen Gewinn in der Ortsauflösung, da das Objektiv das Auflösungsvermögen des Gesamtsystems limitiert.

Aufgrund der nicht zu unterschätzenden Kosten für entsprechend leistungsfähige Objektive, kann daher davon ausgegangen werden, dass bereits in heutigen Kamerasystemen für den kostensensitiven Konsumgüterbereich, in denen bevorzugt Sensoren mit geringen Pixelabmaßen Verwendung finden, die örtliche Auflösung nicht durch die Sensorauflösung selbst, sondern die Optik begrenzt wird. Eine weitere Verringerung der Pixelabmaße, bei gleichzeitig unveränderten Optiken, ist also wenig sinnvoll.

Die optimale Größe eines Pixels, die immer einen Kompromiss aus der möglichen Ortsauflösung und der Signalqualität darstellt, kann letztendlich nur durch Simulation des Übertragungsverhaltens des gesamten Kamerasystems ermittelt werden. Dabei wird der Fehler in der Abbildung im Vergleich zum Ergebnis einer idealen Bildaufnahme mit idealer Optik und idealem Bildsensor ermittelt und durch Veränderung der Pixelgröße minimiert [CCGW00, FXK06]. Zusätzlich kann gegebenenfalls noch die charakteristische Wahrnehmung des menschlichen Auges in die Betrachtung einfließen.

Kapitel II
ATIS — Asynchronous Time-based Image
Sensor

1. Einführung

Ausgehend von den Betrachtungen zu digitalen Bildaufnehmern im vorherigen Kapitel und den dabei aufgezeigten Limitierungen, soll nachfolgend dargestellt werden, wie eine zum konventionellen Ansatz alternative Architektur eines Bildsensors für die redundanzfreie Aufnahme von hochdynamischen Szenen aussehen könnte.

Aktive Photodioden–Pixelschaltungen haben den großen Vorteil einer einfachen und kompakten Realisierbarkeit, sind aber zur Abbildung einer hohen Dynamik der Szenenhelligkeit nicht geeignet. Zwar kann der Dynamikbereich der Sensoren durch die Anwendung spezieller Verfahren gesteigert werden (I.4.3.), allerdings ist dies mit Nachteilen, wie beispielsweise einer geringeren Bildwiederholrate und/oder einer erheblich erhöhten Datenrate sowie einer teilweise deutlich komplexeren Nachverarbeitung und Ansteuerung verbunden.

Eine weitere Unzulänglichkeit klassischer Bildsensoren ist der üblicherweise sehr hohe Anteil redundanter Daten in aufeinander folgend aufgenommenen Bildern. Dies liegt darin begründet, dass eine Szene im Allgemeinen mit einer konstanten Bildwiederholrate aufgezeichnet wird, unabhängig von ihrem Inhalt oder dessen Änderung. Die Daten des gesamten Bildes müssen dabei fortlaufend akquiriert, gewandelt, übertragen, verarbeitet und gespeichert werden. Neben den erhöhten Anforderungen an die Übertragungsbandbreite, Speichergröße und Rechenleistung der peripheren Komponenten wird durch die Signalisierung redundanter Daten darüber hinaus die zeitliche Auflösung bzw. die maximal mögliche Bildwiederholrate des Sensors unnötigerweise gesenkt. Nicht zuletzt steigt durch die Generierung und Verarbeitung redundanter Informationen auch der notwendige Energiebedarf des Sensors und der nachgeschalteten Blöcke des Bildaufnahmesystems, was besonders bei mobilen Anwendungen kritisch sein kann.

An den zu entwerfenden Bildaufnehmer werden daher vier grundsätzliche Anforderungen gestellt:

1. Der Eingangsdynamikbereich des Sensors muss die Abbildung natürlicher Szenen mit vollem Dynamikumfang der Bestrahlung ermöglichen.
2. Die Datengenerierung und –übertragung soll durch die Unterdrückung zeitlich redundanter Informationen auf ein Minimum reduziert werden.
3. Gleichzeitig ist eine hohe zeitliche Auflösung des Bildaufnehmers bezüglich Änderungen in der betrachteten Szene zu realisieren.
4. Der Energiebedarf des Sensors für Bildgenerierung und Datenübertragung soll möglichst niedrig sein.

2. Zeitbasierte Bildsensoren

Im Gegensatz zum konventionellen Ansatz sind zeitbasierte Bildaufnehmer wesentlich besser zur Abbildung von Szenen mit hohem Dynamikumfang geeignet. Anstatt die Spannung nach einer festen, für alle Pixel eines Sensors gleichen Integrationszeit zu ermitteln, wie dies bei herkömmlichen, integrierenden Bildsensoren üblich ist, wird bei zeitbasierten Bildsensoren die für jedes Element des Bildaufnehmers individuell nötige Zeit bis zum

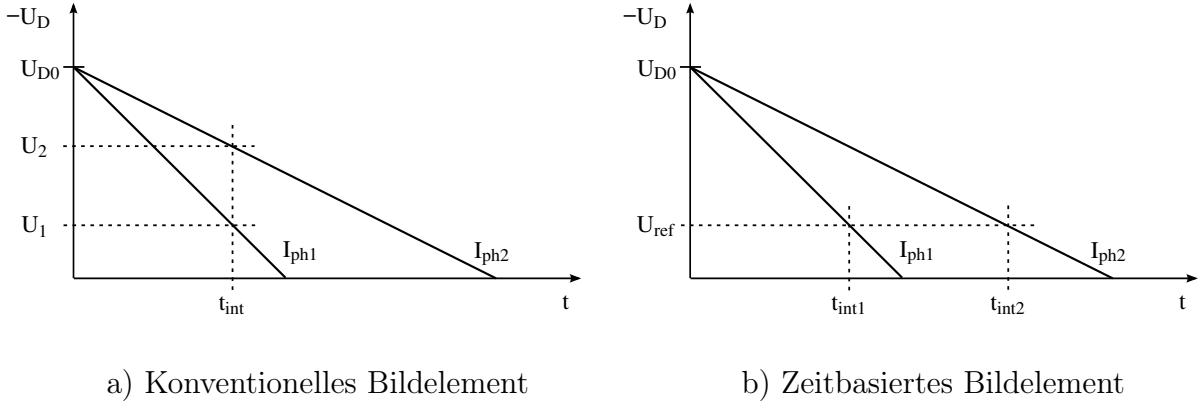


Abbildung II.1: Bestimmung der Strahlungsintensität bei einem konventionellen, integrierenden Pixel a) und einem zeitbasierten Bildelement b)

Erreichen eines vorgegebenen Spannungswertes U_{ref} bestimmt und daraus auf die Bestrahlungsstärke geschlussfolgert. Abbildung II.1 illustriert die zwei grundsätzlich unterschiedlichen Ansätze. Differente Strahlungsintensitäten werden dabei durch den verschieden starken Abfall der Diodespannung für die beiden zur Bestrahlungsstärke proportionalen Photoströme I_{ph1} und I_{ph2} verdeutlicht. U_{D0} ist der entsprechende Initialisierungswert der Spannung U_D über der Photodiodenkapazität zu Beginn der Integration.

Aus den Gleichungen (I.22) und (I.16) folgt für die Integrationszeit t_{int} bis zum Erreichen des Spannungswertes U_{ref} über Diode für das zeitbasierte Verfahren:

$$t_{int} = \frac{3}{2} \frac{U_{diff} C_{D0}}{I_{ph}} \left(\sqrt[3]{\left(1 - \frac{U_{D0}}{U_{diff}}\right)^2} - \sqrt[3]{\left(1 - \frac{U_{ref}}{U_{diff}}\right)^2} \right) \quad (\text{II.1})$$

C_{D0} ist dabei die Sperrschichtkapazität der Photodiode bei einer Spannung von 0V. Die Integrationszeit zur Bestimmung der Bestrahlungsstärke ist für den zeitbasierten Ansatz somit umgekehrt proportional zum linear von der Strahlungsintensität abhängigen Photostrom.

2.1. Pulsfrequenzmodulierte und pulsweitenmodulierte Datenrepräsentation

Pulsfrequenzmodulierte Datenrepräsentation

[Yan94] stellt eine der ersten Veröffentlichungen zur Implementierung des Verfahrens der zeitbasierten Messung der Bestrahlungsstärke zur Erhöhung des Dynamikbereiches von CMOS-Bildsensoren dar. Die Spannung über der Photodiode wird dabei während der Integration des Photostromes permanent mit einer festen Referenzspannung verglichen. Sobald diese erreicht ist, erfolgt die Generierung eines Impulses bei gleichzeitigem Rücksetzen der Spannung über die Photodiodenkapazität. Jedes Pixel arbeitet somit als freilaufender Oszillator, wobei die Pulsfrequenz von der Größe des Photostromes abhängt, und die Zeit zwischen den Pulsen ein Maß für die Intensität der auf das Bildelement

treffenden Strahlung darstellt. Das erzeugte Signal ist also entsprechend pulsfrequenzmoduliert. Vorteilhafterweise kommt der Bildsensor dabei ohne ein externes Signal zum Start der Bildaufnahme aus, vielmehr wird eine Bestrahlungsänderung in der Szene von jedem Pixel selbständig detektiert. Das Auslesen des Bildsensors erfolgt zeilenweise, wobei der Ausgang jedes Pixels für eine bestimmte Zeitdauer mit einem asynchronen Zähler verbunden wird. Aus der Anzahl der detektierten Pulse kann dann direkt auf die Strahlungsintensität geschlossen werden. Der Sensor besitzt einen Dynamikbereich von 120dB. Nachteilig ist allerdings die lange Zeitdauer, die für das Auslesen eines ganzen Bildes erforderlich ist.

Anstatt die Pulse mit einem externen Zähler zu detektieren, wird in [McI01] das Scannen der Matrix vorgeschlagen. Die Abtastung eines freilaufenden Oszillators mit einer zur Abtastfrequenz asynchronen Pulsfrequenz ist dabei äquivalent zum Verhalten eines synchronen Sigma-Delta-Modulators erster Ordnung. Bereits das Aufzeichnen von nur kurzen Sequenzen der Länge $8k$ für ein Set von binär gewichteten Abtastfrequenzen $f_s = f_0, f_0/2 \dots f_0/2^k$ genügt demnach, um einen Dynamikbereich von $6k+25$ dB abzubilden. k bestimmt sich dabei aus $I_{ph,h}/I_{ph,l} \leq 2^k$, mit $I_{ph,h}$ und $I_{ph,l}$ als höchstem sowie niedrigstem Wert des durch die Abbildung der Szene im Sensor hervorgerufenen Photostromes. Mit einer gegenüber einem Nyquist-A/D-Wandler für das zeilenparallele Auslesen eines konventionellen, integrierenden Sensors lediglich verdoppelten Bandbreite kann dabei ein Dynamikumfang von 104db abgebildet werden.

Ein weiteres Ausleseverfahren für ein oszillierendes Pixel wird in [CECB01] vorgestellt. Die Datenübertragung findet dabei asynchron und ereignisgesteuert statt, das heißt, nur bei Generierung eines Pulses erfolgt die Bestimmung der Adresse des entsprechenden Bildelementes sowie der dazugehörigen Zeit. Diese Repräsentation der Sensordaten wird als so genanntes AER¹-Format bezeichnet. Vorteilhafterweise wird durch diese Art des Informationstransfers der Energiebedarf zur Signalisierung von Pixeln mit niedriger Aktivität stark gesenkt, während Bildelementen mit hoher Pulsfrequenz bei Bedarf die volle Bandbreite der Ausleseschaltung zur Verfügung steht. Das Kommunikationsmodell [Boa99] ist dabei an die Art und Weise der Übertragung neuronaler Informationen in biologischen Systemen angelehnt [CECB03]. Die auf ein Pixel einwirkende Strahlungsintensität kann letztendlich durch die Berechnung der Zeitdifferenz zwischen zwei Pulsen oder die Ermittlung der Ereignisanzahl während einer vorgegebenen Zeitdauer bestimmt werden. Der abbildbare Dynamikbereich der vorgestellten Implementierung beträgt 120dB.

Unabhängig vom konkreten Ausleseverfahren generieren oszillierende Pixel eine große Menge redundanter Daten, die entsprechend ausgelesen und verarbeitet werden müssen. Dies bedeutet einen gesteigerten Energiebedarf und erhöhte Anforderungen an die Übertragungsbandbreite, die Rechenleistung der Verarbeitungseinheiten sowie die Speichergröße. In [BSB06] wird zur Reduktion des zu übertragenden Datenvolumens daher ein interner Zähler in jedem Bildelement vorgeschlagen. Der durch die Generierung redundanter Daten verursachte, zusätzliche Energiebedarf kann dadurch allerdings nicht gesenkt werden. Darüber hinaus beansprucht die Implementierung eines Zählers in jedem Pixel eine sehr große zusätzliche Fläche.

¹Address-Event-Representation — Repräsentation von Pulsereignissen durch Ort und Zeit

Pulsweitenmodulierte Datenrepräsentation

Einen anderen Ansatz der zeitbasierten Messung der Bestrahlung stellt Guo [Guo02] vor. Im Gegensatz zum kontinuierlichen Betrieb des freilaufenden Pixels findet dabei eine einmalige Bestimmung der Strahlungsintensität statt. Die Photodiodenspannung im gesamten Pixelfeld wird hierzu vor Beginn des Integrationsvorgangs auf einen Initialisierungswert gesetzt und permanent mit einer Referenzspannung verglichen. Erreicht die Photodiodenspannung diese Vergleichsspannung, erfolgt die einmalige Übertragung der Adresse des jeweiligen Bildelementes mittels asynchroner Kommunikation [Boa99]. Die Strahlungsintensität wird dabei aus der Zeitdifferenz zwischen dem Reset der Photodioden und der Signalisierung des Pixels bestimmt. Durch das globale Reset-Signal gesteuert, erfolgt nach einer festgesetzten Zeitdauer die Aufnahme eines neuen Bildes. Das Ausgangssignal des Sensors ist somit pulswellenmoduliert. In Anlehnung an die These, dass bei der Verarbeitung visueller Reize in biologischen Systemen nur der erste vom optischen Stimulus erzeugte Impuls ausgewertet wird [TG96], heißt diese Art von Bildaufnehmer auch *Time-to-First-Spike* (TTFS²)-Bildsensor. Mit einem Bildsensor der Größe 32×32 können Abbildungen mit einem Dynamikbereich von 104dB aufgezeichnet werden.

Ein ähnlicher Sensor wird in [SB05] vorgestellt. Im Gegensatz zu [Guo02] ist die Referenzspannung allerdings nicht variabel einstellbar, sondern wird durch die Dimensionierung der Transistoren des Komparators vorgegeben. Die Schaltung des Bildelementes entspricht weitgehend der in [CECB03] präsentierten Realisierung, ist dabei aber für eine nichtoszillierende Betriebsweise angepasst und aufgrund der einfachen Ausführung des Komparators sehr flächeneffizient implementierbar.

Während bei den vorherigen Implementierungen die Integrationszeit außerhalb des Pixels in einen Grauwert gewandelt wird, erfolgt die Bestimmung der digitalen Repräsentation der Bestrahlungsstärke in [KBB04] in jedem Bildelement der Matrix direkt. Neben dem Spannungskomparator enthält jedes Pixel dafür einen 8Bit-Speicher. Nach dem extern gesteuerten Zurücksetzen der Photodiodenspannung aller Elemente im Sensorfeld beginnt ein globaler 8Bit-Zähler zu arbeiten, dessen Zählerstand am Eingang aller Pixel anliegt. Erreicht die Spannung über der Photodiode in den Bildelementen die Referenzspannung, wird der zu diesem Zeitpunkt gültige Zählerwert in den pixelinternen Speicher geschrieben. Nach [KBB05] kann mit dem Sensor ein Dynamikbereich größer als 100dB abgebildet werden.

Unter den Gesichtspunkten des Energiebedarfs [Ber02] und der Datenredundanz ist eine Implementierung von pulswellenmodulierter Betriebsweise dem pulsfrequenzmodulierten Ansatz vorzuziehen. Für niedrige bis mittlere Datenraten erscheint darüber hinaus die Signalübertragung mittels asynchroner Kommunikation nach [Boa99] als optimal.

2.2. Dynamikbereich und Signal-Rausch-Verhältnis

Da zeitbasierte Bildsensoren durch eine individuelle Bestimmung der bis zum Erreichen eines vorgegebenen Spannungswertes benötigten Zeit jedes einzelnen Pixels gekennzeichnet sind, wird der abbildbare Dynamikbereich nicht in gleicher Weise wie bei konventionellen

²Time-to-First-Spike — Zeit bis zum ersten Puls

Bildaufnehmern begrenzt. Der Dynamikbereich bestimmt sich vielmehr aus dem Verhältnis von längstmöglicher ($t_{int,max}$) zu kürzester ($t_{int,min}$) Integrationszeit:

$$DR = 20dB \cdot \log \left(\frac{t_{int,max}}{t_{int,min}} \right) = 20dB \cdot \log \left(\frac{I_{ph,max}}{I_{du}} \right) \quad (\text{II.2})$$

Die maximale Integrationszeit wird dabei durch den Dunkelstrom festgelegt, während die kürzeste Integrationszeit bei der höchsten Bestrahlungsstärke auftritt. Der darstellbare Dynamikbereich des Bildelements entspricht damit dem eines logarithmischen Photodioden-Pixels (siehe Abschnitt I.4.3.).

Für die Werte der Photodiode aus Abschnitt I.4.3. ergibt sich mit einem Dunkelstrom von 0,25fA und einem maximalen Photostrom von 400pA (für eine Beleuchtungsstärke von 10^5lx) nach Gleichung (II.2) somit ein Dynamikbereich von 124dB. Dies sind 50dB mehr als bei konventioneller Betriebsweise des Sensorelementes.

Neben dem gesteigerten Dynamikbereich zeichnen sich zeitbasierte Bildsensoren zusätzlich durch ein nicht nur gegenüber logarithmischen Photodioden-Pixeln, sondern auch gegenüber konventionellen, integrierenden Photodioden-Pixeln erhöhtes Signal-Rausch-Verhältnis über einen weiten Bereich der Bestrahlung aus. Entsprechend Gleichung (I.75) berechnet sich das SNR für zeitbasierte Bildsensoren zu:

$$SNR = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{1}{\frac{e}{C_D U_{sig}} \left(1 + \frac{I_{du}}{I_{ph}} \right) + m \left(\frac{U_{int,therm}}{U_{sig}} \right)^2 + n \left(\frac{U_a}{U_{sig}} \right)^2} \right) \quad (\text{II.3})$$

Da der Dunkelstrom I_{du} bereits bei moderater Bestrahlungsstärke gegenüber dem Photostrom I_{ph} vernachlässigt werden kann, ist das Signal-Rausch-Verhältnis von zeitbasierten Bildsensoren, im Gegensatz zu konventionellen Bildaufnehmern, in erster Näherung konstant und von der Beleuchtung unabhängig. Durch eine entsprechende Wahl der Integrationskapazität C_D und des Spannungshubes U_{sig} ergibt sich daher schon bei moderater Bestrahlung ein Signal-Rausch-Verhältnis nahe dem maximal möglichen Wert von (vgl. [Guo02]):

$$SNR = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{C_D U_{sig}}{e} \right) \quad (\text{II.4})$$

Abbildung II.2 illustriert den Zusammenhang zwischen Beleuchtungsstärke und Signal-Rausch-Verhältnis für Bildsensoren in konventioneller und zeitbasierter Arbeitsweise. Die Darstellung beruht auf den Zahlenwerten des Berechnungsbeispiels aus Abschnitt I.4.3., wobei die Integrationszeit des konventionellen Bildelements allerdings 0,5ms beträgt. Bei der klassischen Betriebsweise herrscht eine deutliche Abhängigkeit des SNR vom Photostrom vor, was dadurch gekennzeichnet ist, dass das Signal-Rausch-Verhältnis erst für den maximalen Spannungshub über der Photodiode den Höchstwert erreicht. Demgegenüber kann für das zeitbasierte Bildelement bereits bei sehr viel niedrigeren Photoströmen nahezu das maximal mögliche Signal-Rausch-Verhältnis erzielt werden.

Damit ist das Verfahren anderen Ansätzen zur Erhöhung des Dynamikbereiches, wie der Mehrfachbelichtung oder der Anpassung der Saturierungsspannung während der Integrationszeit (siehe Abschnitt I.4.3.), deutlich überlegen. In [YG99] wird die Abhängigkeit des Signal-Rausch-Verhältnisses vom Photostrom für diese beiden Verfahren gegenübergestellt. Aus den Ausführungen der Autoren lässt sich folgern, dass beide Methoden zwar

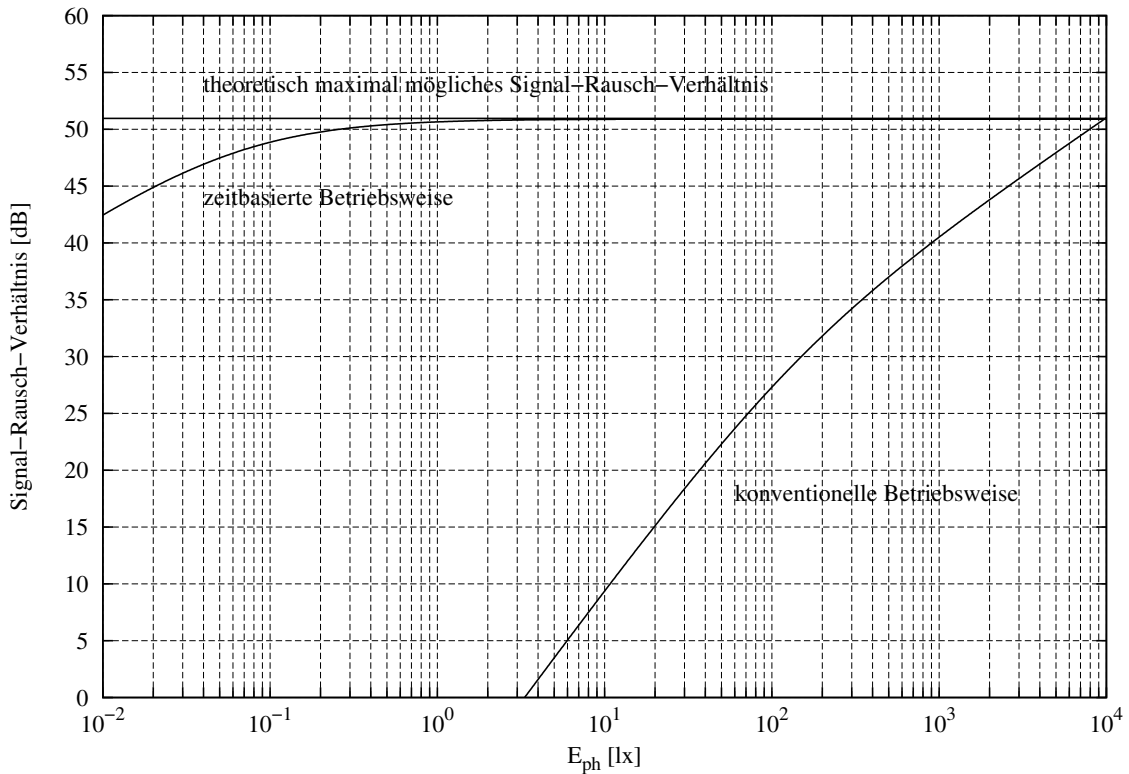


Abbildung II.2: Signal-Rausch-Verhältnis eines Bildelementes in konventioneller und zeitbasierter Betriebsweise als Funktion der Beleuchtungsstärke

die Abbildung von Szenen mit einem höheren Dynamikbereich erlauben, die Abhängigkeit des SNR von der Größe des Photostromes jedoch verfahrensbedingt erhalten bleibt.

Steuerung der Integrationszeit

Entsprechend der Steuerung der Integrationszeit bei konventionellen Bildsensoren kann die Belichtungsdauer bei zeitbasierten Bildaufnehmern durch Verschiebung der Vergleichsspannung beeinflusst werden. Nach dem in Gleichung (II.1) dargestellten Zusammenhang ist eine Regelung der Integrationsdauer im Bereich von zwei Größenordnungen möglich. Das Signal-Rausch-Verhältnis nimmt dabei entsprechend Gleichung (II.4) für eine Reduktion der Vergleichsspannung mit 10dB je Dekade ab.

2.3. Einfluss von Fehlern bei der Zeitmessung

Neben dem angeführten temporären Rauschen von photosensitivem Element und Ausleseschaltung haben auch Ungenauigkeiten bei der Messung der Integrationszeit Einfluss auf die Präzision, mit der die Bestrahlungsstärke bestimmt werden kann.

Der relative Fehler bei der Bestimmung des Photostromes berechnet sich in Abhängigkeit der zeitlichen Abweichung $\Delta t_{int,m}$ zu:

$$\frac{\Delta I_{ph}}{I_{ph}} = \frac{\Delta t_{int,m}}{t_{int} + \Delta t_{int,m}} \quad (\text{II.5})$$

Für eine lineare Abbildung des Photostromes hat eine konstante zeitliche Abweichung $\Delta t_{int,m}$ einen umso größeren Einfluss auf die Genauigkeit, je niedriger die Integrationszeit ist. In Abhängigkeit von der minimal möglichen Integrationszeit $t_{int,min}$ für den maximalen Photostrom $I_{ph,max}$ und der angestrebten relativen Auflösung des Photostromes $\Delta I_{ph}/I_{ph,max}$ berechnet sich die zulässige Abweichung $\Delta t_{int,m}$ bei der Zeitmessung zu:

$$\Delta t_{int,m} \leq \frac{1}{\frac{I_{ph,max}}{\Delta I_{ph}} - 1} t_{int,min} \approx \frac{\Delta I_{ph}}{I_{ph,max}} t_{int,min} \quad (\text{II.6})$$

Um einen größeren Bereich des Photostromes detaillierter darstellen zu können, ist eine logarithmische Abbildung vorzuziehen. Mit einem Definitionsbereich des Photostromes von $I_{ph} = \{I_{ph,min}, \dots, I_{ph,max}\}$ und einem Bildbereich $Y = \{0, \dots, Y_{max}(I_{ph,max})\}$ gilt für die Abbildungsvorschrift dabei:

$$Y(I_{ph}) = \frac{Y_{max}(I_{ph,max})}{\log\left(\frac{I_{ph,max}}{I_{ph,min}}\right)} \log\left(\frac{I_{ph}}{I_{ph,min}}\right) \quad (\text{II.7})$$

In Abhängigkeit von der minimal und maximal möglichen Integrationszeit $t_{int,min}$ und $t_{int,max}$ sowie der angestrebten relativen Auflösung $\Delta Y/Y_{max}(I_{ph,max})$ berechnet sich die zulässige Abweichung $\Delta t_{int,m}$ der Zeitmessung für eine logarithmische Abbildung zu:

$$\Delta t_{int,m} \leq \ln(10) \log\left(\frac{t_{int,max}}{t_{int,min}}\right) \frac{\Delta Y}{Y_{max}(I_{ph,max})} t_{int,min} \quad (\text{II.8})$$

2.4. Örtliches Rauschen und korrelierte Doppelabtastung

Wie im vorhergehenden Abschnitt dargestellt wurde, setzt eine genaue Messung der Bestrahlung bei zeitbasierten Bildsensoren eine präzise Bestimmung der Integrationszeit voraus. Dafür ist eine exakte Ermittlung des Zeitpunktes notwendig, zu dem die Spannung über der Photodiode die Referenzspannung erreicht. Die Schaltschwelle des Komparators unterliegt aufgrund fertigungsbedingter Parameterschwankungen der verwendeten Bauelemente allerdings immer einer zufälligen Abweichung vom Nominalwert. Dieser Versatz wird auch als *Offset* bezeichnet. Da in jedem Bildelement der Sensormatrix ein Komparator verwendet wird, hat die Schwankung der Komparatorschwelle besonderen Einfluss auf die Uniformität des Bildaufnehmers, welche ein wichtiges Maß für die Bildqualität darstellt.

Abbildung II.3 zeigt drei in zeitbasierten Bildsensoren häufig eingesetzte Spannungskomparatoren. Der Vorteil des CMOS-Inverters besteht dabei in der geringen Anzahl der verwendeten Bauelemente und dem, von Leckströmen abgesehen, nur während des Schaltvorgangs fließenden Querstrom. Nachteilig ist die durch die Dimensionierung der Transistoren bereits fest vorgegebene Schaltschwelle des Komparators. Demgegenüber kann beim Inverter mit Stromsenkenlast die Schaltschwelle mittels des einstellbaren Stromes durch M_1 in gewissen Grenzen reguliert werden. Problematisch ist allerdings der in seiner Größe vom Umschaltunkt abhängige Querstrom. Der Differenzverstärker stellt zwar die von der Anzahl der Bauelemente her betrachtet aufwändigste Realisierung dar, allerdings erlaubt die Schaltung die freie Wahl der Vergleichsspannung zwischen U_{dd} und näherungsweise der Schwellspannung von M_1 nahezu unabhängig vom Querstrom durch M_5 .

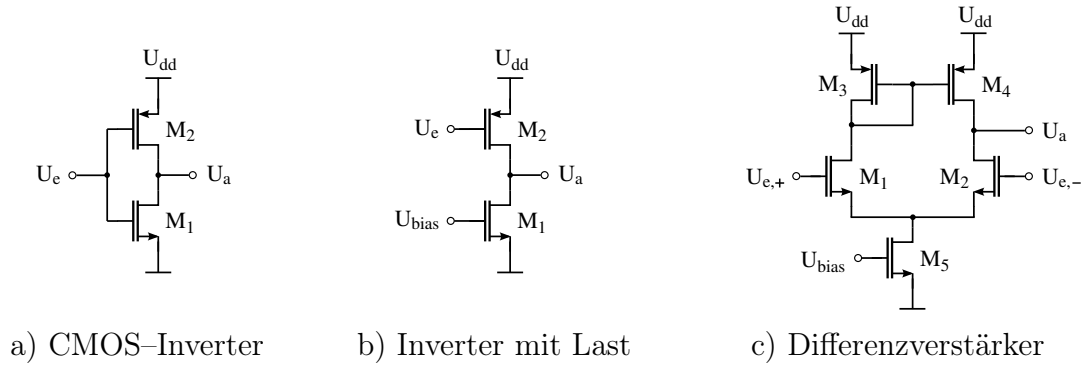


Abbildung II.3: Spannungskomparatoren für zeitbasierte Bildsensoren

Wie bereits in I.4.2.4. ausgeführt ist, wird örtliches Rauschen in CMOS-Schaltungen hauptsächlich durch die zufällige Variation der Schwellspannung und der Transistor-konstante verursacht. Nachfolgend soll dabei vor allem die gegenüber dem Einfluss von Schwankungen der Transistorkonstante dominante Auswirkung der Variation der Schwellspannung mittels Varianzrechnung [Gra03] untersucht werden. Dafür wird ein um den Arbeitspunkt der Schaltung linearisiertes Modell (Kleinsignalmodell) benutzt und die Variation der Schwellspannung des Transistors auf eine Änderung der Spannung an dessen Gate zurückgeführt.

Für den CMOS-Inverter berechnet sich die Verschiebung ΔU_s der Schaltschwelle in Abhängigkeit von der Schwellspannungsschwankung mittels Linearisierung der Schaltung im Umschaltspunkt zu

$$\Delta U_s = \frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}} \Delta U_{T1} - \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}} \Delta U_{T2} \quad (\text{II.9})$$

wobei $\Delta U_{T1,2}$ die Abweichung der Schwellspannung vom Nominalwert $U_{T1,2}$ für den Transistor $M_{1,2}$ darstellt. Da die Schwellspannungsschwankungen statistisch normalverteilt und für verschiedene Transistoren voneinander unabhängig sind, können die einzelnen Terme quadratisch addiert werden. Für die Streuung der Schaltschwelle gilt somit:

$$\sigma_{U_s} = \sqrt{\left(\frac{g_{m1}}{g_{m1} + g_{m2}}\right)^2 \sigma_{U_{T1}}^2 + \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_{m2}}\right)^2 \sigma_{U_{T2}}^2} \quad (\text{II.10})$$

Für den Inverter mit Stromsenkenlast berechnet sich die Verschiebung ΔU_s der Schaltschwelle zu:

$$\Delta U_s = \Delta U_{T1} - \frac{g_{m2}}{g_{m1}} \Delta U_{T2} \quad (\text{II.11})$$

Die Streuung der Schaltschwelle ist somit:

$$\sigma_{U_s} = \sqrt{\sigma_{U_{T1}}^2 + \left(\frac{g_{m2}}{g_{m1}}\right)^2 \sigma_{U_{T2}}^2} \quad (\text{II.12})$$

Unter der Annahme von $g_{m1}=g_{m2}$ und $g_{m3}=g_{m4}$ gilt für die Verschiebung ΔU_s der Schwellenschwelle des Differenzverstärkers entsprechend:

$$\Delta U_s = \Delta U_{T1} - \Delta U_{T2} + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} (\Delta U_{T3} - \Delta U_{T4}) \quad (\text{II.13})$$

Bei gleichen geometrischen Abmessungen der Transistoren M_1 und M_2 sowie M_3 und M_4 folgt für die Streuung der Komparatorschwelle:

$$\sigma_{U_s} = \sqrt{2\sigma_{UT1}^2 + 2\left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right)^2\sigma_{UT3}^2} \quad (\text{II.14})$$

Die Streuung der Schwellenspannung σ_{UT} der Transistoren ist dabei technologie- und geometrieabhängig (siehe I.4.2.4.). Mit realistischen Transistorabmessungen kann für σ_{U_s} von Werten im Bereich zwischen 10mV und 50mV ausgegangen werden. Bei einem Signalhub von 1V ergibt sich damit ein relativer Fehler von 1–5%. Dies entspricht beispielsweise dem in [CECB01] publizierten *Fixed-Pattern-Noise* von 4% für einen zeitbasierten Bildsensor mit einem CMOS-Inverter als Spannungskomparator.

Korrelierte Doppelabtastung bei zeitbasierten Bildsensoren

Für eine bei Grauwertbildern übliche Auflösung von 8Bit (256 Stufen) ist ein Uniformitätsfehler in der Größenordnung von 3Bit allerdings inakzeptabel hoch. Aus diesem Grund gibt es einige Ansätze zur Kompensation der zufälligen Abweichungen der Komparatorschwelle.

In [GQH07] wird dazu eine Methode der Selbstkalibrierung vorgeschlagen. Im Gegensatz zum konventionellen Verfahren wird die Photodiode während des Rücksetzvorganges dabei nicht mit einer externen Spannung, sondern mit dem Ausgang des rückgekoppelten Komparators verbunden. Infolge dessen stellt sich über der Photodiode die am positiven Eingang des Komparators angelegte Rücksetzspannung zuzüglich eines entsprechenden Spannungsversatzes ΔU_s ein. Nach der Kalibrierung wird die Verbindung zwischen Komparatorausgang und Photodiode aufgehoben sowie die eigentliche Vergleichsspannung zur Bestimmung der Integrationszeit an den positiven Komparatoreingang angelegt. Da sowohl Rücksetz- als auch Vergleichsspannung mit dem entsprechenden Versatz beaufschlagt werden, ist die Spannungsdifferenz zur Bestimmung der Integrationszeit in erster Näherung versatzfrei. Die Genauigkeit des vorgestellten Verfahrens wird durch das nicht-ideale Schaltverhalten des MOS-Transistors, der die Photodiode mit dem Komparatorausgang verbindet, allerdings negativ beeinflusst, weil die im Zuge des Ausschaltvorganges aus dem Kanal des Transistors freigesetzte Ladung für eine Veränderung der Spannung über der Photodiode sorgt. Die dabei injizierte Ladungsmenge hängt von verschiedenen Faktoren ab, ist allerdings auch von Parameterschwankungen der verwendeten Bauelemente abhängig, sodass der MOS-Schalter bei entsprechenden Genauigkeitsanforderungen wiederum kompensiert werden muss [Raz01]. Dies ist prinzipiell möglich, jedoch gestaltet sich die Ansteuerung des Bildelementes damit sehr aufwändig. Bei der in [GQH07] vorgestellten Realisierung ohne Kompensation des Schalters kann das *Fixed-Pattern-Noise* daher auch nicht unter 2% gesenkt werden.

Vielversprechender erscheint die Entwicklung eines CDS-Verfahrens für zeitbasierte Bildsensoren. In [XCC02] wird dazu ein Verfahren präsentiert, in welchem sich die Integrationszeit aus der Zeitdifferenz zwischen dem Durchlaufen zweier Spannungswerte über

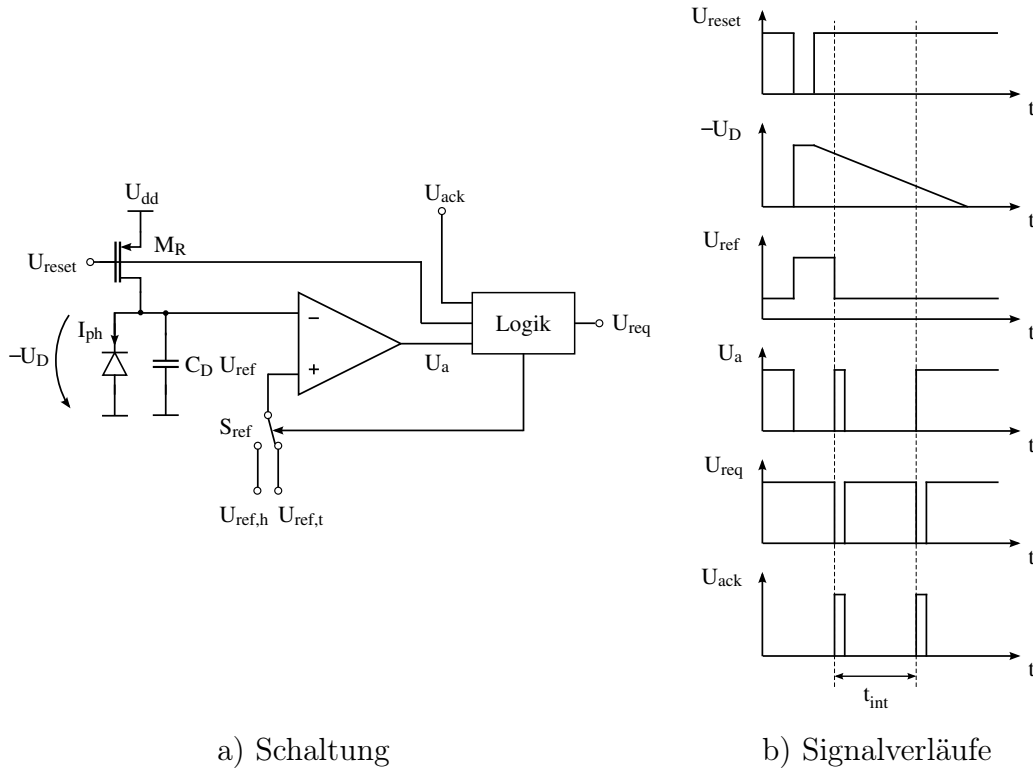


Abbildung II.4: Schaltung und Signalverläufe des zeitbasierten CDS-Verfahrens

der Photodiode berechnet. Da die Detektion der beiden Pegel mittels zweier Komparatoren erfolgt, kann zwar der Einfluss des kTC-Rauschens und näherungsweise auch der Einfluss der Verzögerungszeit des Komparators auf die Messgenauigkeit eliminiert werden, ein möglicher Versatz der Komparatorschwellen bleibt allerdings unkompensiert. Ein Verfahren zur Ermittlung der Bestrahlungsstärke, basierend auf zwei Integrationszyklen, wird von den selben Autoren in [XSBC03] vorgestellt. Die Vergleichsspannung, deren Erreichen zur Bestimmung der Integrationszeit dient, ist dabei für den jeweiligen Zyklus verschieden. Da in beiden Fällen der gleiche Komparator verwendet wird, ist die Zeitdifferenz näherungsweise frei von Fehlern, welche durch technologiebedingte Schwankungen der Komparatorschwelle hervorgerufen werden. Der Einfluss des kTC-Rauschens kann damit allerdings nicht reduziert werden, gegenteiligerweise verdoppelt sich die entsprechende Rauschleistung sogar (siehe auch I.4.2.4.).

Nachfolgend soll ein bisherigen Implementierungen überlegenes CDS-Verfahren für zeitbasierte Bildsensoren vorgestellt werden. Die für die Bestimmung der Beleuchtungsstärke relevante Belichtungszeit wird dabei während eines einzigen Integrationszyklusses ermittelt. Damit kann sowohl der Einfluss des kTC-Rauschens und der Verzögerungszeit des Komparators als auch der des örtlichen Rauschens der Komparatorschwelle wirksam unterdrückt werden.

Abbildung II.4 zeigt eine schematische Darstellung der Schaltung sowie die entsprechenden Signalverläufe für einen Integrationsvorgang. Das Bildelement beinhaltet eine Photodiode als photosensitives Element, den Transistor M_R zum Zurücksetzen der Diodenspannung, einen Komparator, einen Block mit digitaler Logik und einen Schalter S_{ref} zur Wahl der an

den positiven Eingang des Komparators anzulegenden Referenzspannung. Die Ansteuerung von S_{ref} erfolgt dabei durch die Logikschaltung. Vor Beginn der Belichtungsmessung wird die Spannung über der Photodiode auf einen Initialisierungswert (im Beispiel die Versorgungsspannung U_{dd}) gesetzt. Der positive Eingang des Komparators ist gleichzeitig durch den Schalter S_{ref} mit der Referenzspannung $U_{\text{ref},h}$, welche einen gegenüber der Initialisierungsspannung etwas niedrigeren Wert aufweisen soll, verbunden. Für $U_{\text{reset}}=U_{dd}$ startet die Messung, wobei die Diodenkapazität C_D mittels des Photostromes I_{ph} entladen wird. Erreicht die Spannung über der Photodiode die Vergleichsspannung $U_{\text{ref},h}$, schaltet der Komparator und signalisiert dies mit einer Änderung von U_{req} nach außen. Durch externes Quittieren von U_{req} mittels U_{ack} wird der positive Eingang des Komparators daraufhin mit der niedrigeren Referenzspannung $U_{\text{ref},t}$ verbunden, das Ausgangssignal U_a des Komparators und U_{req} fallen auf den Ruhewert 0 zurück. Erreicht die Spannung über der Photodiode bei fortschreitender Messung schließlich den Wert $U_{\text{ref},t}$, wird dies mittels U_{req} ebenfalls nach außen signalisiert. Mit der Quittierung von U_{req} durch U_{ack} ist der Integrationsvorgang abgeschlossen.

Die Belichtungszeit t_{int} zur Bestimmung der Bestrahlungsstärke wird letztendlich aus der Zeitdifferenz zwischen dem Erreichen der ersten und der zweiten Komparatorschwelle ermittelt:

$$t_{\text{int}}(U_D) = \int_{U_{dd}}^{U_{\text{ref},t}} \frac{C_D(U_D)}{I_{ph}(U_D)} dU_D - \int_{U_{dd}}^{U_{\text{ref},h}} \frac{C_D(U_D)}{I_{ph}(U_D)} dU_D = \int_{U_{\text{ref},h}}^{U_{\text{ref},t}} \frac{C_D(U_D)}{I_{ph}(U_D)} dU_D \quad (\text{II.15})$$

Durch die Differenzbildung können Messungenauigkeiten, die vom Zurücksetzen der Photodiode herrühren, wie beispielsweise der Einfluss des kTC-Rauschens und der Ladungsinjektion, eliminiert werden. Dies gilt gleichfalls für die Auswirkung der Verzögerungszeit des Komparators auf die Bestimmung der Bestrahlungsstärke.

Aufgrund der durch die Spannungsabhängigkeit der Diodenkapazität und des Photostromes hervorgerufenen, nichtlinearen Transferfunktion $t_{\text{int}}(U_D)$ ist allerdings keine vollständige Eliminierung von Fehlern möglich, welche durch technologiebedingte Schwankungen der Komparatorschwelle hervorgerufen werden, wie dies vereinfachend in [GQH07] oder [XSBC03] dargestellt ist. Die Höhe des Fehlers kann allerdings entscheidend reduziert werden. Nach Gleichung (I.69) gilt für den Restfehler $\varepsilon_{\text{tint}}$ des CDS-Verfahrens in Abhängigkeit von der Schwellspannungsverschiebung ΔU_s näherungsweise:

$$\varepsilon_{\text{tint}} = \left(\frac{dt}{dU_{\text{ref},t}} - \frac{dt}{dU_{\text{ref},h}} \right) \Delta U_s \quad (\text{II.16})$$

Mit Gleichung (I.22) folgt daraus:

$$\varepsilon_{\text{tint}} = \left[\frac{C_D(U_{\text{ref},t})}{I_{ph}(U_{\text{ref},t})} - \frac{C_D(U_{\text{ref},h})}{I_{ph}(U_{\text{ref},h})} \right] \Delta U_s \quad (\text{II.17})$$

Die Spannungsabhängigkeit des Photostromes leitet sich dabei entsprechend den Gleichungen (I.13) und (I.14) aus der von der Sperrspannung beeinflussten Breite der Raumladungszone ab. In Abhängigkeit von der Wellenlänge des eingestrahltten Lichtes wirkt sich eine veränderte Ausdehnung der Raumladungszone dabei unterschiedlich stark auf die Größe des Photostromes aus. Es kann jedoch davon ausgegangen werden, dass die

Spannungsabhängigkeit des Photostromes im Allgemeinen deutlich niedriger als die Spannungsabhängigkeit der Photodiodenkapazität sein wird. Bei einer Diffusionsspannung $U_{diff}=0,5\text{V}$, einer Breite d_{dr0} der Raumladungszone von $1\mu\text{m}$ bei $U_D=0\text{V}$ und einer Diffusionslänge der Minoritätsladungsträger von $20\mu\text{m}$ [Won96] ergibt sich beispielsweise für eine Änderung der Sperrspannung über der Diode von $3,3\text{V}$ auf $2,3\text{V}$ eine relative Änderung des Photostromes von $6\cdot 10^{-6}\%$ für Licht der Wellenlänge von 400nm ($\alpha=5\mu\text{m}^{-1}$), von $0,02\%$ für 550nm ($\alpha=1\mu\text{m}^{-1}$) und von 1% für 700nm ($\alpha=0,2\mu\text{m}^{-1}$). Im Vergleich dazu ändert sich die Kapazität der Photodiode nach Gleichung (I.16) innerhalb des gleichen Spannungsbereiches allerdings um 11% . Da die Änderung der Photodiodenkapazität somit deutlich größer als die Änderung des Photostromes ist, soll für die Berechnung des Restfehlers im Weiteren von einem konstanten Photostrom I_{ph} ausgegangen werden. Damit folgt aus Gleichung (II.17):

$$\varepsilon_{tint} = \frac{C_D(U_{ref,t}) - C_D(U_{ref,h})}{I_{ph}} \Delta U_s \quad (\text{II.18})$$

Zur Berechnung des relativen Fehlers bei der Bestimmung der Integrationszeit muss der nichtkompensierte Restfehler des CDS-Verfahrens im Verhältnis zur Integrationszeit t_{int} betrachtet werden. Anstatt einer Berechnung der Integrationszeit nach Gleichung (I.23) wird dabei vereinfachend von

$$t_{int} \approx \frac{C_D(U_{ref,h}) + C_D(U_{ref,t})}{2} \frac{U_{ref,h} - U_{ref,t}}{I_{ph}} \quad (\text{II.19})$$

ausgegangen. Der durch die Linearisierung von Gleichung (I.23) verursachte Fehler in der Berechnung der Integrationszeit t_{int} ist zwar stark von der Größe des Spannungshubes $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ abhängig, allerdings für relevante Werte durchweg tolerierbar. Die Abweichung bei einer Spannungsänderung von $3,3\text{V}$ auf $2,3\text{V}$ beträgt beispielsweise lediglich $0,5\%$. Für den relativen Fehler der Integrationszeit $\Delta t_{int,us}/t_{int}$ folgt somit:

$$\frac{\Delta t_{int,us}}{t_{int}} = 2 \left[\frac{C_D(U_{ref,t}) - C_D(U_{ref,h})}{C_D(U_{ref,t}) + C_D(U_{ref,h})} \right] \left(\frac{\Delta U_s}{U_{ref,h} - U_{ref,t}} \right) \quad (\text{II.20})$$

Abbildung II.5 zeigt den relativen Fehler $\Delta t_{int,us}/t_{int}$ normiert auf die Verschiebung ΔU_s der Komparatorschwelle für die Bestimmung der Integrationszeit mit und ohne CDS. In Analogie zu Gleichung (II.20) wird für den Fehler ohne die Verwendung des CDS-Verfahrens dabei von

$$\frac{\Delta t_{int,us}}{t_{int}} = 2 \left[\frac{C_D(U_{ref,t})}{C_D(U_{dd}) + C_D(U_{ref,t})} \right] \left(\frac{\Delta U_s}{U_{dd} - U_{ref,t}} \right) \quad (\text{II.21})$$

ausgegangen. Im Vergleich zur unkompenzierten Zeitmessung ist der Fehler bei der Bestimmung der Integrationszeit mittels des zeitbasierten CDS-Verfahrens für den relevanten Spannungsbereich näherungsweise um den Faktor 10 geringer. Da die für die Verschiebung der Komparatorschwelle maßgeblich verantwortlichen Schwellenspannungsschwankungen der Transistoren mit der Quadratwurzel der Bauelementefläche abnehmen, kann der Flächenbedarf der Komparatorschaltung, bei gleicher zulässiger Abweichung der Komparatorspannung, somit um den Faktor 100 reduziert werden. Der Darstellung ist weiterhin zu entnehmen, dass die Messgenauigkeit bei Verwendung des CDS-Verfahrens, im Gegensatz zum Standardverfahren, nahezu unabhängig von der Differenz $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ ist,

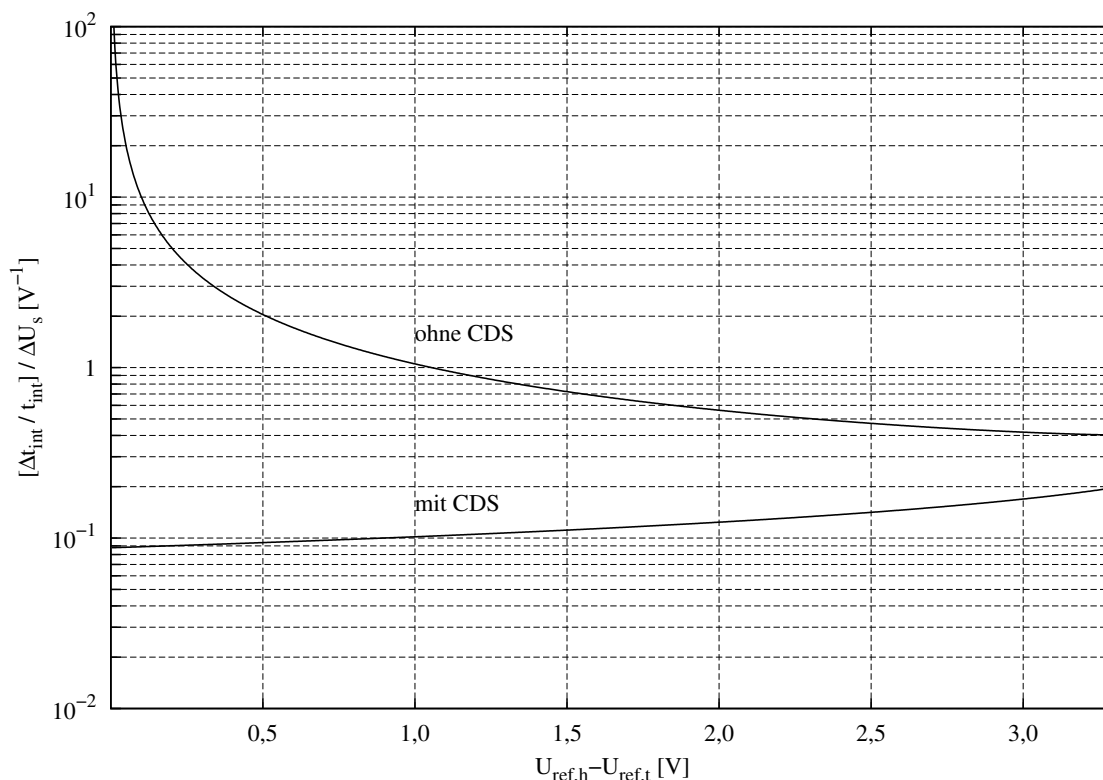


Abbildung II.5: Relativer Fehler der Integrationszeit t_{int} normiert auf die Verschiebung ΔU_s der Komparatorschwelle als Funktion des Spannungshubes für die Zeitbestimmung mit und ohne CDS

weshalb bei niedrigeren Spannungshüben über der Photodiode die Reduktion des Fehlers noch deutlich größer ausfällt. Dies ist besonders bezüglich einer Senkung des möglichen Spannungshubes, im Zuge der Verringerung der Betriebsspannung, bei der Verwendung moderner Fertigungsprozesse von Bedeutung.

3. Kompression von Bilddaten

Wie bereits anhand einiger Beispiele in Abschnitt I.4.5. gezeigt wurde, ist die Verwendung von Kompressionsverfahren zur Datenreduktion vor der Übertragung oder Speicherung von Bildern, aufgrund des entsprechend anfallenden Datenvolumens, meist unumgänglich. Nachfolgend sollen daher sowohl konventionelle Kompressionsverfahren als auch Ansätze der Datenkompression auf Pixelebene vorgestellt werden

3.1. Konventionelle Kompressionsverfahren für Einzel- und Bewegtbilder

Für eine effiziente Datenreduktion stehen heute zahlreiche Algorithmen zur Verfügung, woraus einige genormte Verfahren für die Kompression von Photographien und bewegten Bildern abgeleitet worden sind. Effiziente Kompressionsmethoden setzen im Allgemeinen

auf mehrstufige Verfahren, welche sowohl verlustbehaftete als auch verlustfreie Kompressionstechniken beinhalten.

Die verlustbehaftete Reduktion der Daten orientiert sich dabei an den physiologischen Wahrnehmungseigenschaften des Menschen. In dessen optischer Wahrnehmung werden Farbunterschiede beispielsweise weniger stark aufgelöst als Änderungen der Bestrahlungsstärke, während Variationen niederfrequenter Bildanteile wiederum deutlich stärker auffallen als Änderungen hochfrequenter Inhalte. Entsprechend kann das Datenvolumen zur Repräsentation solcher Bildanteile durch Filterung oder Abbildung in niedrigerer Auflösung deutlich reduziert werden, ohne die Bildqualität maßgeblich zu senken. An die verlustbehaftete Datenreduktion schließt sich in modernen Kompressionsverfahren zusätzlich meist eine verlustfreie Entropie-Kodierung, wie beispielsweise Huffman-Kodierung oder arithmetische Kodierung, für eine weitere Reduktion des Datenvolumens an.

Zwei wichtige Standards für die Komprimierung von photographischen Bildern sind die *JPEG*³- und die neuere *JPEG2000*-Norm. Entsprechend beider Standards sind zwar prinzipiell diverse Kompressions- und Kodierungsmethoden zulässig, allerdings hat sich bei *JPEG* das Verfahren der diskreten Kosinus-Transformation mit anschließender Huffman-Kodierung sowie bei *JPEG2000* die Kombination aus diskreter Wavelet-Transformation und Huffman-Kodierung durchgesetzt.

Bewegtbilder, die als Abfolge von photographischen Einzelbildern betrachtet werden können, beinhalten neben örtlicher Redundanz zusätzlich zeitlich redundante Informationen. Für eine möglichst effiziente Komprimierung von Bewegtbildern ist daher, neben der Reduktion von örtlich redundanten Daten, auch eine Verringerung der temporären Redundanz erforderlich. Ein einfacher, gleichzeitig aber sehr effizienter Ansatz diesbezüglich basiert auf der Differenzbildung zwischen zwei aufeinander folgenden Bildern. Anstatt beide Bilder vollständig zu übertragen, genügt es lediglich Änderungen der entsprechenden Bildelemente zu signalisieren. Eine Weiterentwicklung dieses Verfahrens wird als *Bewegungsabschätzung* bezeichnet. Dabei werden sich bewegende Objekte als solche in einer Abfolge von Bildern identifiziert und die Bewegungsrichtung mittels eines Bewegungs- oder Verschiebevektors beschrieben. Das Objekt muss somit nicht ständig neu signalisiert werden, sondern lediglich der entsprechende Bewegungsvektor. Vom unbewegten Hintergrund wiederum ist nur der Bildteil neu zu hinterlegen, der durch das sich bewegende Objekt ursprünglich verdeckt wurde.

Zwei wichtige Standards für die Kompression von Bewegtbildern sind die *MPEG*⁴- sowie die *H.264*-Norm. In beiden Verfahren werden sowohl Methoden der Kompression von photographischen Bildern (diskrete Kosinus-Transformation und Huffman-Kodierung) zur Kompression örtlich redundanter Informationen als auch Differenzverfahren und Bewegungsabschätzung zur Verringerung des Datenvolumens bei zeitlicher Redundanz verwendet.

Hardware-Realisierungen

Für die beschriebenen Kompressionsverfahren existieren neben Software-Lösungen auch entsprechende Hardware-Realisierungen. Dabei werden im Allgemeinen die von einem

³Joint Photographic Experts Group — Zusammenschluss von Experten auf dem Gebiet der Photographie

⁴Moving Picture Experts Group — Zusammenschluss von Experten auf dem Gebiet der Bewegtbildphotographie

Bildsensor aufgezeichneten Daten einer dediziert für die Kompression von Bildern entwickelten Schaltung zugeführt, welche dann die entsprechenden, teilweise sehr rechenintensiven, arithmetischen Operationen zur Generierung der komprimierten Bilddaten ausführt.

Die Mehrzahl dieser Implementierungen beruht auf dem Einsatz digitaler Signalverarbeitungsstrukturen [SL03, HCT⁺05, YOW⁺05, CFC⁺06], die überwiegend in Form separater Schaltkreise realisiert sind. Alternativ dazu existieren auch einige Ansätze analoger oder gemischt analog–digitaler Rechenfelder zur Implementierung einzelner Teile [KYS⁺97, GSGS01, BLRH06] oder eines gesamten Kompressionsverfahrens [AYP06, LSBS⁺07]. Der Einsatz analoger Schaltungstechnik verspricht dabei insbesondere bezüglich eines niedrigeren Energieumsatzes Vorteile, während die Integration von Bildsensor und Kompressionsschaltung in einem Chip zusätzlich Einsparungen bei den Systemkosten erbringen soll.

Neben den üblicherweise verwendeten, konventionellen Elementen zur Bildaufnahme existieren auch erste Implementierungen in der Kombination von zeitbasierten Bildsensoren und entsprechenden Verfahren zur Datenkompression. Ein Beispiel dafür ist der in [SBYM07] vorgestellte Bildaufnehmer, welcher den in [KBB05] publizierten, zeitbasierten Bildsensor um eine adaptive Quantisierung und das Verfahren der *Quadtree Kodierung*⁵ zur Reduktion des Datenvolumens erweitert.

3.2. Datenkompression auf Pixelebene

Ein entscheidender Nachteil konventioneller Realisierungen von Bildkompressionsverfahren ist die innerhalb des Informationsverarbeitungsprozesses späte Reduktion temporär redundanter Daten. Aufgrund der strikten Trennung zwischen dem Bildaufnehmer und der Schaltung zur Datenkompression müssen redundanzbehaftete Daten unnötigerweise vom Bildsensor zu den Nachverarbeitungsblöcken übertragen werden, in denen letztendlich erst die Datenreduktion stattfindet. Gegenüber diesem konventionellen Ansatz verspricht die Implementierung entsprechender Methoden zur Redundanzreduktion auf Pixelebene deutliche Vorteile bezüglich Energiebedarf und zeitlicher Auflösung.

Idealerweise detektiert für eine effiziente Datenkompression auf Pixelebene jedes Element des Bildsensors lokale, temporäre Änderungen der Bestrahlungsstärke selbständig und gibt den Wert der Strahlungsintensität nur bei einer entsprechenden Veränderung gegenüber dem vorhergehend übermittelten Signal weiter.

Detektion absoluter temporärer Änderungen der Bestrahlung auf Pixelebene

Für die Realisierung von Bildaufnehmern zur Detektion von temporären Änderungen der Bestrahlung auf Pixelebene existieren verschiedene Ansätze.

Einfache Implementierungen bestehen meist aus einem modifizierten aktiven Photodiode–Pixel, welches zusätzlich eine pixelinterne Speicherkapazität beinhaltet und einen externen Komparator für die Detektion von Änderungen in der Bestrahlung nutzt [STM⁺95, MC99, GEC04]. Der während einer vorhergehenden Belichtungsmessung im pixelinternen Bildspeicher abgelegte Spannungswert wird dabei gemeinsam mit dem aktuellen Signalwert nach dem Ende der Integration ausgelesen und einem externen Spannungskomparator zur Bestimmung von Änderungen zugeführt. Neben der Verwendung von Photodioden

⁵Quadtree Kodierung — bezeichnet ein Kompressionsverfahren, welches besonders effizient bei der Kodierung von Bildern mit größeren, homogenen Gebieten (Farbton oder Grauwert) verwendet werden kann. Es basiert auf einer rekursiven Aufspaltung des Originalbildes.

als lichtsensitiven Bauelementen existieren auch Implementierungen, in denen Photogates [DAE⁺95] eingesetzt werden.

Um die zeitliche Auflösung zu erhöhen, wird zum Zweck der Parallelisierung der Signalverarbeitung in weiterführenden Arbeiten eine pixelinterne Realisierung des Komparators bevorzugt. Eine mögliche Implementierung ist in [AEH⁺97] dargestellt. Der Spannungswert der vorhergehenden Belichtungsmessung, welcher auf einer Speicherkapazität abgelegt ist, wird dabei mittels eines in jedem Bildelement vorhandenen Spannungskomparators mit dem aktuell ermittelten Signalwert verglichen. Ist die Differenz der Signale größer als ein vorgegebener Schwellwert, erfolgen eine entsprechende Signalisierung sowie die Ausgabe des aktuellen Integrationswertes. Ein ähnlicher Ansatz wird mit der in [CMC⁺07] vorgestellten Realisierung verfolgt. Dabei werden ebenfalls zwei aufeinander folgende Integrationswerte mittels eines pixelinternen Komparators verglichen. Gegenüber [AEH⁺97] zeichnet sich der Komparator allerdings durch eine vereinfachte Implementierung aus, was allerdings eine komplexere Ansteuerung bedingt. In [CECC08] wird darüber hinaus ein auf Basis des in [CMC⁺07] vorgestellten Bildaufnehmers aufgebautes Kamerasystem, inklusive nachgeschaltetem Mikrocontroller, zur Realisierung einer diskreten Kosinus-Transformation präsentiert. Nachteilig an beiden Implementierungen sind der eingeschränkte Dynamikbereich von zirka 2,5 Dekaden sowie die synchrone, abtastende Arbeitsweise, welche keine Reduktion des Energiebedarfs und des zu übertragenden Datenvolumens bei niedriger Szenenaktivität erlaubt. Da lediglich absolute Änderungen der Bestrahlungsstärke detektiert werden können, ist diese Art von Sensor darüber hinaus nur für die Bestimmung in Szenen mit sehr uniformen Lichtverhältnissen sinnvoll verwendbar.

Detektion relativer temporärer Änderungen der Bestrahlung auf Pixelebene

Im Gegensatz zu den bisher vorgestellten Implementierungen wird in [LPD08] ein Sensor zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung auf Pixelebene vorgestellt. Abbildung II.6 zeigt eine schematische Darstellung der Schaltung. Das Pixel besteht aus einem photosensitiven Element mit logarithmischer Abhängigkeit des Ausgangssignals von der Bestrahlungsstärke, einem Differenzverstärker, zwei Spannungskomparatoren und entsprechender Steuerlogik.

Die Photodiode als photosensitives Element arbeitet in der vorgestellten Schaltung nicht integrierend, sondern kontinuierlich, wobei der Strom zum Speisen der Photodiode mittels des in der Sättigung befindlichen NMOS-Transistors M_1 bereitgestellt wird. Die Ansteuerung des Gates von M_1 erfolgt durch den Verstärker V_1 , welcher eine negative Verstärkung aufweist. Die sich am Ausgang des Verstärkers einstellende Spannung U_{V1} hängt somit logarithmisch vom Photostrom I_{ph} ab

$$U_{V1}(I_{ph}) = n_{M1} U_t \ln \left(\frac{L_{M1}}{W_{M1}} \frac{I_{ph}}{I_{0,M1}} \right) - n_{M1} U_D \quad (\text{II.22})$$

wobei die konstante, vom Photostrom I_{ph} nahezu unabhängige Spannung U_D über der Diode mittels des Arbeitspunktes von Verstärker V_1 eingestellt werden kann. Die Änderung dU_{V1} der Spannung U_{V1} für eine Änderung des Photostromes von I_{ph1} auf I_{ph2} beträgt dabei:

$$dU_{V1} = n_{M1} U_t \ln \left(\frac{I_{ph2}}{I_{ph1}} \right) \quad (\text{II.23})$$

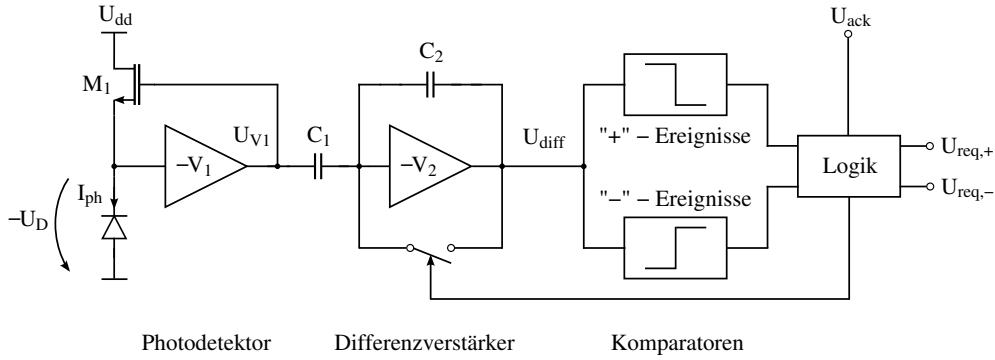


Abbildung II.6: Prinzipbild einer Schaltung zur Detektion von temporären Änderungen der Bestrahlung nach [LPD08]

Mittels Taylor-Entwicklung folgt daraus für kleine Änderungen dI_{ph} von I_{ph} :

$$dU_{V1} \approx n_{M1} U_t \frac{dI_{ph}}{I_{ph}} \quad (\text{II.24})$$

Im Gegensatz zu dem in Abbildung I.12 gezeigten passiven logarithmischen Bildelement, welches eine 3dB-Eckfrequenz von näherungsweise

$$f_{3dB,passiv} = \frac{1}{2\pi C_D} \frac{I_{ph}}{U_t} \quad (\text{II.25})$$

besitzt, weist die aus [DM94] bekannte Schaltung des Photorezeptors nach [Hup00] einen um den Faktor

$$\frac{f_{3dB,aktiv}}{f_{3dB,passiv}} = \frac{C_D}{\frac{C_D}{v_1} + C_{M1,a}} \quad (\text{II.26})$$

erhöhten Wert auf. $C_{M1,a}$ ist dabei die zwischen dem Source des Transistors M_1 und dem Ausgang des Verstärkers V_1 befindliche Kapazität. Deren Wert hängt maßgeblich von der Gate-Source-Überlappungskapazität von M_1 , die proportional zur Weite des Transistors ist, ab. Bedingung für ein Verhalten entsprechend Gleichung (II.26) ist eine gegenüber der Zeitkonstanten am Eingang von V_1 deutlich niedrigere Zeitkonstante am Ausgang der Verstärkerschaltung. Da deren Wert maßgeblich vom gewählten Umladestrom der Ausgangskapazität des Photorezeptors abhängt, kann diese Voraussetzung im Allgemeinen als erfüllt gelten. Entsprechend kann die Ansprechzeit des Photosensors auf Änderungen in der Bestrahlung gegenüber dem passiven logarithmischen Bildelement um den in Gleichung (II.26) genannten Faktor gesenkt werden. Weiterhin erhalten bleibt allerdings die lineare Abhängigkeit der Bandbreite vom Photostrom I_{ph} .

Der darstellbare Dynamikbereich des Photorezeptors entspricht dem des logarithmischen Photodioden-Pixels ohne Rückkopplung nach Gleichung (I.81):

$$DR = 20 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{I_{ph,max}}{I_{du}} \right) \quad (\text{II.27})$$

Die Erhöhung der Bandbreite am photosensitiven Element wirkt sich entsprechend auch auf die Rauschbandbreite aus. Das erzielbare Signal-Rausch-Verhältnis berechnet sich

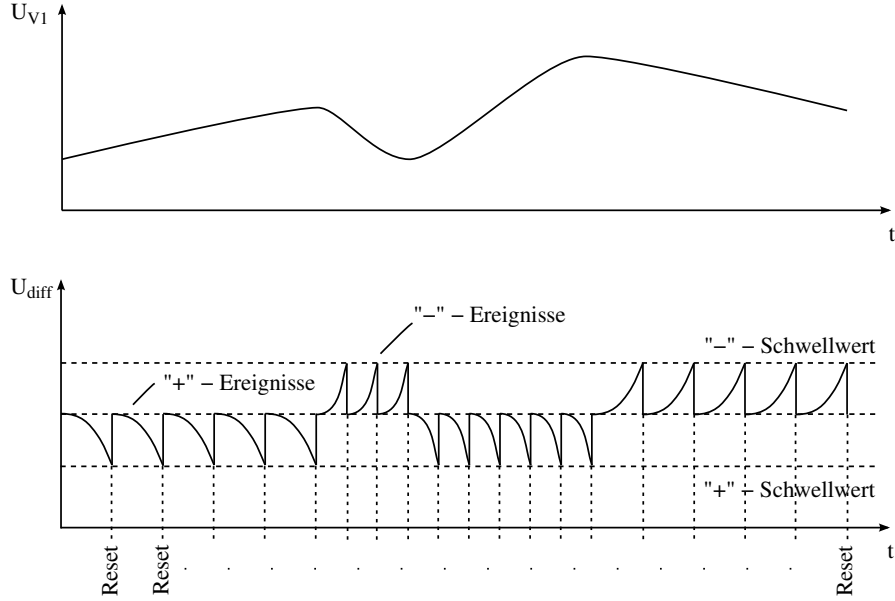


Abbildung II.7: Spannungsverläufe für die Schaltung zur Detektion von temporären Änderungen der Bestrahlung nach [LPD08]

nach [Hup00] dabei näherungsweise zu:

$$SNR_{max} = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{n_{M1} U_t}{e} \left[\frac{C_D}{v_1} + C_{M1,a} \right] \right) \quad (\text{II.28})$$

Der Ausgang des Photodetektors ist kapazitiv mit dem Eingang eines Differenzverstärkers verbunden. Um nur Spannungsdifferenzen zu verstärken, wird der Ausgang des invertierenden Verstärkers V_2 nach jeder Detektion einer Änderung in der Bestrahlung durch den Rücksetzschalter mit seinem eigenen Eingang verbunden. Aufgrund der kapazitiven Kopplung zwischen dem Ausgang des Photodetektors und dem Differenzverstärker stellt sich dabei am Eingang von V_2 eine von U_{V1} unabhängige Spannung ein. Bei nichtleitendem Rücksetzschalter werden dann nur Änderungen der Spannung U_{V1} , unabhängig vom Gleichspannungswert an diesem Knoten, durch den kapazitiv rückgekoppelten Differenzverstärker verstärkt. Für die Übertragungsfunktion der SC^6 -Schaltung im z -Bereich gilt dabei:

$$H(z) = \frac{U_{diff}(z)}{U_{v1}(z)} = \frac{C_1}{C_2} z^{-1/2} \left[\frac{1}{1 - \frac{C_1 + C_2}{v_2(0) C_2}} \right] \quad (\text{II.29})$$

Für hohe Werte von v_2 beträgt die Verstärkung damit gerade C_1/C_2 .

Die Änderung der Spannung dU_{diff} am Ausgang von V_2 errechnet sich für eine kleine Änderung dI_{ph} des Photostromes damit zu:

$$dU_{diff} \approx -\frac{C_1}{C_2} n_{M1} U_t \frac{dI_{ph}}{I_{ph}} \quad (\text{II.30})$$

Mittels der beiden mit dem Differenzverstärker verbundenen Komparatoren kann zwischen einer positiven und negativen Änderung in der Bestrahlung unterschieden werden

⁶Switched Capacitor — geschaltete Kapazität

(siehe Abbildung II.7). Im Fall der Detektion einer Intensitätsänderung wird mit Hilfe asynchroner Datenkommunikation nach [Boa99] die Adresse des Pixels, entsprechend der Polarität der Änderung, durch $U_{req,+}$ oder $U_{req,-}$ nach außen signalisiert. Im Anschluss an die Ausgabe der Adresse erfolgt das Zurücksetzen des Differenzverstärkers mittels des Quittierungssignals U_{ack} .

Die Schaltung zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung zeichnet sich durch einen hohen Dynamikumfang ($>120\text{dB}$), eine hohe zeitliche Auflösung und einen sehr geringen Energiebedarf aus.

Auf Basis dieser Schaltung wurden unter Mitarbeit des Autors dieser Arbeit zwei Bildaufnehmer zur Detektion von Intensitätsänderungen entwickelt. Es handelt sich dabei um einen Hochgeschwindigkeits-Zeilensensor mit einer zeitlichen Auflösung kleiner $1\mu\text{s}$ [PHM⁺07], welcher vor allem im Bereich der industriellen Automation eingesetzt werden kann [BRHS07], und um einen Flächensensor zur Detektion langwelliger Infrarot-Strahlung [MPWM08]. Bei letzterer Entwicklung wird als Sensorelement keine Photodiode, sondern ein auf der Oberfläche des CMOS-Chips aufgebrachtes Feld von Mikrobolometern verwendet.

Mittels der vorgestellten Implementierung können allerdings nur Änderungen in der Bestrahlung detektiert werden. Aufgrund des niedrigen Signal-Rausch-Verhältnisses ist das logarithmische Photodioden-Pixel mit Rückkopplung prinzipiell für die Bestimmung von Absolutwerten der Strahlungsintensität weniger gut geeignet.

4. ATIS — Asynchronous Time-based Image Sensor

Um die in Abschnitt I.1. aufgeführten Anforderungen an den zu entwerfenden Sensor bezüglich Dynamikbereich, Redundanzunterdrückung, zeitlicher Auflösung und Energiebedarf zu erfüllen, wurde ein vollständig autonom arbeitendes Bildelement entwickelt, welches sowohl einen Detektor zum Erkennen von Änderungen in der Bestrahlung als auch eine Schaltung zum Ermitteln des Absolutwerts der Strahlungsintensität enthält. Die Bestimmung des Absolutwerts der Strahlungsintensität erfolgt allerdings nur dann, wenn eine entsprechende lokale Änderung der Bestrahlung festgestellt wird. Ohne die Verwendung von externen, synchronen Abtastsignalen werden die ermittelten Werte dabei ereignisgesteuert und asynchron nach außen übertragen.

4.1. Bildelement

Zur Realisierung eines Bildelementes mit vollständiger Redundanzunterdrückung werden die Schaltung zur Detektion relativer temporärer Änderungen der Bestrahlung nach Abbildung II.6 und das zeitbasierte Verfahren zur Bestimmung der Strahlungsintensität nach Abbildung II.4 auf Pixelebene kombiniert, wobei durch eine relative Änderung der Bestrahlung die Messung des Absolutwerts der Strahlungsintensität ausgelöst wird.

Die Kombination beider Schaltungskonzepte in einem Pixel bietet sich dabei aus mehreren Gründen an. Wie bereits in den vorherigen Abschnitten aufgeführt ist, sind beide Ansätze zur Abbildung eines sehr großen Dynamikbereiches ($>120\text{dB}$) geeignet. Während das logarithmisch arbeitende Photoelement Änderungen in der Bestrahlung über diesen großen Bereich der Strahlungsintensität mit einer Auflösung von wenigen Prozent genau

detektieren kann, ist es mittels des zeitbasierten Pixels möglich, den entsprechenden Absolutwert mit mindestens 8Bit Präzision zu bestimmen.

Die Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung als Grundlage des Auslösens der integrierenden Belichtungsmessung ist dabei aus zwei Gründen der Abhängigkeit von absoluten Intensitätsänderungen vorzuziehen. Einerseits kann damit ein größerer Dynamikbereich sinnvoll abgedeckt werden und andererseits entspricht dieser Ansatz auch eher dem menschlichen Wahrnehmungsempfinden bezüglich visueller Reize.

Der geringste Reizunterschied, den das menschliche Auge gerade noch wahrnehmen kann, hängt dabei entsprechend dem *Weberschen Gesetz* linear vom Absolutwert der Strahlungsintensität ab [SUKS03]. Mit anderen Worten gesagt, bedeutet dies, dass das Verhältnis zwischen minimal detektierbarem Unterschied in der Bestrahlung und dem entsprechenden Absolutwert über einen weiten Bereich konstant ist. Dieses Verhältnis, welches von verschiedenen Faktoren beeinflusst wird, beträgt dabei zirka 1–3%.

Unter der Annahme, dass das *Webersche Gesetz* nicht nur für minimal detektierbare Reizunterschiede gilt, sondern Allgemeingültigkeit besitzt, kann durch Integration des *Weberschen Gesetzes* das *Weber–Fechner–Gesetz* [Fec60] hergeleitet werden. Die Wahrnehmungsintensität E ist demnach proportional vom Logarithmus der Leuchtdichte L abhängig:

$$E \sim \ln(L) \quad (\text{II.31})$$

Der Zusammenhang zwischen Wahrnehmungsintensität und Leuchtdichte ist somit äquivalent der Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Photostrom für die Schaltung zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung nach Gleichung (II.22).

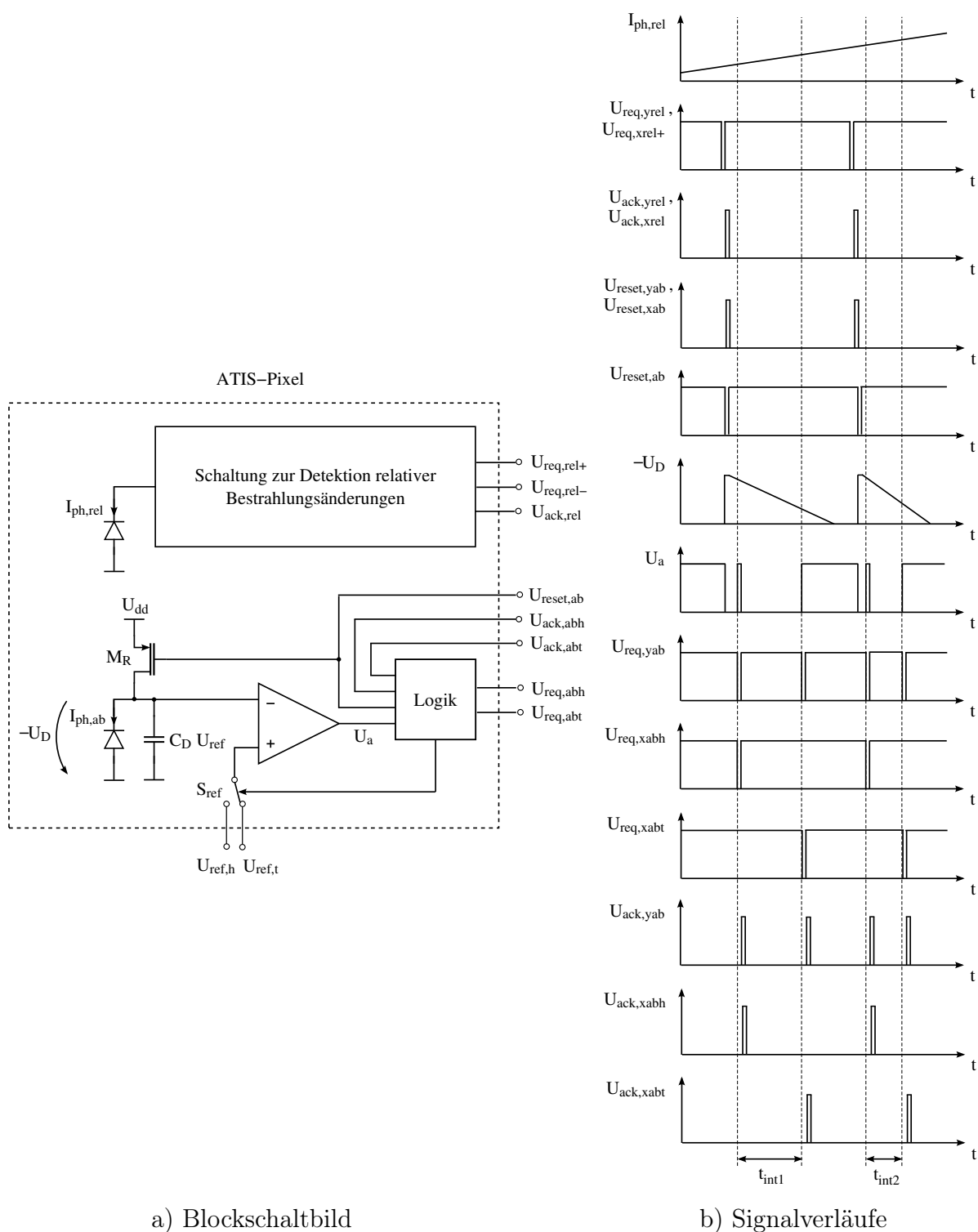
Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle angeführt, dass der Zusammenhang zwischen Leuchtdichte und Wahrnehmungsintensität im Bereich mittlerer Reizstärken zwar durch die Gleichung (II.31) sehr gut beschrieben wird, sich bei sehr kleinen oder sehr großen Reizstärken allerdings die heute gebräuchlichere *Stevensche Potenzfunktion* [Ste57] besser eignet. Hierbei ist die Wahrnehmungsintensität E proportional zur dritten Wurzel der Leuchtdichte L :

$$E \sim L^{1/3} \quad (\text{II.32})$$

Ein weiterer Grund für eine sich anbietende Kombination aus Änderungsdetektor und dem zeitbasierten Bildelement ist in der ereignisgesteuerten Datenausgabe beider Schaltungsteile zu sehen. Gegenüber dem synchronen Scannen der Ausgänge werden dabei immer nur dann Daten mittels asynchroner Kommunikation übertragen, wenn auch entsprechende Informationen (Intensitätsänderung oder Erreichen der Komparatorschwelle) vorliegen. Dadurch wird die Übertragung redundanter Daten verhindert, die zur Verfügung stehende Bandbreite effizient genutzt sowie gleichzeitig die höchstmögliche temporäre Auflösung erzielt.

Aufbau und Funktionalität

Abbildung II.8 a zeigt das Blockschaltbild des ATIS–Pixels. Die Schaltung zur Detektion von Änderungen der Bestrahlung entspricht dabei dem in Abbildung II.6 dargestellten Bildelement. Am Schaltungsteil zur zeitbasierten Messung der Strahlungsintensität sind im Vergleich zu den Ausführungen zum zeitbasierten CDS–Verfahren in Abbildung II.4 geringe Änderungen vorgenommen, wobei die Funktionalität jedoch äquivalent ist. Die



a) Blockschaltbild

b) Signalverläufe

Abbildung II.8: Blockschaltbild und Signalverläufe des ATIS-Pixels

Änderungen betreffen dabei die Signale U_{req} und U_{ack} . Bezüglich der Signalisierung in einer Sensormatrix, die aus mehreren Zeilen und Spalten besteht, müssen das U_{req-} , U_{ack-} und $U_{reset,ab}$ -Signal sowohl in x- als auch in y-Dimension ausgeführt werden. Wegen einer besseren externen Auswertbarkeit sowie einer einfacheren Schaltungsstruktur im Pixel erfolgt darüber hinaus zusätzlich eine Unterscheidung zwischen dem Erreichen der oberen und der unteren Referenzspannung bei der Kommunikation zwischen Bildelement und externer Ausleseschaltung mittels $U_{req,xabh}$ und $U_{req,xabt}$ sowie $U_{ack,xabh}$ und $U_{ack,xabt}$. Für den Änderungsdetektor gilt die Anpassung der Signale zur externen Kommunikation in gleicher Weise, allerdings wird das Quittierungssignal für beide Varianten der Bestrahlungsänderung gemeinsam als $U_{ack,xrel}$ zum Pixel geführt.

Nachfolgend soll ein Zyklus der Detektion von Bestrahlungsänderung und Messung eines Absolutwertes der Strahlungsintensität beschrieben und mittels Abbildung II.8 b illustriert werden. Übersteigt die relative Änderung des Photostromes $I_{ph,rel}$ einen bestimmten Schwellwert, so wird dies entsprechend einer Zu- oder Abnahme durch die Signale $U_{req,yrel}$ und $U_{req,xrel+}$ oder $U_{req,xrel-}$ nach außen übermittelt. Die von $U_{req,yrel}$ und $U_{req,xrel+/-}$ abgeleiteten Quittierungssignale $U_{ack,yrel}$ und $U_{ack,xrel}$ zum Zurücksetzen des Differenzverstärkers dienen dabei gleichzeitig als Eingangssignale einer zeilen- und spaltenparallelen Schaltung zur Steuerung der Rücksetzsignale $U_{reset,xab}$ und $U_{reset,yab}$ der Photodiode des zeitbasierten Bildelementes. Diese Schaltung wird im Weiteren als *Reset-Control* bezeichnet. Infolge der Aktivierung von $U_{reset,xab}$ und $U_{reset,yab}$ wird die Spannung über der Photodiode mittels $U_{reset,ab}$ auf den Initialisierungswert U_{dd} gesetzt. Durch eine pixelinterne Logikschaltung ist gleichzeitig sichergestellt, dass der positive Eingang des Komparators durch den Schalter S_{ref} mit der Referenzspannung $U_{ref,h}$, die einen Wert nahe der Initialisierungsspannung aufweisen soll, verbunden ist. Nachdem das Signal $U_{reset,ab}$ durch die Reset-Control-Schaltung zurück auf U_{dd} gesetzt wurde, startet die Messung des Absolutwertes der Strahlungsintensität, wobei die Diodenkapazität C_D mittels des Photostromes $I_{ph,ab}$ entladen wird. Erreicht die Spannung über der Photodiode die Vergleichsspannung $U_{ref,h}$, schaltet der Komparator und signalisiert dies durch eine Änderung von $U_{req,yab}$ und $U_{req,xabh}$ mittels einer asynchronen Arbiter-Schaltung nach außen. Als Ergebnis der daraus folgenden Aktivierung von $U_{ack,yab}$ und $U_{ack,xabh}$ wird der positive Eingang des Komparators mit der niedrigeren Referenzspannung $U_{ref,t}$ verbunden, das Ausgangssignal U_a des Komparators fällt auf 0 zurück, und $U_{req,yab}$ sowie $U_{req,xabh}$ nehmen den entsprechenden Ruhewert an. Erreicht die Spannung über der Photodiode bei fortschreitender Integration schließlich den Wert $U_{ref,t}$, wird dies mittels $U_{req,yab}$ und $U_{req,xabt}$ ebenfalls nach außen signalisiert. Mit der Quittierung durch $U_{ack,yab}$ und $U_{ack,xabt}$ ist der Integrationsvorgang abgeschlossen.

Tritt während der integrierenden Belichtungsmessung im entsprechenden Bildelement eine Änderung der Bestrahlung auf, deren Größe über dem eingestellten Schwellwert des Änderungsdetektors liegt, so erfolgen sofort der Abbruch des bisherigen Integrationszyklusses und der Start einer neuen Intensitätsmessung. Somit ist sichergestellt, dass immer die aktuellsten Informationen über den Szeneninhalte vorliegen. Die Zeitdifferenz zwischen dem Auftreten von $U_{req,abh}$ und $U_{req,abt}$ ist dabei linear von der mittleren Strahlungsintensität während der Belichtungsmessung abhängig. Sie wird mittels eines globalen Zählers bestimmt, sodass kein zusätzlicher A/D-Wandler im herkömmlichen Sinn erforderlich ist.

Da extern sowohl Informationen zum Absolutwert als auch Daten zu einer gerade aufgetretenen Änderung der Strahlungsintensität zur Verfügung stehen, bieten sich zwei in-

interessante Möglichkeiten zur Reduktion der Zeitverzögerung an, die speziell für die Bestimmung des Grauwertes von sehr schwach bestrahlten Pixeln möglich ist. Einerseits kann nach einer detektierten Änderung instantan eine Schätzung des neuen Absolutwertes durchgeführt und der Grauwert des entsprechenden Pixels vorläufig aktualisiert werden, andererseits kann aus der Zeitdifferenz zwischen dem Erreichen der oberen Referenzspannung $U_{ref,h}$ und dem Moment der detektierten Intensitätsänderung bereits eine relativ genaue Berechnung des Grauwertes erfolgen. Der genaue Absolutwert steht dann nach abgeschlossener zeitbasierter Belichtungsmessung zur Verfügung.

Wie bereits dargestellt wurde, arbeiten beide Teile des ATIS-Pixels, wenn die zeitbasierte Belichtungsmessung nach einer Intensitätsänderung ausgelöst ist, vollkommen unabhängig voneinander und beeinflussen sich nicht gegenseitig. Aufgrund der getrennten, asynchronen Ausleseschaltungen und einer zusätzlichen Ansteuermöglichkeit der Reset-Control-Schaltung durch externe Signale kann der Bildaufnehmer zusätzlich im Sinn zweier vollständig voneinander unabhängiger Sensoren (Änderungsdetektor und zeitbasierter Bildaufnehmer) betrieben werden.

4.2. Ausleseverfahren und Sensorarchitektur

Zum Auslesen des Sensorfeldes wurde ein ereignisgesteuertes, asynchrones Verfahren nach [Boa99] gewählt. Die Ausgabe der Daten erfolgt dabei im so genannten AER-Format, das heißt, es werden die Adresse des jeweiligen Bildelementes, die Art des Ereignisses (Über-/Unterschreiten einer relativen Intensitätsänderung oder Erreichen der oberen/unteren Vergleichsspannung) sowie ein entsprechender Zeitstempel übertragen. Gegenüber einer synchronen, abtastenden Ausleseschaltung bieten sich dabei drei entscheidende Vorteile:

1. Eine maximale Redundanzunterdrückung im Auslesepfad, da nur dann eine Übertragung erfolgt, wenn auch neue Daten vorliegen.
2. Eine damit einhergehende, deutliche Reduktion des Energieumsatzes der Ausleseschaltung in Abhängigkeit der Datenrate.
3. Eine effiziente Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Übertragungsbandbreite, wodurch speziell die Integrationszeit mit einer hohen zeitlichen Präzision bestimmt werden kann.

Während die ersten beiden Punkte ohne eine nähere Erklärung verständlich sind, soll das dritte Argument nachfolgend detaillierter erläutert werden. Für das synchron abtastende Auslesen eines Sensorfeldes mit N_z Zeilen, M_s Spalten, k Ausgangskanälen des Schaltkreises und einer maximalen Ausgabefrequenz von f_a ergibt sich eine mittlere Zeit \bar{t}_a von

$$\bar{t}_a = \frac{M_s N_z}{2} \frac{1}{k f_a} \quad (\text{II.33})$$

zwischen dem Auftreten eines Ereignisses und dem Auslesen. Die Standardabweichung σ_{ta} für die gleichverteilte Zufallsgröße beträgt entsprechend:

$$\sigma_{ta} = \frac{M_s N_z}{2\sqrt{3}} \frac{1}{k f_a} \quad (\text{II.34})$$

Die Integrationszeit t_{int} wird bei Verwendung des zeitbasierten CDS-Verfahrens aus der Zeitdifferenz $t_{int,t} - t_{int,h}$ zwischen dem Erreichen der unteren und oberen Vergleichsspannung $U_{ref,t}$ sowie $U_{ref,h}$ ermittelt. Für die Ungenauigkeit bei der Bestimmung der Differenz t_{int} ergibt sich durch Subtraktion der beiden gleichverteilten und unkorrelierten Zufallsgrößen eine Dreiecksverteilung mit dem Erwartungswert 0 und einer Standardabweichung $\sigma_{tint,a}$ von:

$$\sigma_{tint,a} = \sqrt{2} \sigma_{ta} = \frac{M_s N_z}{\sqrt{6}} \frac{1}{k f_a} \quad (\text{II.35})$$

Nachfolgend sollen diese beiden Größen zur Beschreibung der Ungenauigkeit bei der Ermittlung der Integrationszeit dienen. Im Gegensatz zu anderen statistischen Maßzahlen, wie beispielsweise dem *absoluten* oder dem *quadratischen Mittelwert* des Fehlers, erlaubt die Verwendung der oben genannten Parameter eine bessere Beschreibung der Mittelwertfreiheit des Fehlers bei der Differenzbildung.

Zur Messung der Strahlungsintensität mit einer Auflösung von 2^z Stufen, einer Genauigkeit von $LSB^7/2$ und einer Sicherheit von $\sigma_{tint,a}$ folgt für die minimale Integrationszeit damit:

$$t_{int,min} \geq \frac{M_s N_z}{\sqrt{6}} \frac{1}{k f_a} 2^{z+1} \quad (\text{II.36})$$

Für einen Bildsensor mit 320×240 Elementen, 20 Ausgangskanälen, einer Ausgabefrequenz von 25MHz und einer zu erzielenden Auflösung von 8Bit ergeben sich $\sigma_{tint,a}$ sowie $t_{int,min}$ somit beispielsweise zu $62,7\mu s$ und $34,3ms$. Das heißt, bei Belichtungszeiten unterhalb $1/30s$ könnte für die Bestimmung des Absolutwertes der Strahlungsintensität, bei Verwendung eines synchron abtastenden Ausleseverfahrens, nicht die gewünschte Genauigkeit erreicht werden. Abhilfe kann hierbei nur eine asynchrone und damit zeitnahe Signalisierung der auftretenden Ereignisse schaffen.

Funktionsweise der Ausleseschaltung

Abbildung II.9 zeigt eine schematische Darstellung der Sensorarchitektur des realisierten Bildaufnehmers. Das zweidimensionale Pixelfeld einer Größe von 320×240 ATIS-Elementen ist dabei von zwei Ausleseschaltungen, einer für die Detektion der Änderungen in der Bestrahlung und einer für die Ausgabe der zur Bestimmung des Absolutwertes der Strahlungsintensität nötigen Informationen, umgeben. Beide Schaltungen bestehen aus Adressenkodierer, Interface-Schaltung und Spalten- und Zeilen-Arbiter, spaltenweise angeordneten Latch-Zellen und einem Arbiter-Control-Block. Der Schaltungsteil zur Ausgabe der Intensitätsänderungen beinhaltet darüber hinaus in beiden räumlichen Dimensionen zusätzlich Komponenten zur Generierung des Reset-Signals der Photodioden für die zeitbasierte Messung der Bestrahlungsstärke.

Da die Ausleseschaltungen beider Komponenten des ATIS-Pixels nahezu identisch aufgebaut sind, soll deren Funktionsweise nachfolgende exemplarisch am Beispiel der Ausgabe des Änderungsdetektors erläutert werden.

Die Generierung und Übertragung eines AER-Datums unterteilen sich prinzipiell in drei Schritte: Zeilensignalisierung, Spaltensignalisierung und externe Signalisierung. Soll von

⁷Least Significant Bit — niederwertigstes Bit

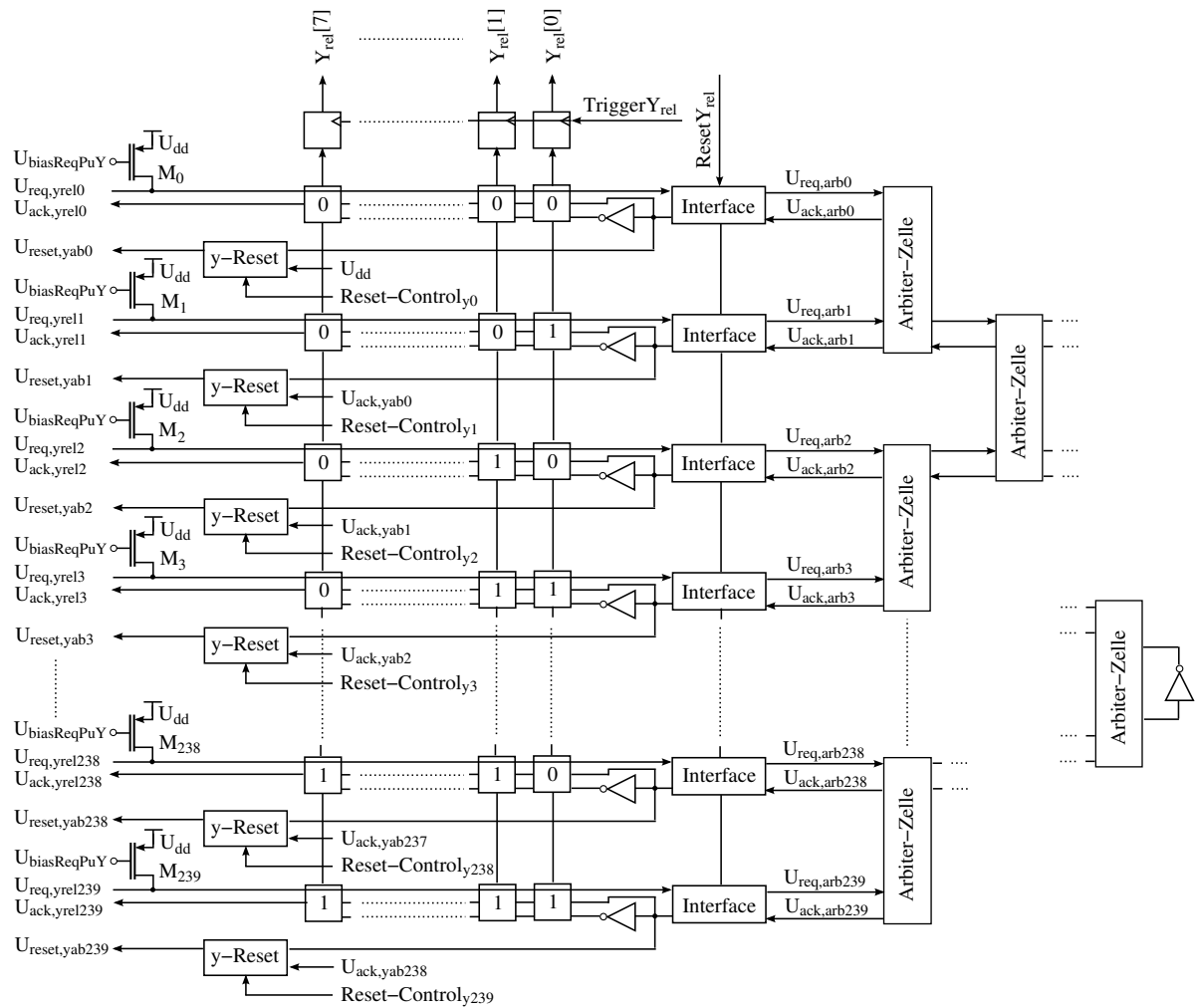


Abbildung II.10: Schaltung zum Ausgeben der Zeilenadresse

zeilenparallelen Reset-Signals $U_{reset,yab}$ der Photodiode zur absoluten Messung der Strahlungsintensität. Die binär kodierte Zeilenadresse wird allerdings nicht direkt ausgegeben, sondern taktflankengesteuerten Flip-Flops zugeführt. Das Ansteuersignal $Trigger Y_{rel}$ der Flip-Flops sowie das Signal $Reset Y_{rel}$ zur Steuerung der Interface-Schaltung werden dabei von der Arbiter-Control-Schaltung generiert.

Durch das aktivierte $U_{ack,yrel}$ -Signal erfolgt nach der Zeilen- eine Spaltensignalisierung aller Pixel der ausgewählten Zeile, in welchen ein entsprechendes zu übertragendes Ereignis aufgetreten ist. In Analogie zur Zeilensignalisierung sind dafür alle Bildelemente einer Sensorspalte jeweils mittels der $U_{req,xrel+}$ - und $U_{req,xrel-}$ -Ausgänge (oder äquivalent mittels der $U_{req,xabh-}$ und $U_{req,xabt-}$ -Ausgänge) miteinander *Wired-NOR*-verknüpft. Abbildung II.11 veranschaulicht die Schaltung zur Ausgabe der Spaltenadresse. Die entsprechenden U_{req} -Signale zur Spaltensignalisierung werden dabei vor einer weiteren Prozessierung zuerst in Latch-Zellen zwischengespeichert. Nachdem die Latch-Zellen befüllt sind, was mittels des *Wired-NOR*-verknüpften Signals g angezeigt wird, erfolgt die Unterbrechung des Schreibzugriffs auf den Speicher für die $U_{req,x}$ -Signale durch Aktivierung von b mittels der Arbiter-Control-Schaltung. Anschließend werden die Spaltenadressen aller entsprechend aktiven Bildelemente nacheinander ausgelesen. Dies geschieht mittels einer

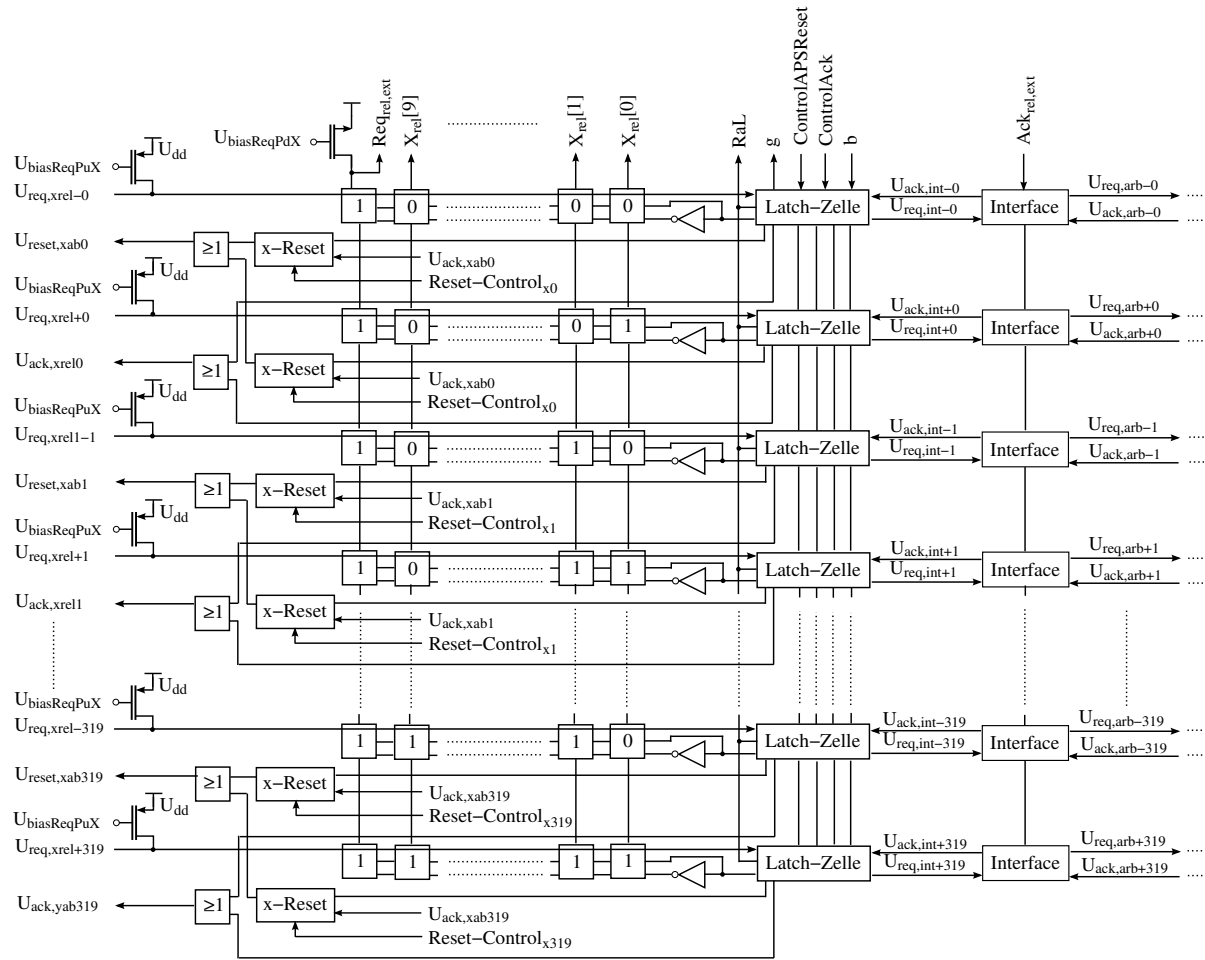


Abbildung II.11: Schaltung zum Ausgeben der Spaltenadresse

den Latch-Zellen nachgeschalteten, analog zur Zeilenadressierung aufgebauten Struktur aus Interface-Schaltung und Arbitr-Zellen (nicht dargestellt). Mit Hilfe des Arbitr-Baumes wird dabei nacheinander jeweils eine Spalte ausgewählt und durch ein von $U_{req,int}$ abgeleitetes Signal die selektierte Spaltenadresse kodiert. Die zur Darstellung der Adresse benötigten 10Bit beinhalten die Kodierung der Spaltenposition sowie ein Polaritäts-Bit (+/- oder h/t). Neben der Spaltenadresse wird durch $U_{req,int}$ gleichzeitig noch $Req_{rel,ext}$ zur externen Signalisierung generiert. Zum Zeitpunkt da dieses Signal am Ausgang des Schaltkreises detektierbar ist, liegt auch die Adresse des entsprechenden Bildelementes extern vor. Außerhalb des Chips wird das Datum noch mit dem Zeitstempel eines globalen Zählers versehen. Mit der externen Quittierung von $Req_{rel,ext}$ durch $Ack_{rel,ext}$ wird der Inhalt der korrespondierenden Interface-Schaltung gelöscht (der Speicherinhalt der entsprechenden Latch-Zelle wurde bereits mit der Generierung von $U_{req,int}$ verworfen), $Req_{rel,ext}$ zurückgesetzt und die Ausgabe der Adresse einer weiteren Spalte gestartet. Parallel zur Ausgabe der Spaltenadressen erfolgen nacheinander die Aktivierung der Reset-Signale $U_{reset,xab}$ der Photodiode zur Bestimmung der absoluten Bestrahlungsstärke und $U_{ack,xrel}$ des Differenzverstärkers zur Messung relativer Intensitätsänderungen, gesteuert durch die Signale $ControlAPSRReset$ und $ControlAck$ der Arbitr-Control-Schaltung, für alle entsprechenden Spalten des Sensorfeldes gleichzeitig.

Um letztendlich das Rücksetzen im Bildelement vorzunehmen, werden sowohl $U_{ack,y}$ und $U_{ack,x}$ als auch $U_{reset,yab}$ und $U_{reset,xab}$ im Pixel selbst jeweils UND -verknüpft. Infolge des Zurücksetzens des Differenzverstärkers im Bildelement erfolgt die Deaktivierung von $U_{req,y}$ und $U_{req,x}$. Da zu diesem Zeitpunkt gleichzeitig das $ResetY_{rel}$ -Signal der Interface-Schaltung durch die Arbitr-Control-Schaltung gesetzt ist, wird der Inhalt des Speichers der entsprechenden Zeile der Interface-Schaltung gelöscht. Wenn sich $U_{req,x}$ wieder im deaktivierten Zustand befindet (was mittels RaL an die Arbitr-Control-Schaltung signalisiert wird) und alle Spaltenadressen ausgelesen sind, so werden schließlich auch die Latch-Zellen am Eingang der Schaltung zur Spaltensignalisierung für die Aufnahme neuer Daten freigegeben.

Abbildung II.12 veranschaulicht die Signalverläufe für die Ausgabe der Adressen zweier aktiver Bildelemente einer Zeile. Die zeitliche Verzögerung zwischen dem Auftreten eines Ereignisses und dem Vorliegen der entsprechenden 18Bit-Adresse am Ausgang des Schaltkreises beträgt, entsprechend Abschätzungen auf Grundlage von Simulationen und ohne Berücksichtigung eventuell vorhandener, externer Signalverzögerungen, in einer $0,18\mu\text{m}$ -Standard-CMOS-Technologie minimal zirka 62ns für Zeilen- und Spaltenadressierung und zirka 28ns für das Auslesen der Spaltenadresse bei bereits selektierter Zeile. Dies entspricht auch den in [Boa04] aufgeführten Messergebnissen einer ähnlichen Schaltung, welche in einer vergleichbaren Technologie gefertigt wurde. Der durch die Verzögerung der Ausleseschaltung hervorgerufene Fehler bei der Bestimmung des Auftrittszeitpunktes eines Ereignisses ist bei niedriger Szenenaktivität somit näherungsweise 3 Größenordnungen geringer als der durchschnittliche Wert bei Verwendung eines vergleichbaren, synchron abtastenden Verfahrens entsprechend dem Berechnungsbeispiel am Anfang des Abschnittes (Gleichung (II.35)).

4.3. Betriebsarten

Da der Bildaufnehmer durch getrennte Ausleseschaltungen und unterschiedliche Möglichkeiten zum Zurücksetzen der Photodioden für die integrierende Belichtungsmessung im Sinn zweier vollständig voneinander unabhängiger Sensoren (Änderungsdetektor und zeitbasierter Bildaufnehmer) betrieben werden kann, ergeben sich verschiedene Ansätze zur Messung der absoluten Bestrahlungsstärke in einer Szene. Nachfolgend sollen drei Betriebsarten des zeitbasierten Bildaufnehmers näher erläutert werden.

4.3.1. ATIS-Modus

Der ATIS-Modus ist die bereits ausführlich erläuterte Betriebsart, in welcher der Start der zeitbasierten Bestimmung der absoluten Strahlungsintensität durch das Überschreiten eines bestimmten Wertes der relativen Änderung der Bestrahlungsstärke ausgelöst wird.

Wie bereits im vorhergehenden Abschnitt ausgeführt ist, kann der durch die Ausleseschaltung bei niedriger Szenenaktivität verursachte Fehler bei der Bestimmung der Integrationszeit vernachlässigt werden. Mit zunehmender Aktivität im Bild steigt allerdings die Anzahl der zu übertragenden Ereignisse, was zu Signalverzögerungen bei der Ausgabe und damit zu Ungenauigkeiten bei der Bestimmung der Integrationsdauer führen kann. Die maximal mögliche mittlere Übertragungsrate $\overline{C_{max}}$ von Ereignissen wird dabei durch

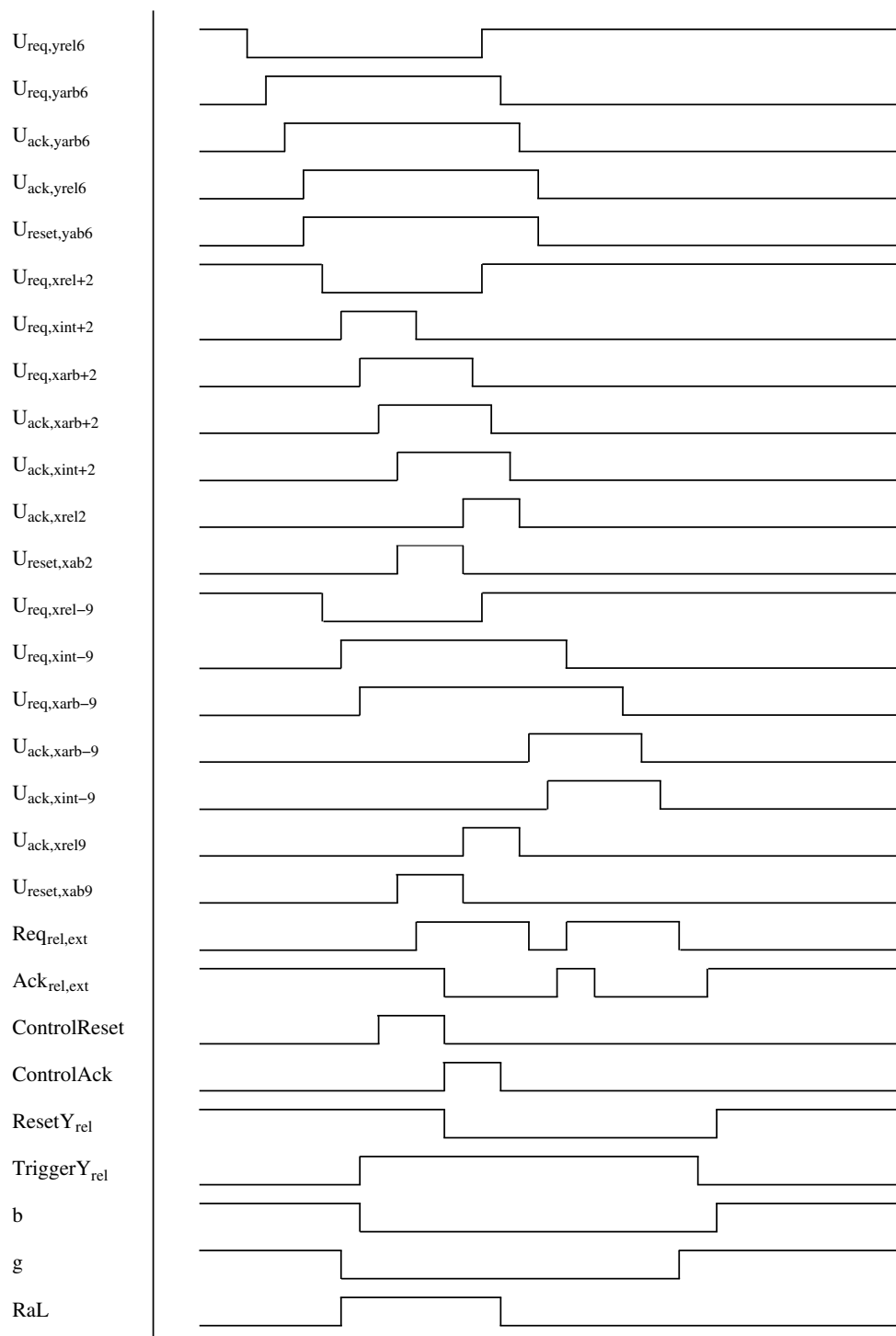


Abbildung II.12: Signalverläufe für die Adressausgabe der aktiven Bildelemente

die Signallaufzeit in der Ausleseschaltung limitiert. Für $\overline{C_{max}}$ gilt näherungsweise

$$\overline{C_{max}} < \frac{1}{t_{sa}} \quad (\text{II.37})$$

wobei t_{sa} die benötigte Zeit für das Auslesen der Spaltenadresse bei bereits selektierter Zeile ist. Daraus lässt sich die mittlere maximale Änderungsrate $\overline{f_{a,max}}$ einer Szene, für

welche die auftretenden Ereignisse zur Bestimmung des Absolutwertes der Strahlungsin-
tensität gerade noch ausgelesen werden können, ableiten:

$$\overline{f_{a,max}} < \frac{1}{2} \frac{A}{N_z M_s} \overline{C_{max}} = \frac{1}{2} \frac{A}{N_z M_s} \frac{1}{t_{sa}} \quad (\text{II.38})$$

N_z und M_s sind dabei die Anzahl der Zeilen sowie Spalten, während A den relativen Anteil der aktiven Elemente der Matrix darstellt. Bei 100% aktiver Bildelemente im Sensorfeld und $t_{sa}=28\text{ns}$ ergibt sich somit für die Realisierung eine theoretisch maximal auswertbare Änderungsrate pro Pixel von $1/230\text{s}$. Dies entspricht äquivalent 230 Bildern je Sekunde. Da in typischen Szenen im Mittel jedoch selten 100% aller Bildelemente aktiv sind, sondern eher 10% bis 20%, liegt die effektiv maximal auswertbare Änderungsrate realistischere Weise im Bereich von äquivalent 1000 Bildern je Sekunde.

Da sich die Verzögerungszeit bei der Signalübertragung aus der Laufzeit des Signals durch die Schaltung und der Wartezeit bis zur Ausgabe der Adresse durch den Arbitrator zusammensetzt, steigt die Verzögerungszeit umso stärker an, je näher sich die tatsächliche Änderungsrate beim Aufzeichnen einer Szene an diese maximale mittlere Änderungsrate annähert. Ein Anstieg der Verzögerungszeit hat dabei wiederum einen negativen Einfluss auf die Genauigkeit der Bestimmung der Integrationszeit. In [Boa04] wird ein analytischer Ansatz zur Abschätzung der Verzögerungszeiten einer entsprechenden Architektur der Ausleseschaltung mittels Warteschlangenmodell dargestellt. Unter der Annahme eines Poisson-Prozesses gilt bei niedriger Auslastung der Ausleseschaltung für die mittlere Zeit $\overline{t_{a,n}}$ zwischen dem Auftritt eines Ereignisses im Bildelement und der Ausgabe

$$\overline{t_{a,n}} \approx \left(\frac{t_{zsa}}{\overline{t_e} - t_{zsa}} + 1 \right) t_{zsa} \quad (\text{II.39})$$

mit t_{zsa} als benötigter Zeit für die Generierung von Zeilen- und Spaltenadresse sowie der mittleren Zeit $\overline{t_e}$ zwischen dem Auftreten zweier Ereignisse im Sensorfeld. $\overline{t_{a,n}}$ entspricht somit näherungsweise der Zeit t_{zsa} . Für eine hohe Auslastung der Ausleseschaltung ($\overline{t_e}$ im Bereich von t_{sa}) gilt entsprechend:

$$\overline{t_{a,h}} \approx N_z \frac{t_{zsa} - \overline{t_e}}{\overline{t_e} - t_{sa}} \overline{t_e} + t_{sa} \quad (\text{II.40})$$

Da die analytischen Abschätzungen für hohe Auslastungen der Ausleseschaltungen zwar gut mit den in [Boa04] dargestellten Messwerten übereinstimmen, bei geringen Aktivitäten aber deutliche Diskrepanzen zu verzeichnen sind, wurde die Signalverzögerung für das Auslesen eines Ereignisses mittels Simulation verifiziert. Abbildung II.13 zeigt die entsprechenden Ergebnisse in Abhängigkeit von der Änderungsrate der Pixel und dem relativen Anteil aktiver Bildelemente der Sensormatrix. Dabei wurde von einer Matrix der Größe 320×240 und Werten von $t_{zsa}=62\text{ns}$ sowie $t_{sa}=28\text{ns}$ ausgegangen. Neben dem Absolutwert der Signalverzögerung ist zusätzlich auch die entsprechende Standardabweichung dargestellt.

Die Integrationsdauer t_{int} wird bei Verwendung des zeitbasierten CDS-Verfahrens aus der Zeitdifferenz $t_{int,t} - t_{int,h}$ zwischen dem Erreichen der unteren und oberen Vergleichsspannung $U_{ref,t}$ sowie $U_{ref,h}$ ermittelt. Für den Fehler bei der Bestimmung der Zeitdifferenz ergibt sich durch Subtraktion der beiden unkorrelierten Zufallsgrößen ein Erwartungswert

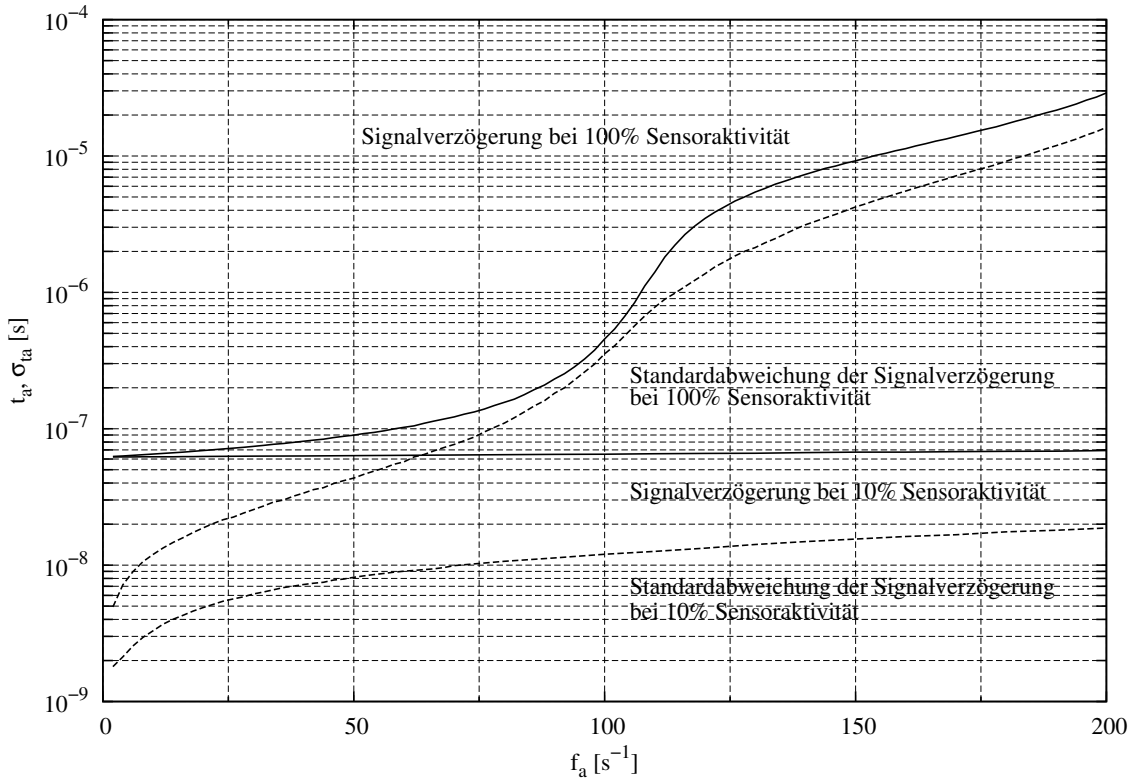


Abbildung II.13: Ausleseverzögerung t_a und deren Standardabweichung σ_{t_a} in Abhängigkeit von der Änderungsrate f_a pro Pixel für 10% und 100% aktiver Bildelemente im Sensorfeld

von 0. Die Standardabweichung $\sigma_{t_{int,a}}$ berechnet sich aus der quadratischen Addition der Standardabweichungen der statistisch voneinander unabhängigen Einzelmessungen $\sigma_{t,a}$ zu:

$$\sigma_{t_{int,a}} = \sqrt{2} \sigma_{t,a} \quad (\text{II.41})$$

$\sigma_{t_{int,a}}/t_{int,a}$ kann dabei als zeitliches Rauschen bei der Bestimmung der Integrationszeit, hervorgerufen durch Signalverzögerungen in der Ausleseschaltung, betrachtet werden. Zur zeitbasierten Bestimmung der Strahlungsintensität für eine Auflösung von 2^z Stufen, einer Genauigkeit von $LSB/2$ und einer Sicherheit von σ folgt für die minimale Integrationszeit daher:

$$t_{int,min} \geq \sqrt{2} \sigma_{t,a} 2^{z+1} \quad (\text{II.42})$$

Abbildung II.14 zeigt die für eine Auflösung von 8Bit erforderlichen minimalen Integrationszeiten in Abhängigkeit der Änderungsrate der Pixel. Es ist zu erkennen, dass selbst bei 100% aktiven Bildelementen im Sensorfeld die minimale Integrationszeit für eine Änderungsrate je Pixel von 100s^{-1} weniger als $250\mu\text{s}$ ($1/4000\text{s}$) beträgt. Für einen realistischeren Anteil von aktiven Bildelementen ist dieser Wert, wie in der Darstellung am Beispiel für einen Anteil von 10% ausgeführt, selbst für deutlich höhere Änderungsraten noch signifikant niedriger. Die Genauigkeit der Zeitmessung für die Bestimmung des Absolutwertes der Strahlungsintensität wird daher für übliche Anwendungsfälle nicht durch die Ausleseschaltung limitiert. Darüber hinaus kann die maximale Änderungsrate des Änderungs-

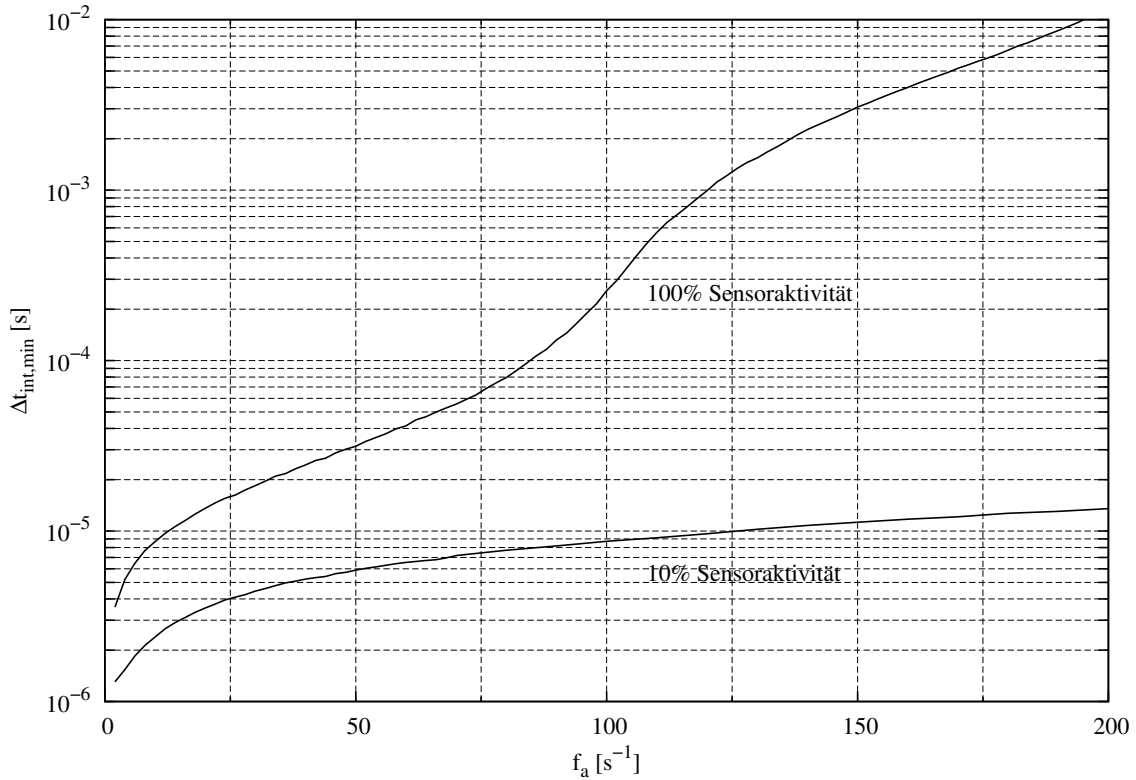


Abbildung II.14: Minimal mögliche Integrationszeit $\Delta t_{int,min}$ in Abhängigkeit von der Änderungsrate f_a pro Pixel für eine Auflösung von 8Bit und einer Sicherheit von σ bei 10% und 100% aktiven Bildelementen im Sensorfeld

detektors entsprechend so eingestellt werden, dass selbst für den Fall einer übergroßen Szenenaktivität die Anzahl der auszugebenden Ereignisse die Übertragungskapazität der Ausleseschaltung nicht überschreitet.

4.3.2. Globaler Rücksetzmodus

Im globalen Rücksetzmodus kann die Integration in der gesamten Sensormatrix oder ausgewählter Bildelemente simultan durch ein externes Signal gestartet werden. Damit ist es möglich, auch parallel zum Betrieb im ATIS-Modus, Referenzdaten für Teile des Sensorfeldes oder die gesamte Matrix aufzunehmen. Wird der globale Rücksetzmodus auf die gesamte Sensorfläche angewandt, entspricht die Sensorfunktionalität der eines *Time-to-First-Spike* (TTFS)-Bildaufnehmers.

4.3.3. Sequenzieller Rücksetzmodus

Ein bei TTFS-Bildsensoren bekanntes Phänomen ist eine reduzierte Bildqualität bei der Aufnahme von Szenen mit uniformer Intensitätsverteilung. Dies ist der Tatsache geschuldet, dass bei gleichzeitigem Auslösen der Belichtungsmessung und annähernd gleicher Strahlungsintensität in allen entsprechend stimulierten Bildelementen nahezu gleichzeitig die Komparatorschwelle erreicht wird. Liegt die dabei kurzfristig innerhalb des Bildaufnehmers auftretende Datenrate im Bereich oder über dem maximal möglichen Datendurchsatz der Ausleseschaltung, sinkt die Genauigkeit bei der Bestimmung der Integrationsdauer.

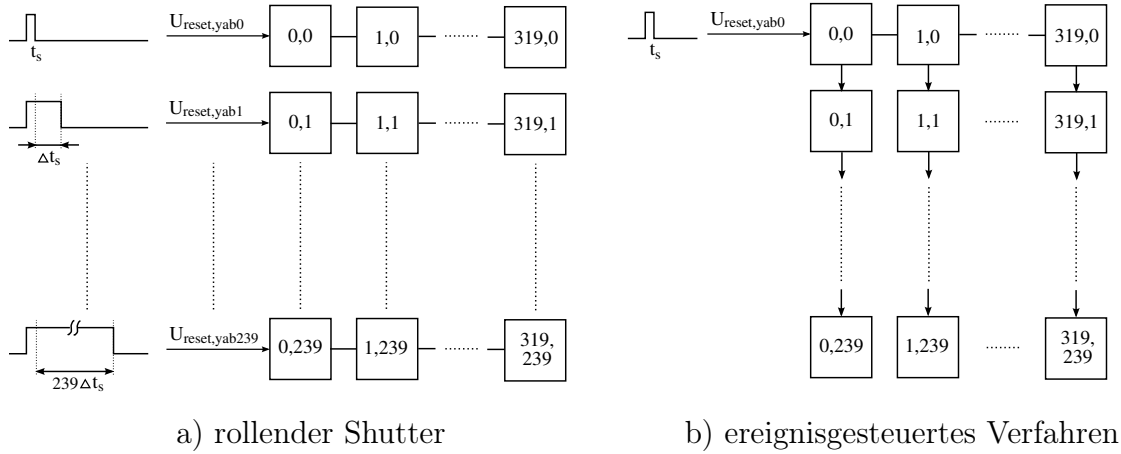


Abbildung II.15: Sequenzielle Rücksetzverfahren zur Generierung von Grauwertbildern für zeitbasierte Bildsensoren

Unter der Annahme einer mit σ_{U_s} normalverteilten Abweichung der Schaltschwelle vom Erwartungswert, ergibt sich für den Sensor die Verteilung der Auftrittszeitpunkte bei homogener Beleuchtung zu:

$$\sigma_{t_s} = \frac{C_D}{I_{ph}} \sigma_{U_s} = \frac{t_{int}}{U_{ref,h} - U_{ref,t}} \sigma_{U_s} \quad (\text{II.43})$$

Die mittlere Zeit \bar{t}_e zwischen zwei Ereignissen für die 68,3% aller Bildelemente, deren Schaltschwellen am nächsten zum Erwartungswert liegen ($\mu_{t_s} \pm \sigma_{t_s}$), errechnet sich näherungsweise durch:

$$\bar{t}_e \approx \frac{2}{0,683 N_z M_s} \sigma_{t_s} \quad (\text{II.44})$$

Mit $M_s=320$, $N_z=240$ und einer eher niedrigen Anstiegsgeschwindigkeit von $t_{int}/U_{ref,h} - U_{ref,t} = 10\text{ms}/1\text{V}$ ergibt sich \bar{t}_e daraus zu lediglich 3,8ns. Dies entspricht einer Datenrate von zirka 260 Millionen Ereignissen pro Sekunde. Dieser Wert ist nach Gleichung (II.37) zirka zehnmal so groß wie die maximal mögliche Übertragungsrate der Ausleseschaltung.

Das Ziel eines verbesserten Ausleseverfahrens für TTFS-Sensoren muss daher in der gleichmäßigeren Auslastung der Ausleseschaltung liegen, sodass hohe Datenraten möglichst vermieden werden und die Integrationszeiten mit hoher Genauigkeit bestimmbar sind.

Sequenzieller Rücksetzmodus I

Um die Wahrscheinlichkeit von Kollisionen zwischen den zu übertragenden Ereignissen bei der Aufnahme von Szenen mit uniformen Intensitätsverteilung zu senken, wird in [GQH07] ein sequenzielles Verfahren für den Start der zeitbasierten Belichtungsmessung bei TTFS-Sensoren vorgeschlagen. Das Setzen des Reset-Signals erfolgt dabei zeilenweise mit dem zeitlichen Versatz Δt_s . Das Verfahren entspricht somit dem eines *rollenden Shutter*s. Abbildung II.15 a verdeutlicht den Ansatz anhand einer schematischen Darstellung.

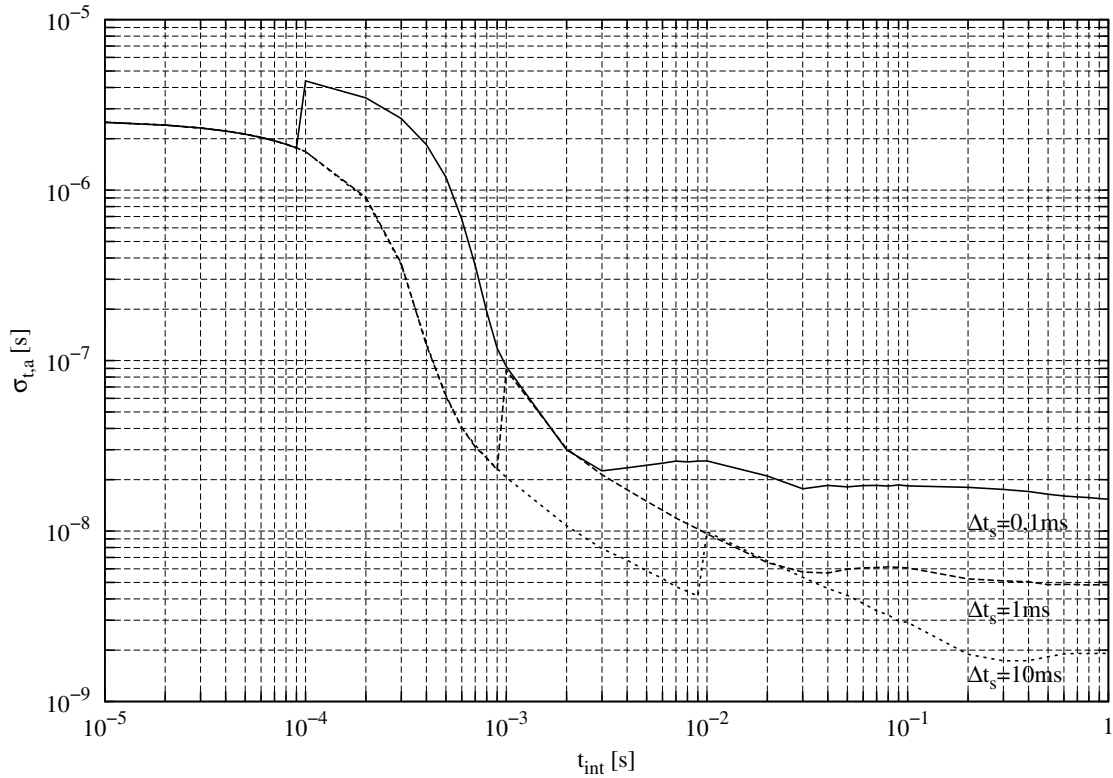


Abbildung II.16: Standardabweichung $\sigma_{t,a}$ in Abhängigkeit von der Integrationszeit t_{int} und dem zeitlichen Versatz Δt_s für das Verfahren des *rollenden Shuttters*

Die mittlere Zeit \bar{t}_e zwischen dem Auftreten zweier Ereignisse reduziert sich entsprechend Gleichung (II.44) dabei für einen zeitlichen Versatz Δt_s größer als die Integrationszeit t_{int} auf den $1/N_z$ -ten Teil des Wertes bei Verwendung des globalen Rücksetzmodus. Abbildung II.16 zeigt die durch Simulation ermittelte Standardabweichung der Ausleseverzögerung in Abhängigkeit von der Belichtungszeit und dem zeitlichen Versatz Δt_s des Auslösens der Integration. Es wird dabei von 1V Spannungshub zur Bestimmung der absoluten Strahlungsintensität, einer Standardabweichung der Komparatorschwelle von 10mV und uniformer Bestrahlung ausgegangen. Aus der Darstellung ist zweierlei ersichtlich: Einerseits sinkt mit größeren Belichtungszeiten und der Erhöhung des zeitlichen Versatzes Δt_s prinzipiell die Standardabweichung der Ausleseverzögerung (wie auch die absolute Verzögerungszeit selbst), andererseits strebt der Wert für niedrige Belichtungszeiten, unter der Bedingung $\Delta t_s > t_{int}$, gegen eine von Δt_s unabhängige Grenze. Dieser Maximalwert wird gerade dann erreicht, wenn aufgrund des gleichzeitigen Beginns der Integration in allen Elementen einer Zeile und hoher Photoströme die zu übertragenden Ereignisse praktisch zeitgleich auftreten. In diesem Fall gilt für die Standardabweichung der maximalen Ausleseverzögerung:

$$\sigma_{t,a,max} = \sqrt{\frac{1}{M_s} \sum_{i=1}^{M_s} (t_{a,i} - \bar{t}_a)^2} \quad (\text{II.45})$$

$\overline{t_a}$ berechnet sich dabei zu:

$$\overline{t_a} = \frac{1}{M_s} \sum_{i=1}^{M_s} t_{sza} - t_{sa} + i \cdot t_{sa} = t_{sza} - t_{sa} + \frac{M_s + 1}{2} t_{sa} \quad (\text{II.46})$$

Wird dies zusammen mit $t_{a,i} = t_{sza} - t_{sa} + i \cdot t_{sa}$ in Gleichung (II.45) eingesetzt, ergibt sich:

$$\sigma_{t,a,max} = \sqrt{\frac{2}{M_s} \sum_{i=1}^{M_s} \left(i - \frac{M_s + 1}{2}\right)^2 t_{sa}^2} \quad (\text{II.47})$$

Nach einigen Umformungen folgt daraus:

$$\sigma_{t,a,max} = \sqrt{\frac{M_s^2 - 1}{12}} t_{sa} \quad (\text{II.48})$$

Für den Bildaufnehmer mit $M_s=320$ und $t_{sa}=28\text{ns}$ berechnet sich $\sigma_{t,a,max}$ somit zu $2,6\mu\text{s}$. Verzögerungszeiten nahe diesem Maximalwert werden dabei, nahezu unabhängig vom zeitlichen Versatz Δt_s , bereits bei Integrationszeiten im Bereich von $100\mu\text{s}$ erreicht.

Die Integrationsdauer t_{int} wird bei Verwendung des zeitbasierten CDS-Verfahrens aus der Zeitdifferenz $t_{int,t} - t_{int,h}$ zwischen dem Erreichen der unteren und oberen Vergleichsspannung $U_{ref,t}$ sowie $U_{ref,h}$ ermittelt. Für den Fehler bei der Bestimmung der Zeitdifferenz ergibt sich durch Subtraktion der beiden unkorrelierten Zufallsgrößen ein Erwartungswert von 0. Die Standardabweichung $\sigma_{tint,a}$ lässt sich aus der quadratischen Addition der Standardabweichungen der statistisch voneinander unabhängigen Einzelmessungen $\sigma_{t,a}$ ermitteln:

$$\sigma_{tint,a} = \sqrt{2} \sigma_{t,a} \quad (\text{II.49})$$

Abbildung II.17 zeigt das zeitliche Rauschen $\sigma_{tint,a}/t_{int}$ bei der Bestimmung der Integrationszeit in Abhängigkeit von der Integrationsdauer und des zeitlichen Versatzes. Für Integrationszeiten im Bereich von $100\mu\text{s}$ beträgt $\sigma_{tint,a}/t_{int}$ dabei immer noch näherungsweise 3%. Ein Wert unterhalb 0,2% ($LSB/2$ bei einer Auflösung von 8Bit) kann erst oberhalb von $300\mu\text{s}$ Belichtungszeit erzielt werden.

Aufgrund der Sequenzialisierung des Integrationsbeginns steigt die für die Aufnahme eines ganzen Bildes benötigte Zeit t_{bi} gegenüber der Verwendung des globalen Rücksetzmodus entsprechend an. t_{bi} berechnet sich mit einer für alle Bildelemente gleichen Belichtungszeit t_{int} zu:

$$t_{bi} = (N_z - 1) \Delta t_s + t_{int} \quad (\text{II.50})$$

Bei einer Belichtungszeit von $300\mu\text{s}$, welche für die angegebenen Parameter der Ausleseschaltung die niedrigstmögliche Integrationszeit darstellt, die mit einem zeitlichen Rauschen unterhalb 0,2% bestimmbar ist, ergibt sich mit dem aus Abbildung II.17 abgeleiteten Wert von $t_s \geq 300\mu\text{s}$, für die Aufnahme eines ganzen Bildes $t_{bi} \geq 72\text{ms}$. Bei einem angestrebten Wert kleiner 0,2% genügt für Integrationszeiten größer $600\mu\text{s}$ bereits ein Wert von $t_s=100\mu\text{s}$, was $t_{bi}=25\text{ms}$ und somit einer Bildwiederholrate von 40fps entspricht. Für größere Integrationszeiten kann t_s weiter gesenkt werden, wodurch sich t_{bi} ebenfalls weiter reduziert. Ein Grenze ist dann erreicht, wenn die Belichtungszeit t_{int} in der Gleichung (II.50) für lange Integrationszeiten der bestimmende Faktor wird.

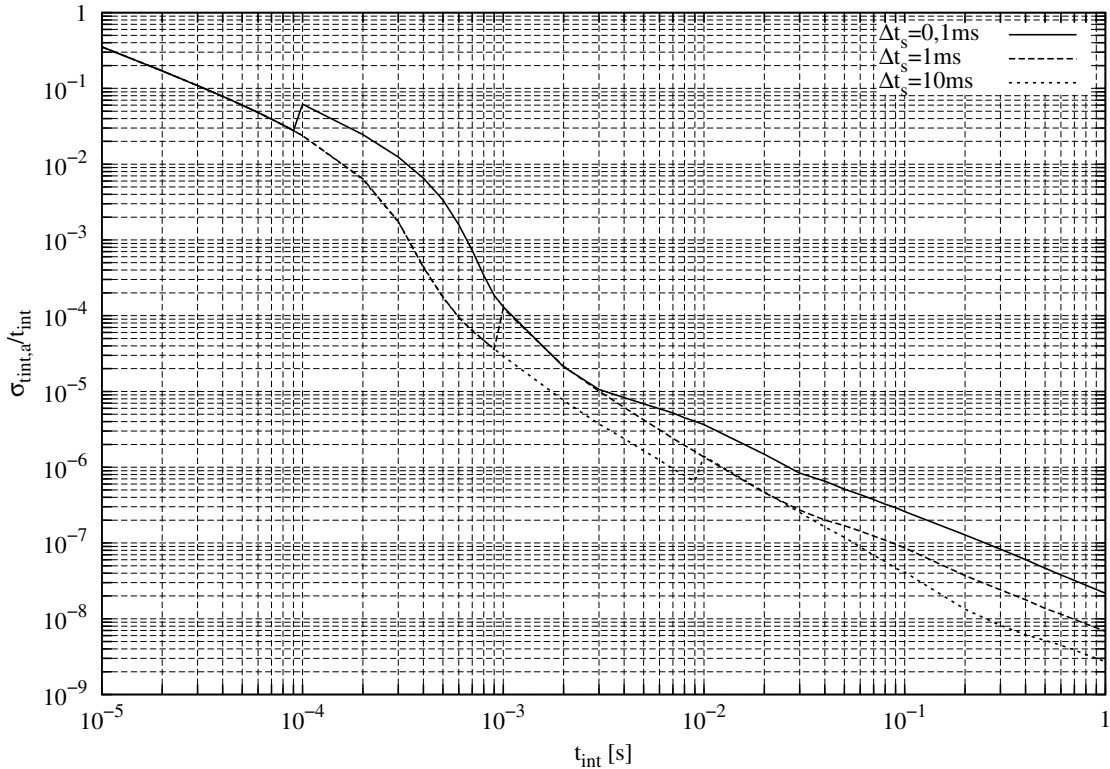


Abbildung II.17: Zeitliches Rauschen $\sigma_{\text{int},a}/t_{\text{int}}$ in Abhängigkeit von der Integrationszeit t_{int} und dem zeitlichen Versatz Δt_s für das Verfahren des *rollenden Shutters*

Sequenzieller Rücksetzmodus II

Obwohl mit dem in [GQH07] vorgestellten Ansatz die Wahrscheinlichkeit von Kollisionen zwischen zu übertragenden Ereignissen bei der Aufnahme von Szenen mit uniformen Intensitätsverteilungen gesenkt und somit die Genauigkeit der Belichtungsmessung erhöht werden kann, ermöglicht das Verfahren prinzipbedingt weiterhin keine gleichmäßige Arbiterauslastung. Daher wurde ein weiteres Verfahren zur sequenziellen Generierung von Grauwertbildern bei zeitbasierten Bildsensoren entwickelt und implementiert.

Hierbei beginnen die Elemente der ersten Zeile die Integration des Photostromes, von außen angeregt, zwar ebenfalls gleichzeitig, die Belichtungsmessung in den Pixeln (M_s, N_z+1) der nachfolgenden Zeile der gleichen Spalte wird dann allerdings durch das Erreichen der jeweils oberen Komparatorschwellen in den Bildelementen (M_s, N_z) ausgelöst. Das Signal zum Auslösen der Belichtungsmessung läuft damit ereignisgesteuert und spaltenparallel durch die Matrix. Abbildung II.15 b verdeutlicht das Verfahren.

Gegenüber der sequenziellen Ausgabe nach [GQH07] zeichnet sich der vorgestellte Ansatz dabei durch eine, bezüglich der Auslastung der Ausleseschaltung, deutlich gleichmäßigere zeitliche Verteilung der zu übertragenden Ereignisse aus. Dadurch sind hohe Ereignisdichten weitestgehend vermeidbar, und auftretende temporäre Überlastungen der Ausleseschaltung können durch eine inhärente zeitliche Dehnung des Integrationsbeginns der nachgeschalteten Sensorelemente aufgelöst werden.

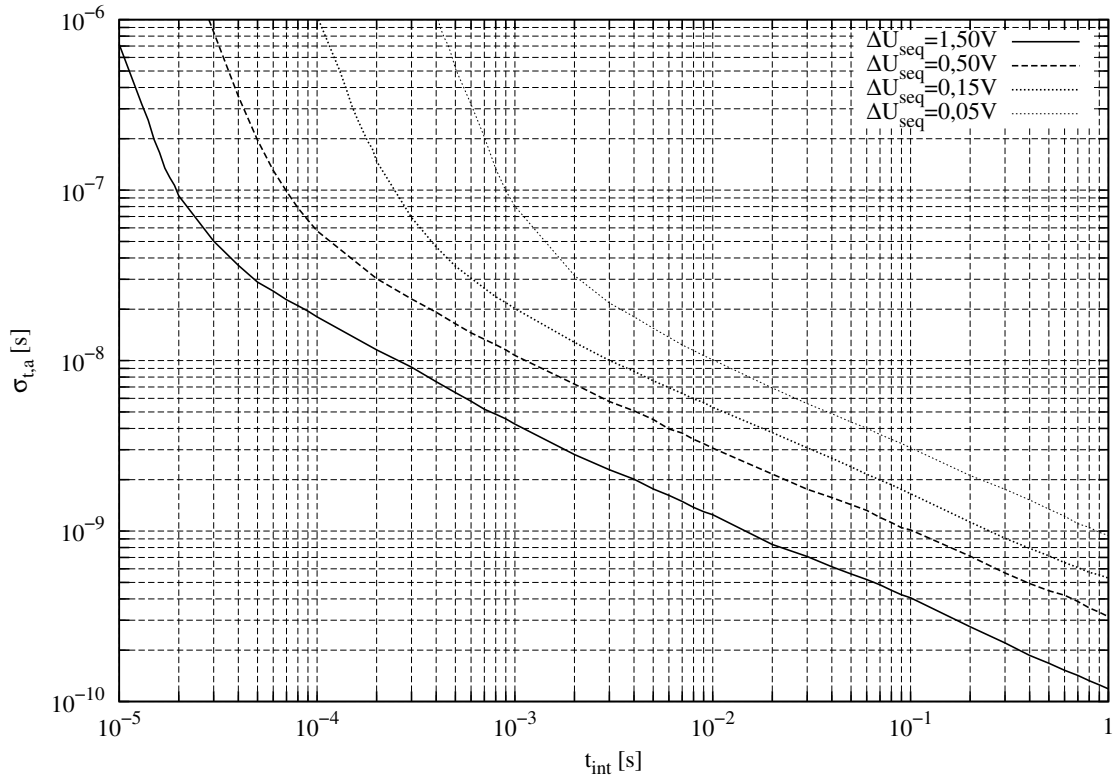


Abbildung II.18: Standardabweichung $\sigma_{t,a}$ der Ausleseverzögerung in Abhängigkeit von der Integrationszeit t_{int} sowie der Spannungsdifferenz ΔU_{seq} für die sequenzielle, ereignisgesteuerte Bildaufnahme

Die mittlere Zeit \bar{t}_e zwischen dem Auftreten zweier Ereignisse auf dem Sensor errechnet sich für das Verfahren zu:

$$\bar{t}_e = \frac{1}{2 M_s} \frac{\Delta U_{seq}}{U_{ref,h} - U_{ref,t}} t_{int} \quad (\text{II.51})$$

wobei ΔU_{seq} die Spannungsdifferenz $U_{dd} - U_{ref,h}$ zwischen der Rücksetzspannung über der Photodiode und oberer Komparatorschwelle ist. Im Vergleich zum Verfahren der sequenziellen Ausgabe nach [GQH07] ist \bar{t}_e für $\Delta U_{seq} = U_{ref,h} - U_{ref,t}$, $U_{ref,h} - U_{ref,t} = 1\text{V}$ und $\sigma_{U_s} = 10\text{mV}$ um den Faktor 18 größer (vgl. Gleichung (II.44)), wodurch die Kollisionswahrscheinlichkeit in der Ausleseschaltung deutlich reduziert wird.

Abbildung II.18 zeigt die Standardabweichung der Ausleseverzögerung in Abhängigkeit von der Belichtungszeit und der Spannungsdifferenz ΔU_{seq} . Die Werte der entsprechenden Pixel der ersten Zeile wurden dabei nicht berücksichtigt, da diese in der Implementierung auch als Dummy⁹ ausgeführt werden können. Es ist zu erkennen, dass die Standardabweichung der Ausleseverzögerung (wie auch die absolute Verzögerungszeit) umgekehrt proportional von der Belichtungszeit und der Spannungsdifferenz ΔU_{seq} abhängt. Ent-

⁹Dummy — Blindelement

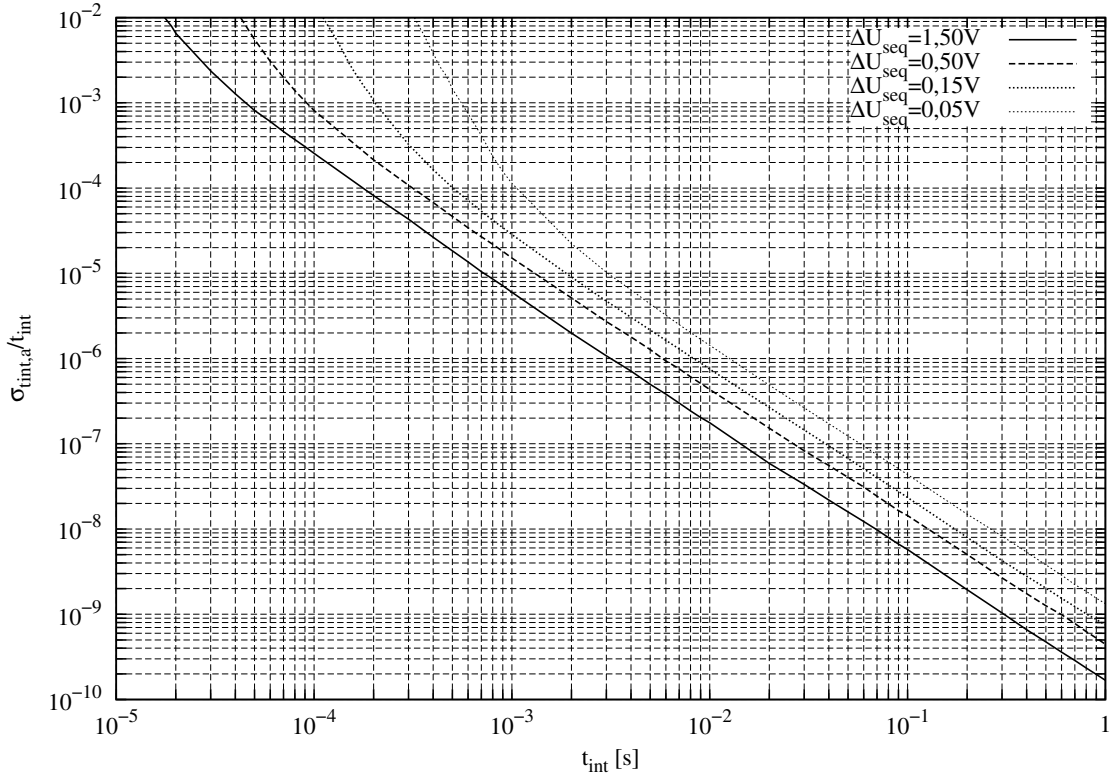


Abbildung II.19: Zeitliches Rauschen $\sigma_{tint,a}/t_{int}$ in Abhängigkeit von der Integrationszeit t_{int} sowie der Spannungsdifferenz ΔU_{seq} für die sequenzielle, ereignisgesteuerte Bildaufnahme

sprechend Gleichung (II.51) steigt die Standardabweichung der Ausleseverzögerung ab einer Belichtungszeit t_{int} unterhalb

$$\Delta t_{int} < 2 M_s \frac{U_{ref,h} - U_{ref,t}}{\Delta U_{seq}} t_{sz} \quad (\text{II.52})$$

dabei stärker an, was auf eine maximale Auslastung der Ausleseschaltung zurückzuführen ist.

Das zeitliche Rauschen $\sigma_{tint,a}/t_{int}$ bei der Bestimmung der Zeitdifferenz zwischen dem Erreichen der unteren und der oberen Referenzspannung nach Gleichung (II.49) ist in Abbildung II.19 dargestellt. Ein Wert unterhalb 0,2% kann für $\Delta U_{seq} \geq U_{ref,h} - U_{ref,t}$ bereits bei Integrationszeiten von $30\mu\text{s}$ erzielt werden. Der Wert der mit dieser Genauigkeit darstellbaren kleinstmöglichen Integrationszeit beim Verfahren nach [GQH07] ist hingegen zehnmal größer und beträgt $300\mu\text{s}$.

Aufgrund der Sequenzialisierung des Integrationsbeginns steigt auch für dieses Verfahren die für die Aufnahme eines ganzen Bildes benötigte Zeit t_{bi} gegenüber der Verwendung des globalen Rücksetzmodus entsprechend an. t_{bi} berechnet sich mit einer für alle Bildelemente gleichen Belichtungszeit t_{int} näherungsweise zu:

$$t_{bi} = \left(\frac{\Delta U_{seq}}{U_{ref,h} - U_{ref,t}} N_z + 1 \right) t_{int} \quad (\text{II.53})$$

Für die Belichtungszeit von $30\mu\text{s}$, welche für die angegebenen Parameter der Auslese-schaltung die niedrigstmögliche Integrationszeit darstellt, die mit einem relativen zeitlichen Rauschen unterhalb $0,2\%$ bestimmbar ist, ergibt sich mit $\Delta U_{seq}=1,5\text{V}$ für die Aufnahme eines ganzen Bildes t_{bi} zu 11ms , was einer möglichen Bildwiederholrate von 90fps entspricht. Für eine Integrationszeit von $400\mu\text{s}$, die annähernd der niedrigsten mit $\sigma_{t_{int,a}}/t_{int}=0,2\%$ bestimmbarer Belichtungszeit für das Verfahren nach [GQH07] entspricht, folgt mit $\Delta U_{seq}=0,05\text{V}$ für die Zeit t_{bi} ein Wert von 5ms . Für das Verfahren nach [GQH07] ist t_{bi} dabei um den Faktor 15 größer. Der neue Ansatz eines sequenziellen Ausleseverfahrens ermöglicht es somit einerseits, niedrigere absolute Integrationszeiten noch mit hoher Genauigkeit auszugeben und andererseits gleichzeitig die Zeit für die Aufnahme eines gesamten Bildes durch die gesamte Matrix deutlich zu senken.

Da die Zeit t_{bi} entsprechend Gleichung (II.53) proportional der Integrationszeit t_{int} ist und ΔU_{seq} nicht beliebig klein gewählt werden kann, würde die Zeit für Belichtung aller Pixel eines Sensors mittels sequenzieller Ansteuerung bei niedrigen Bestrahlungsstärken deutlich ansteigen. Wie den Abbildungen II.18 und II.19 zu entnehmen ist, fällt die Standardabweichung der Ausleseverzögerung bzw. der Wert des zeitlichen Rauschens bei Verwendung des ereignisgesteuerten, sequenziellen Verfahrens um näherungsweise den Faktor 5 bzw. 30 pro Dekade steigender Integrationszeit. Da dies auf eine sinkende Auslastung der Ausleseschaltung zurückzuführen ist, kann für eine Verringerung der Aufnahmezeit eines kompletten Bildes bei längeren Integrationszeiten die sequenzielle Bildaufnahme auch von mehreren Zeilen S_z der Matrix aus gleichzeitig gestartet werden, ohne den Wert für das zeitliche Rauschen bei der Bestimmung der Belichtungszeit gegenüber dem bei niedriger Integrationszeit wesentlich zu erhöhen. Die Zeit zur Bestimmung eines gesamten Bildes reduziert sich entsprechend dem Ansatz nach Gleichung (II.53) zu:

$$t_{bi} = \left(\frac{\Delta U_{seq}}{U_{ref,h} - U_{ref,t}} \frac{N_z}{S_z} + 1 \right) t_{int} \quad (\text{II.54})$$

5. Signalverarbeitung auf Pixelebene — ein möglicher Weg für die Zukunft?

Signal(vor)verarbeitung auf Pixelebene bietet, im Vergleich zu den üblichen Realisierungen von CMOS-Bildelementen entsprechend Abbildung I.8, signifikante Vorteile. Einerseits kann die Leistungsfähigkeit des Sensors, beispielsweise durch ein höheres Signal-Rausch-Verhältnis, einen größeren darstellbaren Dynamikbereich oder eine höhere Bildwiederholrate [KLLG01], gesteigert werden, andererseits ist auch die Implementierung zusätzlicher Funktionalität, wie etwa Bewegungs- und Kantendetektion [RHK⁺03, MGG⁺05], Datenkompression oder verschiedener Filterverfahren [DGP06], möglich. Da die Vorverarbeitung der Signale schon am Ort ihrer Aufnahme erfolgt, kann darüber hinaus das zu übertragende Datenvolumen gesenkt, der Aufwand der Nachverarbeitung reduziert und somit auch die Energieaufnahme minimiert werden [GYF99].

Ein entscheidender Nachteil gegenüber herkömmlichen Implementierungen besteht allerdings in größeren Abmessungen von Bildelementen mit Signalverarbeitung auf Pixelebene. Nachfolgend soll erörtert werden, wie sich dies durch mögliche Entwicklungen der nächsten Jahre eventuell ändert.

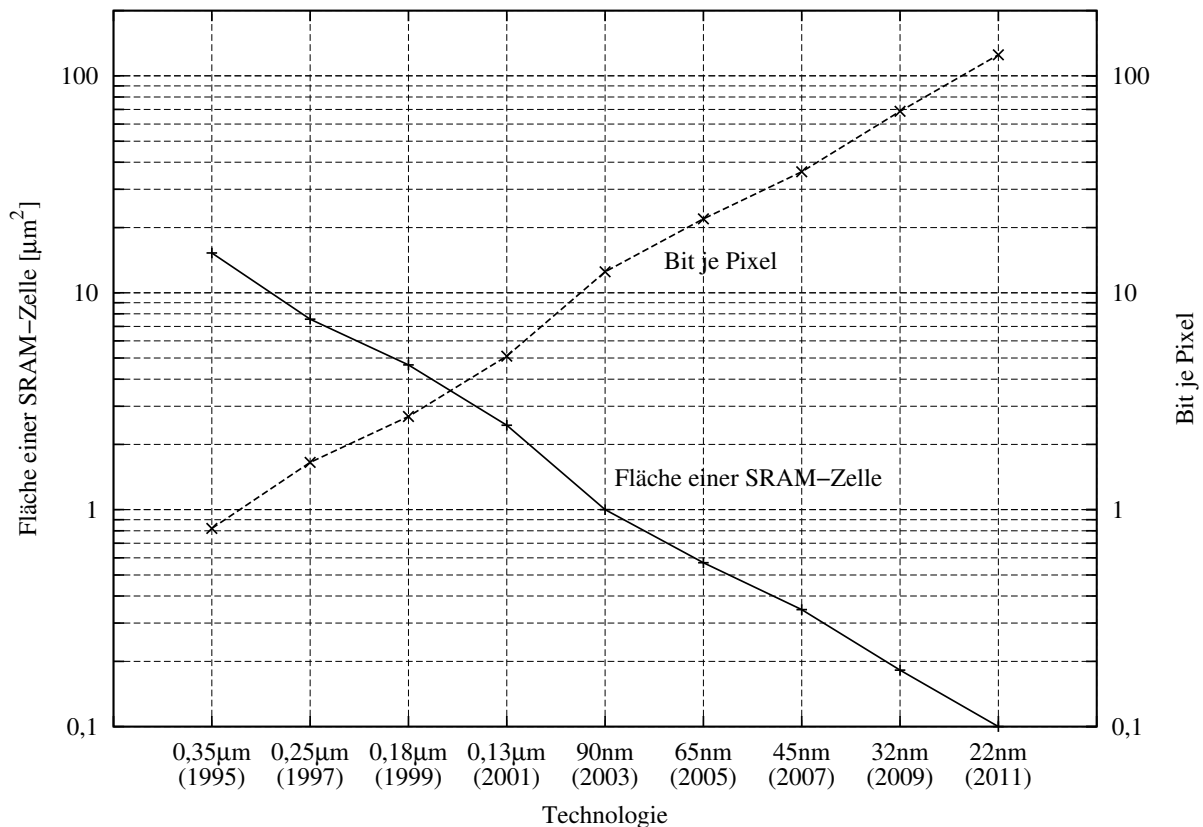


Abbildung II.20: Größe einer SRAM-Zelle (Intel Corporation, TSMC, IBM [HKA⁺08]) und die Anzahl der damit innerhalb eines Pixels von $5\mu\text{m} \times 5\mu\text{m}$, bei einem Füllfaktor von 50%, speicherbaren Bits

5.1. Nutzung der Skalierungseffekte

0,13 μm -CMOS-Prozesse sind heute (Stand 2009) die Herstellungsverfahren mit den geringsten Strukturbreiten, in denen CMOS-Bildsensoren produziert werden. Da die Abmessungen der Bildelemente dabei die aus physikalischer Sicht sinnvolle Größe eines Pixels im Bereich von $5\mu\text{m} \times 5\mu\text{m}$, bis zu der eine Steigerung des Auflösungsvermögens der Bildsensoren mit realistischem Aufwand möglich ist (siehe auch Abschnitt I.4.6.), bereits unterschreiten, scheint eine Nutzung von Produktionsverfahren, welche die Herstellung noch kleinerer Strukturen ermöglichen, nicht notwendig.

Abgesehen von der Senkung der Produktionskosten, gibt es zwei weitere Gründe, dies trotzdem zu tun. Einerseits kann damit der Füllfaktor, das heißt die photosensitive Fläche im Verhältnis zur Gesamtfläche des Pixels, erhöht werden, andererseits bietet sich auch die Möglichkeit, bei gleichbleibendem Füllfaktor die Funktionalität der Pixel durch zusätzliche Schaltungen im Bildelement zu erhöhen. Das mit fortschreitender Miniaturisierung stark steigende Potenzial diesbezüglich wird in Abbildung II.20 am Beispiel der Fläche einer SRAM¹⁰-Zelle veranschaulicht. Das 1Bit-Speicherelement besteht aus sechs Transistoren — zwei kreuzgekoppelten Invertern und zwei Transistoren, die als Lese/Schreib-Schalter

¹⁰Static Random Access Memory — statischer Speicher mit wahlfreiem Zugriff

dienen. Im Diagramm ist darüber hinaus die Anzahl der mittels SRAM-Zellen in einem Pixel der Größe $5\mu\text{m} \times 5\mu\text{m}$, bei einem üblichen Füllfaktor von 50%, implementierbaren 1Bit-Speicherelemente aufgeführt. In einem 22nm-Prozess sind dies beispielsweise 125 Bit oder äquivalent 750 Transistoren, womit das Speichern mehrerer Korrekturwerte, die Realisierung einer Vielzahl von Logik-Gattern oder die Implementierung von komplexeren Zustandsautomaten auf Pixelebene möglich werden. Wenn man bedenkt, dass für die Implementierung des ersten kommerziell verfügbaren Mikroprozessors *Intel 4004* lediglich 2300 Transistoren verwendet wurden [Sch04], ermöglicht die Verringerung der Strukturbreiten in naher Zukunft die Realisierung von ganzen Informationsverarbeitungssystemen auf Pixelniveau (*System in Pixel*).

Mit der Einführung der $0,18\mu\text{m}$ -CMOS-Prozesse wird erstmal eine Trennung zwischen Transistoren zur Verarbeitung analoger Signale, die auch zur Realisierung der Ein- und Ausgabe-Schaltungen des Chips genutzt werden, und Bauelementen zur Implementierung digitaler Komponenten vorgenommen. Analoge Schaltungen zeichnen sich dabei hauptsächlich durch ein dickeres Oxid des Gates aus, wodurch der Betrieb mit einer höheren Versorgungsspannung möglich ist. Allgemein zeigen diese Transistoren darüber hinaus bessere elektrische Eigenschaften bezüglich einer Implementierung von analogen Schaltungen, wie beispielsweise einen niedrigeren Leckstrom und eine höhere Transkonduktanz. Im Gegensatz zu Transistoren für die Realisierung digitaler Schaltungen kann deren Größe mit abnehmenden Strukturbreiten jedoch nur wenig reduziert werden.

Geht man davon aus, dass ein Bildelement für Signalverarbeitung auf Pixelebene allgemein aus den vier Baublöcken Photoelement, analoge Prozessierung, A/D-Wandler und digitale Prozessierung aufgebaut ist, zeichnen sich aus den Betrachtungen zur Skalierung der Bauelementegrößen zwei Entwicklungstrends bezüglich der Schaltungsstruktur zukünftiger Sensoren ab. Eine mögliche Entwicklung umfasst eine starke Reduktion des analogen Anteils im Bildelement und eine möglichst frühe Analog-Digital-Wandlung. Die Prozessierung der Signale erfolgt somit überwiegend digital [PDB98], wodurch der Vorteil der stärkeren Skalierung digitaler Schaltungselemente zur Reduktion der benötigten Pixelfläche genutzt werden kann. Da analoge Signalverarbeitung den Vorteil bietet, mit relativ wenigen Transistoren grundlegende mathematische Operationen, wie beispielsweise Addition und Multiplikation, realisieren zu können, wird analoge Prozessierung zur Implementierung einfacher Bildverarbeitungsalgorithmen eingesetzt [Dud05, DGP06]. Da sich die Größe der zur Verarbeitung analoger Signale besser geeigneten Transistoren mit dickerem Gateoxid im Zuge der Weiterentwicklung der CMOS-Fertigungsverfahren weniger stark reduzieren lässt, ist zukünftig sicher auch im Bereich der analogen Signalverarbeitung der Einsatz von Transistoren mit geringerer Dicke des Gateoxids notwendig, da nur auf diese Weise eine weitere Reduktion der Pixelgröße bzw. eine erweiterte Funktionalität erzielt werden kann. Die schlechteren elektrischen Eigenschaften der Bauelemente und die mit kleineren Strukturabmaßen zunehmenden Ungenauigkeiten müssen dabei entweder mittels Korrekturfaktoren, die in Form digitaler Werte im Bildelement abgelegt sind, oder eine algorithmische Korrektur, wie sie in dieser Arbeit mit der korrelierten Doppelabtastung für zeitbasierte Bildsensoren zur Kompensation der Schaltschwellenschwankung des Komparators implementiert ist, ausgeglichen werden.

5.2. Bildsensoren in Sub-100nm-Prozessen

Inwiefern Sub-100nm-Prozesse zur kostengünstigen Realisierung hochwertiger Bildsensoren geeignet sind, ist derzeit umstritten. Die erfolgreiche Implementierung entsprechend kompetitiver Photoelemente wird dabei durch die mit einer Reduktion der Strukturgrößen einhergehende Verschlechterung der elektrischen Eigenschaften der Bauelemente erschwert.

Neben einer Reduktion der Betriebsspannung, wodurch der mögliche Signalhub über dem Photoelement und anderen Schaltungsteilen eingeschränkt wird, ist vor allem die Erhöhung der Leckströme problematisch [Tau02]. Durch erhöhte Dotierungskonzentrationen und die infolge der STI-Isolation hervorgerufenen Störungen an den Grenzflächen des photosensitiven Gebietes wird dabei einerseits der Dunkelstrom des Photoelementes angehoben, andererseits, zusätzlich begünstigt durch ein dünneres Gateoxid, steigen auch die Leckströme des Reset-Transistors und anderer angeschlossener Schaltungsteile, wie beispielsweise einer Source-Folger-Schaltung [WFS⁺99, Gam02]. Hinzu kommen weitere Einschränkungen durch eine niedrigere Photoresponsivität der Materialien aufgrund einer höheren Dotierungskonzentration, eine reduzierte Durchlässigkeit der Passivierungsschicht durch Verwendung von Saliciden und erhöhte parasitäre (Gate-)Kapazitäten [Won96]. An dieser Stelle gilt anzumerken, dass die Leistungsfähigkeit eines zeitbasierten Bildelementes hinsichtlich Signal-Rausch-Verhältnis und Dynamikbereich prinzipbedingt im Rahmen der fortschreitenden Entwicklung der Herstellungsverfahren und einer damit einhergehenden Reduktion der Versorgungsspannung weniger stark eingeschränkt wird als konventionell ausgeführte Pixel, und dieser Ansatz somit bei der Implementierung von Sensorelementen in zukünftigen Technologien geringeren Restriktionen unterliegt.

Einige technologische Maßnahmen zur Reduktion des Dunkelstromes sind bereits in Abschnitt I.4.1. aufgeführt. Dazu zählen beispielsweise die Verwendung von Dioden mit optimierten Dotierungsprofilen bei allgemein reduzierter Dotierungskonzentration (etwa Wannendioden), eine räumliche Separierung der Grenze des photosensitiven Elementes von der STI-Isolation oder der prinzipielle Einsatz von *Pinned-Photodioden*. Zur Reduktion des Leckstromes der Reset-Schaltung bietet sich die Verwendung von Transistoren mit dickerem Gateoxid an. Außerdem werden in [HMS⁺07] schaltungstechnische Erweiterungen der Rücksetzschaltung zur Ableitung von Leckströmen vorgestellt. Zur Erhöhung der Photoresponsivität kann prinzipiell auf tiefer im Substrat liegende Dioden (Wannendioden) zurückgegriffen, das Salicid entfernt und der Einsatz von Mikrolinsen erwogen werden. Wie in [HMS⁺07] gezeigt wird, scheint es unter Verwendung der beschriebenen Maßnahmen demnach prinzipiell möglich, auch in 90nm- und 65nm-CMOS-Prozessen entsprechend kompetitive Photosensoren herzustellen.

Alternativ bietet sich auch eine Realisierung des Bildelementes als dreidimensionale, integrierte Schaltung an. Das Feld der photosensitiven Elemente ist dabei in einen anderen Substrat als die übrigen Schaltungen ausgeführt, allerdings durch vertikale Metallkontakte, die in zusätzlichen Schritten im Herstellungsverfahren realisiert werden, mit diesem verbunden [BMK⁺01, KNL⁺01, SBB⁺05]. Vorteilhafterweise kann der Füllfaktor des photosensitiven Elementes dadurch einerseits auf nahezu 100% gesteigert werden, andererseits bietet sich darüber hinaus die Möglichkeit, Photodetektor und übrige Schaltungen in unterschiedlichen Technologien auszuführen. Dabei kann das Photoelement beispielsweise in einem dedizierten Opto-Prozess mit größeren Minimalstrukturen, aber

besseren elektrischen Eigenschaften, implementiert werden, während die Realisierung aller anderen Schaltungsteile in einem Standard-CMOS-Prozess mit deutlich geringeren Strukturgrößen erfolgt. Nachteilig sind die momentan noch höheren Produktionskosten und die benötigte Querschnittsfläche der vertikalen Verbindungen von zirka $2\mu\text{m} \times 2\mu\text{m}$ [SBB⁺05].

Kapitel III

Implementierung

1. Einführung

Um die Funktionsfähigkeit des im vorhergehenden Abschnitt erläuterten, neuartigen Sensorkonzeptes zu verifizieren, wurde das ATIS-Verfahren in Form eines Prototypen-Schaltkreises mit 304×240 Bildelementen von den Mitarbeitern der Arbeitsgruppe, bestehend aus Christoph Posch, Rainer Wohlgenannt und dem Autor dieser Arbeit, realisiert. Für die Implementierung stand dabei eine $0,18\mu\text{m}$ -CMOS-Technologie der Firma *UMC*¹ mit sechs Metallisierungs- und einer Polysilizium-Ebene sowie der Möglichkeit der Realisierung von *MIM*²-Kapazitäten zur Verfügung. Nachfolgend sollen Überlegungen zur Implementierung einiger wichtiger Schaltungsteile des ATIS-Bildelementes, die neben dem Entwurf zahlreicher anderer, essentieller Komponenten (z.B. Ausleseschaltung) des Sensors maßgebend vom Autor dieser Arbeit vorgenommen wurde, detaillierter dargestellt werden.

2. Zeitbasiertes Bildelement

Das Bildelement zur zeitbasierten Bestimmung der absoluten Strahlungsintensität kann in drei Teile untergliedert werden — Photodetektor, Komparator und digitale Ausgangschaltung.

Da die verwendete Technologie sowohl den Einsatz von Transistoren mit 3,3V als auch mit 1,8V Versorgungsspannung erlaubt, wurde für das photosensitive Element und den Komparator der Spannungsbereich bis 3,3V gewählt, während die Ausgangschaltung in der für digitale Schaltungen besser geeigneten Umgebung mit 1,8V Betriebsspannung implementiert ist. Für die Verwendung von Transistoren mit höherer Versorgungsspannung im analogen Teil des Bildelementes sprechen günstigere elektrische Eigenschaften, wie beispielsweise niedrigere Leckströme oder eine höhere Transkonduktanz, und ein mittels des höheren Spannungshubes erzielbares, gesteigertes Signal-Rausch-Verhältnis der Schaltungen, wohingegen die reduzierte Betriebsspannung in der Ausgangschaltung höhere Schaltgeschwindigkeiten ermöglicht und dabei gleichzeitig eine niedrigere Energieaufnahme bedingt.

2.1. Photodetektor

Das photosensitive Element setzt sich aus der Photodiode und einer entsprechenden Reset-Schaltung zusammen.

Photodiode

Im verwendeten Standard-CMOS-Prozess stehen technologiebedingt drei Varianten von Photodioden zur Verfügung. Es handelt sich dabei um die bereits in Abbildung I.2 aufgeführte n-Diffusions/p-Substrat-Diode, die n-Wannen/p-Substrat-Diode und die p-Diffusions/n-Wannen-Diode.

Die Auswahl der für die Anwendung am besten geeigneten Photodiode erfolgte anhand der drei Kriterien Dunkelstrom, Empfindlichkeit und Flächenbedarf. Aufgrund der schwächeren Dotierung ist die n-Wannen/p-Substrat-Diode den anderen Varianten bezüglich des

¹United Microelectronics Corporation

²Metal-Insulator-Metal — Metall-Isolator-Metall

Dunkelstromes (siehe Abschnitt I.4.1.) überlegen. Gleiches gilt bezüglich der Empfindlichkeit entsprechend Gleichung (I.86), bedingt durch eine niedrigere Sperrschichtkapazität. Im Hinblick auf den Flächenbedarf ist die n-Diffusions/p-Substrat-Diode allerdings aus zwei Gründen vorzuziehen. Einerseits ist der nötige Minimalabstand bezüglich benachbarter Schaltungsstrukturen für ein n-Diffusions-Gebiet geringer als für eine n-Wanne und andererseits ist auch die zur Implementierung einer bestimmten Größe der Sperrschichtkapazität benötigte Diodenfläche für eine n-Diffusions/p-Substrat-Diode am niedrigsten. Da der Flächenbedarf der Photodiode bei der Realisierung des ATIS-Bildelementes allerdings von nachgeordneter Bedeutung ist, wurde auf n-Wannen/p-Substrat-Dioden als photosensitive Elemente zurückgegriffen. Diese besitzen darüber hinaus die Eigenschaft, aufgrund der tiefer ins Substrat reichenden Struktur, auch langwelligere Strahlung zu detektieren.

Die Dimensionierung der Photodiode wurde anhand des bei einer mittleren Strahlungsintensität erzielbaren Signal-Rausch-Verhältnisses entsprechend Gleichung (II.4) vorgenommen:

$$SNR = 10 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{C_{int} U_{sig}}{e} \right) \quad (\text{III.1})$$

Die Integrationskapazität C_{int} setzt sich dabei entsprechend

$$C_{int} = C_D + C_{reset} + C_{leit} + C_{M1} \quad (\text{III.2})$$

aus der Sperrschichtkapazität C_D der Diode, der Leitungskapazität C_{leit} des Anschlusses an den Komparatoreingang, der Kapazität C_{M1} am Gate des Eingangstransistors M_1 der Komparatorschaltung und der parasitären kapazitiven Belastung C_{reset} am Drain des Reset-Transistors zusammen.

Für eine angestrebte Auflösung von 8Bit bei einer Genauigkeit von 0,5-LSB sowie einem Spannungshub U_{sig} zwischen $U_{ref,h}=3,2\text{V}$ und $U_{ref,t}=1,2\text{V}$ berechnet sich die notwendige Integrationskapazität C_{int} nach Gleichung (III.1) zu 21fF. Mit den aus der Schaltung extrahierten Werten $C_{reset}=0,8\text{fF}$, $C_{leit}=2,5\text{fF}$ und $C_{M1}=1,3\text{fF}$ folgt für C_D ein Wert von 16,4fF.

Für die Sperrschichtkapazität der n-Wannen/p-Substrat-Diode gilt entsprechend der Modellierung im verwendeten CMOS-Prozess [UMC05]

$$C_D = \frac{C_{D0,J} A}{\left(1 - \frac{U_D}{U_{diff}}\right)^{MJ}} + \frac{C_{D0,JSW} U}{\left(1 - \frac{U_D}{U_{diff}}\right)^{MJSW}} \quad (\text{III.3})$$

wobei der erste Term den Anteil der vertikalen und der zweite Term den Anteil der lateralen Photodiode darstellt. Mit $C_{D0,J}=C_{D,J}(0\text{V})=0,11\text{fF}/\mu\text{m}^2$, $MJ=0,45$, $C_{D0,JSW}=C_{D,JSW}(0\text{V})=0,03\text{fF}/\mu\text{m}$, $MJSW=0,38$ und $U_{diff}=0,75\text{V}$ folgt eine Diodenabmessung von $17\mu\text{m} \times 11\mu\text{m}$.

Aufgrund starker Restriktionen seitens des Herstellers konnten leider keine über die Auswahl der Photodiode hinausgehenden Eingriffe in das Design des photosensitiven Elementes vorgenommen werden. Einfache Möglichkeiten zur Verbesserung der physikalischen Eigenschaften, wie beispielsweise die Implementierung schwächer dotierter Gebiete im Bereich des pn-Überganges oder der Verzicht auf eine entsprechende STI-Isolation, blieben so ungenutzt. Der Gestaltungsspielraum bei Entwurf der Photodiode bezog sich daher

auf die Vermeidung rechtwinkliger Strukturen im Design und den Einsatz von Guard-Elementen zur Separierung der photosensitiven Gebiete sowie einer ausreichenden Kontaktierung.

Reset-Schaltung

Der Reset-Transistor M_R wird entsprechend Abbildung II.8 als PMOS-Typ ausgeführt, wodurch einerseits ein schnelleres Rücksetzen der Photodiode als bei Verwendung eines NMOS-Transistors erreicht werden kann und andererseits auch ein höherer Spannungshub über dem photosensitiven Element realisierbar ist. Ein höherer Spannungshub führt dabei zu einem gesteigerten Signal-Rausch-Abstand des auszuwertenden Signals. Um den Leckstrom durch den Reset-Transistor im gesperrten Zustand zu reduzieren, wurde dessen Länge mit $0,4\mu\text{m}$ darüber hinaus nicht minimal gewählt. Der Sperrstrom wird verringert, da mit einer Vergrößerung der Kanallänge auch eine entsprechende Erhöhung der Schwellspannung einhergeht [RMMM03].

Im Vergleich zur vereinfachten Darstellung in Abbildung II.8 wird der Rücksetz-Transistor jedoch nicht direkt, sondern mittels einer pixelinternen NAND-Verknüpfung von Zeilen- und Spaltenselektor angesteuert.

2.2. Komparator

Die Vorgaben für den zu entwerfenden Spannungskomparator waren ein geringer Flächenbedarf, eine niedrige Stromaufnahme, eine hohe Verstärkung, eine geringe zeitliche Verzögerung, ein hoher Eingangsspannungsbereich und die Möglichkeit, variable Vergleichsspannungen anzulegen.

Im Allgemeinen werden zur Realisierung schneller und flächensparender Spannungskomparatoren Latches verwendet [AH02, San08]. Der Nachteil dieser Schaltungen im Bezug auf die Anwendung im Bildelement besteht darin, dass der Vergleich und das Zurücksetzen des Latches durch ein externes Signal gesteuert werden. Da das Pixel allerdings autonom, ohne externe, synchrone Ansteuerung arbeiten soll, scheidet eine solche Lösung aus.

Als Alternative bietet sich eine klassische zweistufige OPV-Schaltung mit einem Differenzverstärker als Eingangsstufe an. Wie nachfolgend gezeigt werden soll, erfüllt die in Abbildung III.1 a dargestellte Realisierung die genannten Forderungen bezüglich des Flächenbedarfs, der Verstärkung, der zeitlichen Verzögerung und des Eingangsspannungsbereichs. Zur Reduktion der Stromaufnahme im Ruhezustand und für die Verbesserung des Schaltverhaltens wurde die Standardschaltung allerdings um vier Transistoren erweitert (Abbildung III.1 b).

Verstärkung und minimal detektierbare Eingangsspannungsänderung

Die Kleinsignalverstärkung v_0 des in Abbildung III.1 a dargestellten OPVs berechnet sich aus den Einzelverstärkungen $v_1 = -g_{m1}/(g_{DS2} + g_{DS4})$ und $v_2 = -g_{m6}/(g_{DS6} + g_{DS7})$ der ersten und zweiten Komparatorstufe zu:

$$v_0 = v_1 \cdot v_2 = \frac{g_{m1}}{g_{DS2} + g_{DS4}} \frac{g_{m6}}{g_{DS6} + g_{DS7}} \quad (\text{III.4})$$

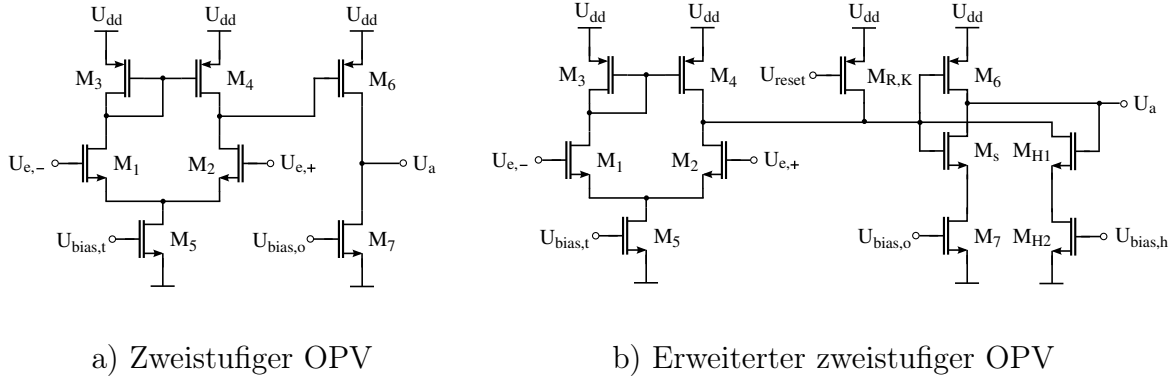


Abbildung III.1: Klassischer zweistufiger OPV und angepasste Variante für den Einsatz als Spannungskomparator für die zeitbasierte Belichtungsmessung

Für Transistoren im Arbeitsbereich der schwachen Inversion folgt daraus

$$v_0 = \frac{1}{n_1 U_t (\lambda_2 + \lambda_4)} \frac{1}{n_6 U_t (\lambda_6 + \lambda_7)} \quad (\text{III.5})$$

mit dem Kanallängenmodulationsfaktor λ , dem Subthreshold-Faktor n und der Temperaturspannung U_T . Für den Betrieb der Transistoren im Bereich der starken Inversion und in Sättigung gilt entsprechend:

$$v_0 = \frac{2}{\lambda_2 + \lambda_4} \frac{1}{\lambda_6 + \lambda_7} \sqrt{\frac{K'_n W_1}{I_5 L_1} \frac{2 K'_p W_6}{I_7 L_6}} \quad (\text{III.6})$$

Die minimale detektierbare Eingangsspannungsänderung $\Delta U_{e,min}$ des Komparators berechnet sich damit zu:

$$\Delta U_{e,min} = \frac{U_{out,max} - U_{out,min}}{v_0} \quad (\text{III.7})$$

Für übliche Abmessungen der Bauelemente und der Verwendung der entsprechenden Ströme können mit der vorgestellten Struktur problemlos Verstärkungen im Bereich von 90dB erreicht werden. Die minimal detektierbare Eingangsspannungsänderung liegt damit in der Größenordnung von unter $100\mu\text{V}$, was für realistische Spannungshübe über der Photodiode vollkommen ausreichend ist.

Eingangsspannungsbereich

Der Eingangsspannungsbereich des Komparators wird durch die maximal mögliche Eingangsspannung

$$U_{e,max} \leq U_{dd} + U_{GS1}(I_5) - U_{SG3}(I_5) - U_{DS1} \quad (\text{III.8})$$

und die minimal mögliche Eingangsspannung

$$U_{e,min} \geq U_{GS1}(I_5) + U_{DS5} \quad (\text{III.9})$$

der Differenzverstärkerstufe begrenzt. Durch eine entsprechende Dimensionierung der Transistoren ($U_{GS1} \geq U_{SG3} - U_{DS1}$) kann die maximal mögliche Eingangsspannung dabei

auf die Betriebsspannung U_{dd} ausgelegt werden, während die minimale Eingangsspannung, in Abhängigkeit des Stromes I_5 , etwas oberhalb der Schwellspannung des Transistors M_1 liegt. Somit kann der Spannungsverlauf über der Photodiode im für die zeitbasierte Bestimmung der Strahlungsintensität optimalen Bereich ausgewertet werden.

Die zweite Verstärkerstufe, bestehend aus M_6 und M_7 , muss bezüglich ihrer Schaltschwelle entsprechend so dimensioniert bzw. mittels des Stromes I_7 eingestellt werden, dass beim Anlegen der maximal möglichen Eingangsspannung an die Eingangsstufe die minimale Spannung $U_{D4,min}$

$$U_{D4,min}(U_{e,max}) = U_{e,max} - U_{GS2}(I_5) - U_{DS2} \quad (\text{III.10})$$

am Ausgang des Differenzverstärkers für $U_{e,-} < U_{e,+}$ noch zum sicheren Umschalten der Ausgangsstufe führt. Für I_7 gilt dabei:

$$I_7 < \frac{W_6}{L_6} I_{0,6} e^{\frac{U_{dd} - U_{D4,min}}{n_6 U_t}} \quad (\text{M}_6 \text{ in schwacher Inversion}) \quad (\text{III.11})$$

$$I_7 < \frac{K'_n}{2} \frac{W_6}{L_6} (U_{dd} - U_{D4,min} - U_{Tn})^2 \quad (\text{M}_6 \text{ in starker Inversion}) \quad (\text{III.12})$$

Transientes Verhalten

Die Genauigkeit, mit der die Integrationsdauer bei der zeitbasierten Belichtungsmessung bestimmt werden kann, hängt auch von der zeitlichen Verzögerung zwischen dem Erreichen der Referenzspannung und dem Umschalten des Komparators ab.

Die Analyse des transienten Verhaltens kann dabei in zwei Teilschritte untergliedert werden. Bei sinkender Spannung am negativen Eingang der Schaltung nimmt die Spannung am Ausgang des Differenzverstärkers in einem ersten Zeitabschnitt t_1 bis zur Schaltschwelle der Ausgangsstufe ab. Für eine, gegenüber der üblichen Annahme eines Spannungssprunges am Eingang, realistischere Betrachtung soll dabei nachfolgend von einem linear abfallenden Spannungsverlauf am negativen Eingang des Komparators ausgegangen werden. Ist die Schaltschwelle der Ausgangsstufe erreicht, steigt schließlich auch die Spannung am Komparatorausgang an (zweiter Zeitabschnitt t_2).

Der Spannungsverlauf am Ausgang des Differenzverstärkers kann in der Nähe der Schaltschwelle dieser Stufe für die Bestimmung von t_1 mittels der Differenzialgleichung

$$\tau_1 \frac{dU_{D4}}{dt} + U_{D4} = -v_1 U_e(t) \quad (\text{III.13})$$

modelliert werden. Für die Zeitkonstante gilt dabei $\tau_1 = C_I / (g_{DS2} + g_{DS4})$ mit der kapazitiven Belastung C_I am Ausgang der ersten Verstärkerstufe. Für eine linear abfallende Eingangsspannungsdifferenz

$$U_e(t) = U_{e,-} - U_{e,+} = -\frac{U_{D4}(0) - U_{s2}}{v_1} + K_{ue} t \quad (\text{III.14})$$

mit der Steigung $K_{ue} [\text{V} \cdot \text{s}^{-1}]$ und der Schaltschwelle U_{s2} der zweiten Komparatorstufe folgt für die Lösung der Gleichung (III.13):

$$U_{D4}(t) = U_{D4}(0) + K_{ue} v_1 \tau_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \frac{t}{\tau_1} \right) \quad (\text{III.15})$$

Bei $-K_{ue} v_1 (U_{D4}(0) - U_{s2}) < 1/\tau_1$ kann diese Formel mittels Taylor-Entwicklung zu:

$$U_{D4,n}(t) \approx U_{D4}(0) + K_{ue} v_1 \tau_1 \left(1 - \frac{t}{\tau_1}\right) \quad (\text{III.16})$$

genähert werden. Für $-K_{ue} v_1 (U_{D4}(0) - U_{s2}) > 1/\tau_1$ folgt adäquat:

$$U_{D4,h}(t) \approx U_{D4}(0) - \frac{K_{ue} v_1}{2} \frac{t^2}{\tau_1} \quad (\text{III.17})$$

Die Verzögerungszeit t_1 zwischen dem Erreichen der Referenzspannung und dem Unterschreiten der Schaltschwelle U_{s2} am Ausgang des Differenzverstärkers berechnet sich entsprechend dem Verlauf von $U_{D4,n}(t)$ nach Gleichung (III.16) oder von $U_{D4,h}(t)$ nach Gleichung (III.17) sowie Gleichung (III.14) entsprechend zu:

$$t_{1,n} = \tau_1 \quad (\text{III.18})$$

$$t_{1,h} = \sqrt{2 (U_{D4}(0) - U_{s2}) \frac{\tau_1}{v_1 K_{ue}}} - (U_{D4}(0) - U_{s2}) \frac{1}{v_1 K_{ue}} \quad (\text{III.19})$$

Aus den Gleichungen ist ersichtlich, dass t_1 in Abhängigkeit der Bestrahlung für niedrige bis mittlere Beleuchtungsstärken konstant ist und bei der Messung höherer Strahlungsintensitäten näherungsweise proportional zu $1/\sqrt{-K_{ue}}$ abnimmt. Der untere Grenzwert von $t_1 = \frac{C_I}{I_5} (U_{dd} - U_{s2})$ entspricht dabei der Verzögerungszeit beim Anlegen eines Spannungssprungs an den Eingang von $U_{e,-}$. Da $g_{DS2/4} \sim I_5$ ist und je nach Arbeitsbereich der Transistoren $g_{m1} \sim I_5$ (schwache Inversion) oder $g_{m1} \sim \sqrt{I_5}$ (starke Inversion) gilt, kann die Verzögerungszeit t_1 durch die Erhöhung des Stromes I_5 reduziert werden.

Wird am Ausgang des Differenzverstärkers die Schaltschwelle U_{s2} der nachfolgenden Stufe erreicht, so beginnt auch die Spannung am Ausgang des Komparators, bedingt durch das Umladen der Ausgangskapazität C_{II} mittels des Transistors M_6 , zu steigen. Abbildung III.2 zeigt das entsprechende, vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild im Umschalt- punkt. Die zwischen dem Ein- und Ausgang der zweiten Stufe vorhandene Koppelkapazität $C_{I,k}$, welche maßgeblich von der Überlappungskapazität zwischen Gate und Drain des Transistors M_6 bestimmt wird, erschwert allerdings die Analyse der Schaltung. Zur Vereinfachung des Kleinsignalersatzschaltbildes findet daher das *Miller-Theorem* [Mil20] Anwendung, mit welchem der Transfer der Kapazität $C_{I,k}$ zur Trennung der ersten und zweiten Komparatorstufe beschrieben wird. Abbildung III.3 zeigt das vereinfachte Kleinsignalersatzschaltbild nach Anwendung der Transformation. Die durch den Transfer der Kapazität $C_{I,k}$ aufgeführten, zusätzlichen Kapazitäten $C_{I,k,m}$ und $C'_{I,k}$ berechnen sich dabei zu:

$$C_{I,k,m} = (1 - v_1) C_{I,k} \approx -v_1 C_{I,k} \quad (\text{III.20})$$

$$C'_{I,k} = \left(1 - \frac{1}{v_1}\right) C_{I,k} \approx C_{I,k} \quad (\text{III.21})$$

Aus dem Kleinsignalersatzschaltbild nach Anwendung des *Miller-Theorems* kann die Differenzialgleichung

$$\tau_1 \tau_2 \frac{d^2 U_a}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2) \frac{dU_a}{dt} + U_a = -v_0 U_e(t) \quad (\text{III.22})$$

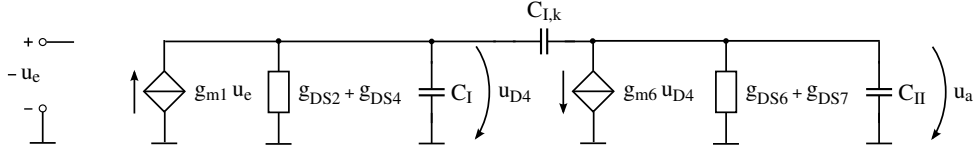


Abbildung III.2: Kleinsignalersatzschaltbild des Komparators im Umschaltzustand

mit $\tau_1 = (C_I + C_{I,k,m}) / (g_{DS2} + g_{DS4})$ und $\tau_2 = (C_{II} + C'_{I,k}) / (g_{DS6} + g_{DS7})$ zur Beschreibung des zeitlichen Verlaufes der Ausgangsspannung U_a abgeleitet werden.

Für den Verlauf der Eingangsspannungsdifferenz $U_e(t)$ wird

$$U_e(t) = U_{e,-} - U_{e,+} = U_e(0) + K_{ue} t \quad (\text{III.23})$$

angenommen, wobei $U_e(0)$ die Eingangsspannungsdifferenz beim Erreichen der Schaltschwelle U_{s2} ist. Der Wert von U_{s2} kann dabei unter Verwendung der Gleichungen (III.18) und (III.19) sowie (III.14) bestimmt werden. Für die Lösung der Differenzialgleichung (III.22) folgt:

$$U_a(t) = v_0 \left[K_{ue} (\tau_1 + \tau_2) - U_e(0) - K_{ue} t + \frac{\tau_1}{\tau_1 - \tau_2} (U_e(0) - K_{ue} \tau_1) e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \frac{\tau_2}{\tau_1 - \tau_2} (U_e(0) - K_{ue} \tau_2) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right] \quad (\text{III.24})$$

Da aufgrund der niedrigen kapazitiven Belastung des Komparatorausgangs bei der Verwendung der Schaltung in der zeitbasierten Pixelschaltung $\tau_1 \gg \tau_2$ gilt, folgt daraus:

$$U_a(t) \approx v_0 \left[K_{ue} \tau_1 - U_e(0) - K_{ue} t + (U_e(0) - K_{ue} \tau_1) e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right] \quad (\text{III.25})$$

Eine gute Näherung dieser Formel mittels Taylor-Entwicklung ergibt:

$$U_a(t) \approx v_0 \left[-\frac{U_e(0)}{\tau_1} t + \frac{U_e(0) - K_{ue} \tau_1}{2 \tau_1^2} t^2 \right] \quad (\text{III.26})$$

Für die Verzögerungszeit t_2 bis zum Erreichen der Spannung $U_{dd}/2$ am Ausgang des Komparators folgt damit:

$$t_2 = \tau_1 \left[\frac{U_e(0)}{U_e(0) - K_{ue} \tau_1} + \sqrt{\left(\frac{U_e(0)}{U_e(0) - K_{ue} \tau_1} \right)^2 + \frac{1}{v_0} \frac{U_{dd}}{U_e(0) - K_{ue} \tau_1}} \right] \quad (\text{III.27})$$

Aus der Gleichung ist ersichtlich, dass die Verzögerungszeit t_2 umgekehrt proportional von der Quadratwurzel der Bestrahlungsstärke abhängt. Da für den Bereich starker Inversion $t_2 \sim 1/\sqrt{I_5 I_6}$ sowie für schwache Inversion $t_2 \sim 1/\sqrt{I_5 I_6}$ gilt, kann die Verzögerung t_2 durch die Erhöhung des Stromes I_5 und eine entsprechende Dimensionierung von M_6 gesenkt werden.

Für den durch die Verzögerungszeit des Komparators bei der Belichtungsmessung hervorgerufenen relativen Fehler $\Delta t_{int,v}/t_{int}$ ohne Verwendung des zeitbasierten CDS-Verfahrens gilt:

$$\frac{\Delta t_{int,v}}{t_{int}} = \frac{t_1 + t_2}{t_{int}} \quad (\text{III.28})$$

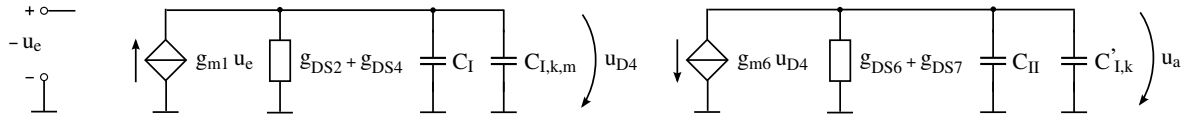


Abbildung III.3: Vereinfachtes Kleinsignalersatzschaltbild des Komparators im Umschalt- punkt der Ausgangsstufe nach Anwendung des *Miller-Theorems*

Tabelle III.1 zeigt den Fehler in Abhängigkeit von K_{ue} und I_5 exemplarisch für eine realistische Implementierung des Komparators. Die Abmaße der Transistoren betragen dabei $W_{1/2} = L_{1/2} = 0,9\mu\text{m}$, $W_{3/4} = L_{3/4} = 1,1\mu\text{m}$, $W_6 = 3,0\mu\text{m}$ und $L_6 = 0,8\mu\text{m}$, der Strom I_7 hat eine Größe von $1\mu\text{A}$, C_I und C_{II} sind 10fF sowie 5fF . Als Spannungshub über der Photodiode werden 2V angenommen. Aus den dargestellten Ergebnissen wird ersichtlich, dass speziell bei einem starken Spannungsabfall K_{ue} , was einer hohen Bestrahlungsstärke entspricht, der durch die Verzögerungszeit des Komparators hervorgerufene Fehler bei der Bestimmung der Integrationszeit $\Delta t_{int,v}/t_{int}$ nicht zu vernachlässigen ist. Für die aufgeführte, kompakte Realisierung des Komparators genügt selbst der maximal für die Implementierung mögliche Wert des Stromes I_5 von $5\mu\text{A}$ nicht, um den durch die Verzögerungszeit hervorgerufenen Fehler, bei einer angestrebten Auflösung von 8Bit , auf unter $0,5\text{-LSB}$ zu senken. Selbstverständlich kann der Querstrom I_5 durch entsprechend dimensionierte Transistoren weiter gesteigert werden, allerdings widerspricht ein vergrößertes Design einerseits den üblichen Flächenbeschränkungen innerhalb von Bildsensorelementen, andererseits folgt für einen erhöhten Strom I_5 auch ein gesteigerter Energieumsatz

I_5	K_{ue}	U_{ref}	t_1	t_2	$\Delta t_{int,v}/t_{int}$	$\Delta t_{int,v,cds}/t_{int}$
50nA	-1V/100ms	3,2V	$8,0\mu\text{s}$	$24,2\mu\text{s}$	0,02%	0,001%
		1,2V	$8,4\mu\text{s}$	$21,2\mu\text{s}$		
	-1V/1ms	3,2V	$3,5\mu\text{s}$	885ns	0,2%	0,01%
		1,2V	$3,8\mu\text{s}$	843ns		
	-1V/10 μs	3,2V	523ns	78ns	3%	0,1%
		1,2V	551ns	76ns		
500nA	-1V/100ms	3,2V	812ns	$12,9\mu\text{s}$	0,006%	0,0009%
		1,2V	853ns	$11,1\mu\text{s}$		
	-1V/1ms	3,2V	721ns	487ns	0,06%	0,002%
		1,2V	783ns	442ns		
	-1V/10 μs	3,2V	155ns	32ns	1%	0,05%
		1,2V	167ns	30ns		
5 μA	-1V/100ms	3,2V	110ns	$10,5\mu\text{s}$	0,005%	0,0008%
		1,2V	150ns	$8,9\mu\text{s}$		
	-1V/1ms	3,2V	123ns	436ns	0,03%	0,001%
		1,2V	165ns	373ns		
	-1V/10 μs	3,2V	49ns	22ns	0,4%	0,03%
		1,2V	56ns	20ns		

Tabelle III.1: Verzögerungszeiten des Komparators in Abhängigkeit von I_5 und K_{ue}

des Sensors, welcher allein für den Komparator bei 304×240 Bildelementen und $I_5=5\mu\text{A}$ bereits 1W beträgt.

Ein eleganterer Ansatz zur Reduktion des durch die Verzögerungszeit des Komparators hervorgerufenen Fehlers bei der Bestimmung der Integrationszeit ist inhärent durch die Verwendung des zeitbasierten CDS-Verfahrens gegeben. Da die Verzögerungszeiten t_1 und t_2 in erster Näherung von der Referenzspannung unabhängig sind, ist die Zeitdifferenz zwischen dem Erreichen der oberen und der unteren Schaltschwelle des Komparators näherungsweise frei von Verzögerungszeiten. Geringe Abweichungen im transienten Verhalten der Schaltung für differente Referenzspannungen ergeben sich dabei hauptsächlich durch Unterschiede in der Verstärkung und den Einfluss der Kanallängenmodulation. In Tabelle III.1 ist der durch die Verzögerungszeit des Komparators hervorgerufene Fehler $\Delta t_{int,v,cds}/t_{int}$ bei der Bestimmung der Integrationszeit unter Verwendung des zeitbasierten CDS-Verfahrens aufgeführt. Für die beschriebene Implementierung genügt dabei bereits ein Strom $I_5=50\text{nA}$, um den relativen Fehler $\Delta t_{int,v,cds}/t_{int}$, bei einer angestrebten Auflösung von 8Bit, auf unter $0,25 \cdot \text{LSB}$ zu senken. Dies entspricht mehr als der doppelten Genauigkeit des Verfahrens ohne Verwendung des CDS-Verfahrens, bei einer gleichzeitig um den Faktor 100 reduzierten Stromaufnahme.

Örtliches Rauschen

Unter dem örtlichen Rauschen der Komparatorschaltung versteht man die zufällige Verschiebung der Schaltschwelle, hauptsächlich hervorgerufen durch technologiebedingete Variationen der Schwellspannungen der Transistoren (I.4.2.4.).

Nach Gleichung (II.14) bestimmt sich die Streuung der Schaltschwelle des Differenzverstärkers zu:

$$\sigma_{U_{s,diff}} = \sqrt{2\sigma_{UT1}^2 + 2\left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right)^2 \sigma_{UT3}^2} \quad (\text{III.29})$$

Für die Streuung der Schaltschwelle der Ausgangsstufe gilt entsprechend Gleichung (II.12):

$$\sigma_{U_{s,a}} = \sqrt{\sigma_{UT6}^2 + \left(\frac{g_{m7}}{g_{m6}}\right)^2 \sigma_{UT7}^2} \quad (\text{III.30})$$

Zur Berechnung der Streuung der Komparatorschwelle muss das Resultat der Ausgangsstufe auf den Eingang des Differenzverstärkers bezogen werden. Daraus folgt:

$$\sigma_{U_s} = \sqrt{\sigma_{U_{s,diff}}^2 + \frac{\sigma_{U_{s,a}}^2}{v_1^2}} \quad (\text{III.31})$$

wobei v_1 die Kleinsignalverstärkung des Differenzverstärkers ist. Diese Verstärkung entspricht dem ersten Term von Gleichung (III.4) und nimmt im Allgemeinen einen Wert größer 100 an. Für die Berechnung der Streuung der Komparatorschwelle muss daher nur der Anteil des Differenzverstärkers berücksichtigt werden.

Die für die Anwendung notwendige minimale Streuung der Komparatorschwelle zum Erreichen eines bestimmten relativen Fehlers bei der Bestimmung der Integrationszeit lässt

sich entsprechend des in Gleichung (II.20) berechneten Einflusses der Streuung der Komparatorschwelle auf die Genauigkeit der Belichtungsmessung für das zeitbasierte CDS-Verfahren durch

$$\sigma_{U_s} < \frac{1}{2} \frac{\Delta t_{int,us}}{t_{int}} \frac{C_{int}(U_{ref,h}) + C_{int}(U_{ref,t})}{C_{int}(U_{ref,h}) - C_{int}(U_{ref,t})} (U_{ref,h} - U_{ref,t}) \quad (\text{III.32})$$

mit einer Sicherheit von σ ermitteln.

Zeitliches Rauschen

Das zeitliche Rauschen der Komparatorschaltung setzt sich aus dem Rauschen des Differenzverstärkers und der Ausgangsstufe zusammen. Da das auf den Eingang des Komparators bezogene Rauschen der Ausgangsstufe entsprechend um die Verstärkung der Differenzstufe reduziert ist, soll in Analogie zur Betrachtung des örtlichen Rauschens nachfolgend nur der dominante Rauschanteil der Eingangsstufe berücksichtigt werden.

Das eingangsbezogene thermische Rauschen und 1/f-Rauschen des Komparators berechnen sich in Abhängigkeit des Rauschens der einzelnen Transistoren zu:

$$\overline{U_{e,therm,1/f}^2} = \overline{U_{1,therm,1/f}^2} + \overline{U_{2,therm,1/f}^2} + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \left(\overline{U_{3,therm,1/f}^2} + \overline{U_{4,therm,1/f}^2} \right) \quad (\text{III.33})$$

Der Effektivwert der Spannung für das thermische und 1/f-Rauschen des jeweiligen Transistors kann durch Integration der in Abschnitt 4.2.3. aufgeführten Formeln zur Beschreibung der Rauschleistungsdichte ermittelt werden. Als untere Integrationsgrenze kann die durch den Dunkelstrom bestimmte, maximale Belichtungszeit dienen, als obere Integrationsgrenze bietet sich die dominante Polstelle $(g_{DS2} + g_{DS4})/C_I$ des Komparators an.

Kapazitives Übersprechen zwischen Komparator und Photodiode

Entsprechend der bereits erläuterten Funktionsweise der zeitbasierten Intensitätsmessung bei Verwendung der korrelierten Doppelabtastung wird die Referenzspannung am positiven Eingang $U_{e,+}$ des Komparators beim Erreichen des oberen Vergleichswertes $U_{ref,h}$, infolge der externen Quittierung, auf den unteren Referenzwert $U_{ref,t}$ gesenkt. Der Stromfluss durch den Transistor M_3 erhöht sich damit von $I_5/2$ auf I_5 , was wiederum zu einer Reduktion der Spannung U_{D3} am Drain von M_3 führt. Wie ebenfalls bereits erläutert wurde, setzt sich die Integrationskapazität des Photostromes aus der Sperrschichtkapazität der Diode und zusätzlichen parasitären Kapazitäten zusammen. Eine dieser Kapazitäten ist die Gate-Drain-Überlappungskapazität $C_{GD1,ov}$ des Transistors M_1 . Eine abrupte Spannungsänderung ΔU_{D3} am Drain von M_3 ruft daher eine entsprechende Änderung der Spannung ΔU_D über der Photodiode hervor. ΔU_D berechnet sich in Abhängigkeit von ΔU_{D3} , $C_{GD1,ov}$ und der gesamten Integrationskapazität C_{int} am Gate von M_1 , welche $C_{GD1,ov}$ nicht beinhaltet, zu:

$$\Delta U_D = \frac{C_{GD1,ov}}{C_{int} + C_{GD1,ov}} \Delta U_{D3} \quad (\text{III.34})$$

Für die Spannungsänderung ΔU_{D3} gilt dabei in Abhängigkeit des Stromes I_5 :

$$\Delta U_{D3} = -n_3 U_t \ln 2 \quad (\text{schwache Inversion}) \quad (\text{III.35})$$

$$\Delta U_{D3} = -\left(\sqrt{2} - 1\right) \sqrt{\frac{L_3}{W_3} \frac{I_5}{K'_p}} \quad (\text{starke Inversion}) \quad (\text{III.36})$$

Um ein geringes Übersprechen zu erreichen, sollte die Integrationskapazität C_{int} im Verhältnis zur Überlappungskapazität $C_{GD1,ov}$ einerseits groß sein, während andererseits für den Strom I_5 ein kleiner Wert anzustreben ist. Da die Überlappungskapazität proportional mit der Transistorweite steigt, ist M_1 bei der Dimensionierung der Schaltung daher möglichst schmal auszuführen. Bei Verwendung des zeitbasierten Verfahrens der korrelierten Doppelabtastung kann darüber hinaus der Strom I_5 entsprechend so klein gewählt werden, dass die Transistoren der Differenzverstärkerstufe im Bereich der schwachen Inversion arbeiten.

Für die Uniformität des Bildsensors ist allerdings weniger der Absolutwert von ΔU_D , sondern vielmehr dessen Schwankung zwischen einzelnen Bildelementen von Bedeutung. Wenn man von einer nahezu konstanten Integrationskapazität C_{int} ausgeht, hängt die Variation von ΔU_D also von den Schwankungen der Werte ΔU_{D3} und $C_{GD1,ov}$ ab. Da beim Betrieb der Schaltung im Bereich der schwachen Inversion ΔU_{D3} nach Gleichung (III.35) idealerweise vom Absolutwert des Stromes I_5 unabhängig ist, reduziert sich die Schwankung von ΔU_D in erster Näherung auf die Variation von $C_{GD1,ov}$. Diese hängt einerseits von den prozessspezifischen Parametern ab, wird andererseits aber auch von Streuung der Transistorweite bestimmt. Ohne dass genaue Werte dieser Parameter für die verwendete Technologie vorliegen, kann jedoch davon ausgegangen werden, dass die Standardabweichung von $C_{GD1,ov}$ für die in der Schaltung verwendeten Abmaße des Transistors 10% vom Absolutwert nicht überschreitet.

Reduktion der Stromaufnahme im Ruhezustand

Der durch den Komparator nach Abbildung III.1 a fließende Querstrom variiert in Abhängigkeit der Spannung über der Photodiode und der angelegten Referenzspannung. Um einen niedrigen Energiebedarf des Sensors sicherzustellen, muss die Stromaufnahme des Komparators dabei einerseits während der Strahlungsmessung, insbesondere aber für die übrige Zeit gering sein.

Während des Messvorgangs sind im Allgemeinen die Spannungen am positiven und am negativen Eingang des Komparators größer als der Wert für die minimal mögliche Eingangsspannung nach Gleichung (III.9), sodass ein nahezu konstanter Strom I_5 im Differenzverstärker fließt. Wie bereits gezeigt wurde, bestimmt die Größe dieses Stromes maßgeblich das Schaltverhalten. Bei der Verwendung des zeitbasierten CDS-Verfahrens genügt dabei allerdings bereits ein Wert im Bereich von 50nA, um eine entsprechende Genauigkeit zu erzielen. Ist die Messung beendet, verringert sich die Spannung über der Photodiode kontinuierlich, wodurch I_5 abgeschnürt wird und im Ruhezustand kein Stromfluss durch die Differenzstufe zu verzeichnen ist.

Während der Strahlungsmessung fließt in der Ausgangsstufe des Komparators hingegen kein dauerhafter Strom, da der Transistor M_6 aufgrund einer gegenüber dem Vergleichswert erhöhten Spannung über der Photodiode meist sperrt. Die einzige Ausnahme stellt hierbei die sehr kurze Zeitdauer zwischen dem Erreichen der oberen Referenzspannung und der damit verbundenen Signalisierung der Adresse des Bildelementes sowie der Quitierung des Auslesens und dem daraus resultierenden Umschalten der Vergleichsspannung dar. Nachdem die Spannung über der Photodiode die niedrigere der beiden Referenzspannungen unterschritten hat, fließt in der Ausgangsstufe allerdings ein dauerhafter Querstrom I_7 .

Um diesen im Ruhezustand des Bildelementes auftretenden Stromfluss zu unterbinden, wird in [KLLG01] nach erfolgter Bildaufnahme die Gate-Spannung $U_{bias,a}$ des Transistors M_7 auf 0V gesenkt. Da in der vorliegenden Implementierung allerdings kein synchron gesteuerte Belichtungsmessung vorgenommen wird, ist eine globale Ansteuerung von $U_{bias,a}$ nicht möglich. Stattdessen kann durch Einfügen eines zusätzlichen Transistors M_s in die Ausgangsstufe (Abbildung III.1 b) eine dynamische Abschaltung des Querstromes I_7 erreicht werden. Da das Gate von M_s mit dem Ausgang des Differenzverstärkers verbunden ist, erfolgt für niedrige Spannungen

$$U_{D4} < n_s U_t \ln \left(\frac{L_s I_7}{W_s I_{0,s}} \right) \quad (M_6 \text{ in schwacher Inversion}) \quad (\text{III.37})$$

$$U_{D4} < U_{Tn} + \sqrt{\frac{L_s}{W_s} \frac{2 I_7}{K'_n}} \quad (M_6 \text{ in starker Inversion}) \quad (\text{III.38})$$

am Ausgang der ersten Verstärkerstufe eine inhärente Unterbrechung des Stromflusses I_7 . Da Transistor M_s nur als Schalter dient, bleibt die gewünscht hohe Schaltschwelle der Ausgangsstufe entsprechend Gleichung (III.10) vorteilhafterweise erhalten.

Die Stromaufnahme des Komparators wird für die Zeit der Strahlungsmessung damit vom Strom I_5 bestimmt, während im Ruhezustand kein Stromfluss zu verzeichnen ist.

Reduktion der Verzögerungszeit beim Zurücksetzen des Bildelements

Vor dem Beginn einer zeitbasierten Intensitätsmessung muss das entsprechende Bildelement mittels des Reset-Signals zurückgesetzt werden. Der Rücksetzvorgang bezieht sich dabei auf die Photodiode mit angeschlossenem Komparator und die Logikschaltung. Kritisch für die Rücksetzdauer des Pixels sind dabei vor allem Verzögerungszeiten innerhalb des Komparators. Bei einem niedrigen Strom I_5 wird die Umladedauer maßgeblich vom zeitlichen Verlauf der Spannung am Differenzverstärkerausgang bestimmt.

Da der Rücksetzvorgang des zeitbasierten Bildelementes im ATIS-Modus mit dem Auslesen der Ereignisse des Änderungsdetektors gekoppelt ist, wird eine niedrige Reset-Zeit des Pixels angestrebt, um die Signalisierung der Änderungsdetektoren der anderen Pixel möglichst wenig zu beeinflussen. Anstatt I_5 für eine Reduktion der Rücksetzdauer des Komparators zu erhöhen, was gleichzeitig zu einem starken Anstieg der Energieaufnahme des Sensors führt, wurde entsprechend Abbildung III.1 b der PMOS-Transistor $M_{R,K}$ in die Schaltung zwischen Versorgungsspannung und den Drain von M_4 eingefügt. Das Gate von Transistor $M_{R,K}$ wird dabei mit dem Reset-Signal U_{reset} angesteuert, wodurch der Ausgang der Differenzverstärkerstufe während des Rücksetzvorganges mit U_{dd} verbunden ist. Die Rücksetzdauer t_r des zeitbasierten Bildelementes hängt somit nicht mehr vom Strom I_5 ab, sondern wird jetzt maßgeblich vom Strom I_7 in der Ausgangsstufe bestimmt:

$$t_r \sim \frac{C_{II}}{I_7} \quad (\text{III.39})$$

Eine Anhebung von I_7 zur Senkung der Rücksetzdauer t_r wirkt sich dabei, aufgrund der begrenzten Zeitdauer des Stromflusses, wesentlich weniger stark auf den Gesamtenergiebedarf des Sensors aus, als dies bei einer Erhöhung von I_5 der Fall wäre.

Hysterese

Die mit dem Komparator zu detektierende Spannung über der Photodiode ist wie alle analogen, elektronischen Signale mit einem gewissen Rauschen beaufschlagt. Besitzt der Komparator eine entsprechend hohe Verstärkung und Bandbreite, kann dieses Rauschen gegebenenfalls vom Eingang zum Ausgang der Schaltung transferiert werden. Konkret äußert sich dies durch mehrmaliges Umschalten des Komparators im Bereich der Vergleichsspannung. Um ein solches Verhalten zu vermeiden, bieten sich verschiedene Lösungen an.

Eine Möglichkeit besteht in der Verwendung einer an den Komparatorausgang angeschlossenen, teildurchlässigen digitalen Speicherzelle. Ist dieser Speicher beispielsweise in der Lage nur steigende Flanken an den Ausgang weiterzugeben, wird jeweils nur das erste Unterschreiten der Komparatorschwelle detektiert und dieser Wert solange in der Speicherzelle gehalten, bis ein externes Rücksetzen erfolgt.

Eine flächeneffizientere Lösung ist die Realisierung einer Hysterese in der Komparator-schaltung. Im konkreten Fall bedeutet dies, dass die Schaltschwelle des Komparators nach dem Erreichen der Vergleichsspannung über der Photodiode angehoben wird. In Abbildung III.1 b ist eine entsprechende Realisierung mittels lediglich zweier zusätzlicher Transistoren M_{H1} und M_{H2} dargestellt. M_{H2} dient dabei als Konstantstromquelle, die für eine hohe Spannung am Komparatorausgang mittels M_{H1} mit dem Differenzverstärker verbunden wird. Für $U_{e,-} > U_{e,+}$ ist der zusätzliche Schaltungsteil nicht aktiv. Erreicht die Spannung an $U_{e,-}$ die Vergleichsspannung am Eingang $U_{e,+}$, gilt gerade $I_1 = I_2$ und damit auch $I_4 = I_2$, sodass U_{D4} am Ausgang des Differenzverstärkers auf einen niedrigeren Wert sinkt und infolge dessen U_a ansteigt. Durch den somit zugeschalteten Strom I_{H2} folgt $I_4 < I_2 + I_{H2}$ für den Querstrom im Ausgangszweig des Differenzverstärkers. Um ein erneutes Umschalten des Komparators auszulösen, genügt es damit nicht mehr, die Spannung an $U_{e,-}$ auf die Referenzspannung an $U_{e,+}$ anzuheben, vielmehr ist ein um die Hysterese ΔU_{hy} erhöhter Wert notwendig, um $I_1 = I_2 + I_{H2}$ zu erreichen.

Mit ΔU_{hy}

$$\Delta U_{hy} = U_{GS1} - U_{GS2} \quad (\text{III.40})$$

folgt für Transistoren im Bereich schwacher und starker Inversion:

$$\Delta U_{hy} = n_1 U_t \ln \left(\frac{I_5 + I_{H2}}{I_5 - I_{H2}} \right) \quad (\text{schwache Inversion}) \quad (\text{III.41})$$

$$\Delta U_{hy} = \sqrt{\frac{L_1}{K'_n W_1}} \left(\sqrt{I_5 + I_{H2}} - \sqrt{I_5 - I_{H2}} \right) \quad (\text{starke Inversion}) \quad (\text{III.42})$$

Die Größe der Hysterese kann somit in Abhängigkeit des Verhältnisses von I_{H2} zu I_5 für $I_{H2} < I_5$ variabel eingestellt werden.

Realisierung

Zur Realisierung des Komparators wurde eine sehr flächeneffiziente Implementierung gewählt. Die Abmaße der Transistoren betragen für die Schaltung entsprechend Abbildung III.1 b dabei lediglich $W_{1/2} = L_{1/2} = 0,9 \mu\text{m}$, $W_{3/4} = L_{3/4} = 1,1 \mu\text{m}$, $W_{5/7/H2} = L_{5/7/H2} = 1,0 \mu\text{m}$, $W_6 = 3,0 \mu\text{m}$, $L_6 = 0,8 \mu\text{m}$, $W_{H1/R,K} = 0,24 \mu\text{m}$, $L_{H1/R,K} = 0,35 \mu\text{m}$, $W_{H1} = 0,7 \mu\text{m}$ und $L_{H1} = 0,35 \mu\text{m}$.

Mit den Standardwerten der Ströme von $I_5=50\text{nA}$ und $I_7=1\mu\text{A}$ besitzt die Schaltung eine Verstärkung von $v_0=95\text{dB}$, was einem Auflösungsvermögen von $60\mu\text{V}$ und einem Eingangsspannungsbereich von $0,9\text{V}$ bis $3,3\text{V}$ entspricht.

Der Fehler bei der Bestimmung der Integrationszeit, der durch die zeitliche Verzögerung der Komparatorschaltung hervorgerufen wird, kann Tabelle III.1 entnommen werden. Die Rücksetzdauer t_r der Komparatorschaltung beträgt für die angegebenen Ströme 20ns . Für eine weitere Reduktion der Verzögerungszeiten kann sowohl I_5 als auch I_7 bei Bedarf allerdings bis zirka $5\mu\text{A}$ erhöht werden.

Um den Einfluss von Schwankungen der Komparatorschwelle, bei einer angestrebten Genauigkeit von 8Bit , auf weniger als $0,5\cdot\text{LSB}$ zu senken, darf deren Standardabweichung nach Gleichung (III.32), für einen Spannungshub $U_{ref,h}-U_{ref,t}$ von 2V sowie unter der Annahme von $C_{int}(3,2\text{V})=15\text{fF}$ und $C_{int}(1,2\text{V})=19,3\text{fF}$, 15mV nicht überschreiten. Dieser Wert wird mit den angeführten Transistorabmaßen und den prozessabhängigen Parametern $A_{UT,pmos}=4,7\text{mV}\cdot\mu\text{m}$ sowie $A_{UT,nmos}=6,7\text{mV}\cdot\mu\text{m}$ entsprechend den Gleichungen (I.67) und (III.30) mit 13mV erreicht.

Der Durchgriff der Spannungsänderung am Drain des Transistors M_4 auf die Spannung über der Photodiode beim Umschalten der Vergleichsspannung beträgt $4,5\text{mV}$. Bei einer angenommenen, maximalen Standardabweichung von 10% ergibt sich die Standardabweichung des Absolutwertes zu $450\mu\text{V}$. Für einen Spannungshub von 2V zwischen $U_{ref,h}$ und $U_{ref,t}$ entspricht dies einem relativen Fehler von $0,03\%$.

2.3. Digitale Ausgabeschaltung

Die digitale Ausgabeschaltung im Pixel erfüllt im Wesentlichen zwei Aufgaben: die Generierung der zur Bestimmung der Integrationszeit benötigten Ausgangssignale und die Selektion der entsprechenden Referenzspannung für den Eingang der Komparatorschaltung. Als Entwurfskriterien gelten dabei eine flächeneffiziente Implementierung und ein möglichst niedriger Energiebedarf, idealerweise ohne statischen Stromfluss.

Zustandsautomat

Die Funktionalität der Ausgabeschaltung kann durch einen endlichen Automaten beschrieben werden, welcher die drei Zustände Z_0 (Ruhezustand — die Spannung $-U_D$ über der Photodiode ist kleiner als die untere Referenzspannung $U_{ref,t}$), Z_1 (die Spannung $-U_D$ über der Photodiode ist größer als die obere Referenzspannung $U_{ref,h}$) und Z_2 (die Spannung $-U_D$ über der Photodiode befindet sich zwischen der oberen und unteren Referenzspannung $U_{ref,h}$ und $U_{ref,t}$) annehmen kann. Bei der Realisierung eines Automaten mittels binärer Speicherelemente können sich allerdings prinzipbedingt, wenn die Anzahl der eigentlich zu kodierenden Zustände nicht gerade einer Potenz zur Basis 2 entspricht, aus den möglichen Speicherbelegungen zusätzliche Zustände ergeben. Auch wenn durch eine entsprechende Implementierung sichergestellt ist, dass diese Zustände im regulären Betrieb niemals auftreten, so muss darüber hinaus Vorsorge getroffen werden, dass die entsprechende Speicherbelegung, z.B. hervorgerufen durch den Einschaltvorgang, nicht zur Blockade des Automaten führt. Da die drei Zustände Z_0 , Z_1 und Z_2 mittels zweier binärer Speicherelemente darstellbar sind, ergibt sich ein zusätzlicher Zustand Z_X .

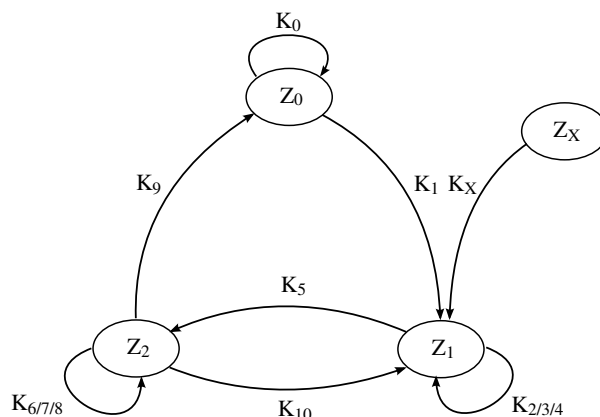


Abbildung III.4: Modell der digitalen Ausgabeschaltung als Mealy–Automat

Abbildung III.4 und Tabelle III.2 beschreiben die Zustandsübergänge und Ausgaben am Modell eines Mealy–Automaten. Zu beachten ist dabei, dass nicht alle Eingabewerte für den Automaten in einen bestimmten Zustand dargestellt sind, sondern nur die durch die interne und externe Beschaltung des Pixels jeweils sinnvoll möglichen. Die Schaltung befindet sich nach abgeschlossener Bildaufnahme des Pixels solange im Zustand Z_0 , bis die Photodiode durch Anlegen des Reset–Signals $U_{reset}=0$ zurückgesetzt wird. Damit geht der Automat gleichzeitig in den Zustand Z_1 über, während die obere Referenzspannung $U_{ref,h}$ mittels des Schalters $U_{sref}=1$ an den negativen Komparatoreingang angelegt wird. Bei Erreichen dieser Spannung über der Photodiode ($U_a=1$) erfolgt die Ausgabe von $U_{req,yab}=0$ als Signalisierung der entsprechenden Zeile. Für die daraus resultierende externe Eingabe des Signals $U_{ack,yab}=1$ an den Automaten wird $U_{req,xabh}=0$ als Signalisierung der Spalte des Bildelementes gesetzt. Mit dem Anlegen des Quittierungssignals $U_{ack,xabh}=1$ erfol-

K	Eingabe					Ausgabe			
	U_{reset}	U_a	$U_{ack,yab}$	$U_{ack,xabh}$	$U_{ack,xabt}$	$U_{req,yab}$	$U_{req,xabh}$	$U_{req,xabt}$	U_{sref}
K_0	1	0	0	0	0	1	1	1	0
K_1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
K_2	1	0	0	0	0	1	1	1	1
K_3	1	1	0	0	0	0	1	1	1
K_4	1	1	1	0	0	0	0	1	1
K_5	1	1	1	1	0	1	1	1	0
K_6	1	0	0	0	0	1	1	1	0
K_7	1	1	0	0	0	0	1	1	0
K_8	1	1	1	0	0	0	1	0	0
K_9	1	1	1	0	1	1	1	1	0
K_{10}	0	0	0	0	0	1	1	1	1
K_X	-	-	-	-	-	1	1	1	1

Tabelle III.2: Beschreibung der Zustandsübergänge und Ausgaben des Mealy–Automaten nach Abbildung III.4

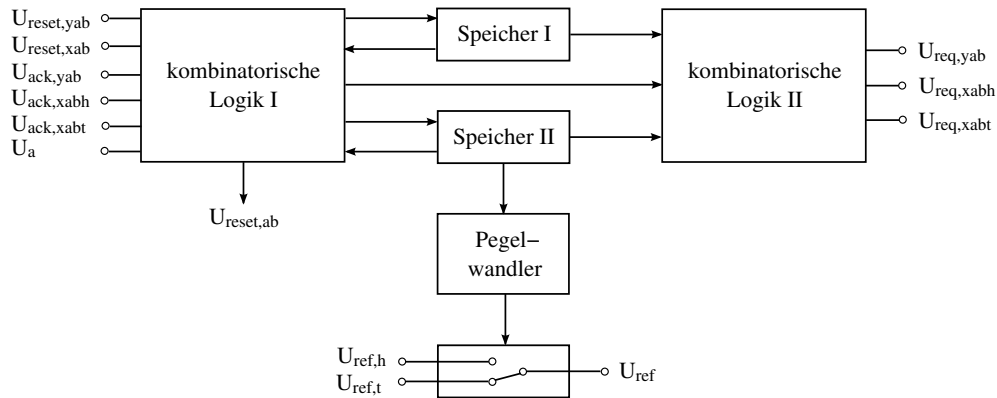


Abbildung III.5: Schematische Darstellung der digitalen Ausgabeschaltung

gen schließlich der Zustandsübergang zu Z_2 , das Umschalten der Referenzspannung am Komparator auf den niedrigeren Wert $U_{ref,l}$ mittels $U_{sref}=0$ und das Zurücksetzen der Ausgabesignale. Bei Erreichen der unteren Referenzspannung über der Photodiode wird $U_{req,yab}$ erneut auf 0 gesetzt und nach erfolgter Eingabe des Signals $U_{ack,yab}=1$ wechselt $U_{req,xabt}$ auf den Wert 0. Mit dem Anlegen des Quittierungssignals $U_{ack,xabt}=1$ erfolgen schließlich der Zustandsübergang zu Z_0 und das Zurücksetzen der Ausgabesignale. Wird während der Integration des Photostromes und vor dem Erreichen der unteren Referenzspannung ein Reset-Signal gesendet, so geht der Automat in den Zustand Z_1 über. Sollte der nicht gewünschte Zustand Z_X , beispielsweise durch den Einschaltvorgang, auftreten, so geht der Automat, unabhängig von den Eingabewerten, sofort in den Zustand Z_1 über.

Funktionale Beschreibung

Abbildung III.5 zeigt eine schematische Darstellung der digitalen Ausgabeschaltung. Die Schaltung kann funktional in sechs Blöcke unterteilt werden.

Zwei 1Bit-Speicher dienen der Kodierung der drei gewünschten Automatenzustände. Jeweils ein Block kombinatorischer Logik wird zur Ansteuerung der Speicher und zur Generierung der Ausgabesignale genutzt. Ein weiterer Funktionsblock umfasst den Schalter zur Selektion der entsprechenden Referenzspannung. Das Ansteuersignal hierfür wird vom Zustandsspeicher generiert und mittels des Pegelwandlers auf den Eingangsspannungsbereich des Schalterblocks angepasst. Dies ist nötig, da die digitale Ausgabeschaltung aus Gründen eines niedrigeren Energieumsatzes und geringerer Verzögerungszeiten mit 1,8V Betriebsspannung arbeitet, an den Komparatoreingang allerdings Signale mit einer Spannung bis 3,3V angelegt werden können.

Realisierung

Abbildung III.6 und Abbildung III.7 zeigen die Realisierung der Ausgabeschaltung auf Transistor-Ebene entsprechend der schematischen Darstellung nach Abbildung III.5.

Bei der Wahl der statischen Speicherelemente wurde auf die aus der SRAM-Zelle bekannte Schaltung gekreuzgekoppelter Inverter zurückgegriffen. Der Vorteil gegenüber einem Flip-Flop als Speicherelement liegt in einem deutlich geringeren Flächenbedarf. Wäh-

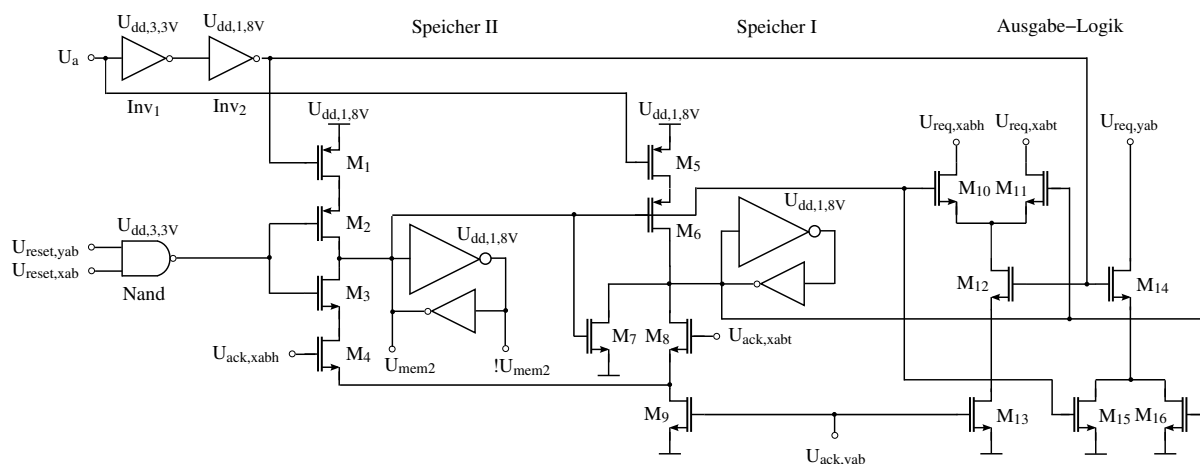


Abbildung III.6: Realisierung der Ausgabeschaltung auf Transistor-Ebene (ohne Pegelwandler und Schalter)

rend für ein ungetaktes RS-Flip-Flop, welches in der Minimalausführung in CMOS-Schaltungstechnik aus zwei NAND-Gattern besteht, mindestens 8 Transistoren benötigt werden, genügen für die vorgestellte Lösung 4 Transistoren je zu speicherndem Bit. Anders als bei der *6-Transistor-Zelle* der SRAM-Schaltung werden in der vorliegenden Implementierung das Signal und das entsprechende Komplementärsignal nicht an beide Ausgänge (bzw. Eingänge) der Schaltung angelegt, sondern nur an den Ausgang des Inverters mit der niedrigeren Treiberstärke. Bei einer entsprechenden Dimensionierung des Inverters und der Ansteuerschaltung stellt die vereinfachte Realisierung keine Einschränkung der Funktionalität dar. Die Umschaltverzögerung erhöht sich zwar geringfügig, die Flächenreduktion aufgrund eingesparter Transistoren ist allerdings deutlich stärker zu gewichten. In der vorliegenden Implementierung gilt für die Zustände $Z = \{\text{Speicherelement II, Speicherelement I}\}$: $Z_0 = \{0, 0\}$, $Z_1 = \{1, 0\}$, $Z_2 = \{0, 1\}$ und $Z_X = \{1, 1\}$.

Das Ausgangssignal $U_{req,yab}$ wird durch eine logische Verknüpfung des Komparatorausgangs mit den Inhalten der Speicherelemente erzeugt. Für $U_{req,xabh}$ und $U_{req,xabt}$ hängt die Ausgabe zusätzlich vom Status des Signals $U_{ack,yab}$ ab. An den Ausgängen ist dabei ein als Stromquelle geschalteter PMOS-Transistor (nicht dargestellt) angeschlossen, durch welchen die entsprechenden Signale einer Zeile beziehungsweise Spalte *Wired-NOR*-verbunden sind.

Beim Rücksetzvorgang ($U_{reset,xab} = U_{reset,yab} = 1$) der Schaltung vor Beginn der Belichtungsmessung wird die Speicherzelle II mit 1 belegt. Durch eine UND-Verknüpfung von $U_{reset,ab}$ mit dem zweifach invertierten Ausgangssignal U_a des Komparators ist sichergestellt, dass ein Umschalten erst bei zurückgesetztem Komparator erfolgt und somit keine Glitches in der Kommunikation nach außen auftreten. Entsprechend dem Inhalt des Speichers II wird mittels des Pegelwandlers an den positiven Eingang des Komparators die obere Referenzspannung $U_{ref,h}$ angelegt. Im Anschluss erfolgt durch die Kopplung von Speicher II und Speicherelement I mittels der Transistoren M_6 und M_7 , das Beschreiben von Speicher I mit 0. Zur Vermeidung von Glitches auf den Ausgabeleitungen während des Rücksetzvorganges besitzt Inv_1 eine deutlich über $U_{dd,1,8V}$ liegende Schaltschwelle. Dadurch ist in

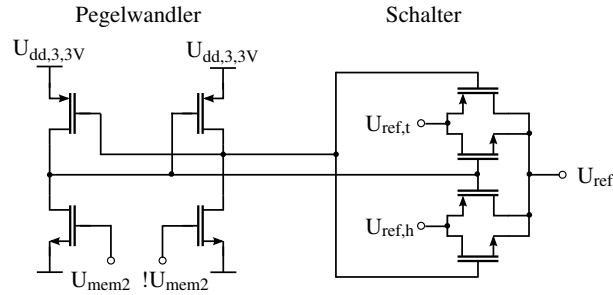


Abbildung III.7: Realisierung des Pegelwändlers und des Schalters zur Selektion der Referenzspannung auf Transistor-Ebene

jedem Fall sichergestellt, dass die Verbindung zwischen dem Eingang von Speicherzelle I und $U_{dd,1,8V}$ mittels M_6 unterbrochen ist, bevor M_5 leitfähig wird.

Erreicht die Spannung über der Photodiode die obere Referenzspannung $U_{ref,h}$, steigt U_a entsprechend an. Infolge der UND-Verknüpfung des Inhaltes von Speicher II mit dem zweifach invertierten Signal U_a wird zuerst $U_{req,yab}$ und, bei erfolgter Quittierung mittels $U_{ack,yab}$, auch $U_{req,xabh}$ gesetzt. Mit dem externen Setzen von $U_{ack,xabh}$ nimmt der Inhalt von Speicher II den Wert 0 an, und die Ausgangssignale $U_{req,yab}$ und $U_{req,xabh}$ gehen auf ihren Ruhewert zurück. Mit der Änderung der Belegung von Speicher I ändert sich entsprechend auch das an den positiven Komparatoringang angelegte Referenzsignal zu $U_{ref,t}$. Fällt die Spannung U_a am Komparatorausgang infolge dessen auf 0, wird der Inhalt von Speicherzelle I auf 1 gesetzt.

Erreicht die Spannung über der Photodiode die niedrigere Referenzspannung $U_{ref,t}$, steigt U_a erneut an. Adäquat der Signalisierung beim Passieren der oberen Vergleichsspannung wird zuerst $U_{req,yab}$ und nachfolgend $U_{req,xabt}$ gesetzt. Nach dem externen Quittieren mittels $U_{ack,xabt}$ wird der Inhalt von Speicherzelle I auf 0 gesetzt, woraufhin die Signale $U_{req,yab}$ sowie $U_{req,xabt}$ auf ihren Ruhewert zurückgehen. Der Integrationszyklus ist damit abgeschlossen. Da beide Speicherzellen mit 0 belegt sind, erfolgt keine weitere Signalisierung nach außen, unabhängig vom Wert, den U_a besitzt.

Durch die Schaltung ist weiterhin sichergestellt, dass beim Auftreten des verbotenen Zustandes $Z_X = \{1, 1\}$ durch die Verbindung von Speicherelement II mit Speicherelement I mittels M_6 und M_7 der Speicher I inhärent mit 0 belegt wird, der Automat also definiert in den Zustand $Z_1 = \{1, 0\}$ übergeht.

3. Schaltung zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung

Der Schaltungsteil zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung kann in zwei Bereiche untergliedert werden — den eigentlichen Änderungsdetektor, der als Analogschaltung ausgeführt ist, und einen Digitalteil, welcher die Ausgabe-, Rücksetz- und Auswahl-schaltung enthält.

Im Gegensatz zum zeitbasierten Bildelement wird die Schaltung zur Detektion relativer Änderungen der Strahlungsintensität komplett mit einer Versorgungsspannung von

3,3V betrieben. Da die digitalen Elemente nur einen sehr geringen Anteil an der Gesamtschaltung darstellen, ist die Verwendung zweier unterschiedlicher Betriebsspannungen, aufgrund der zusätzlich nötigen Pegelwandlerstufen, nicht sinnvoll.

3.1. Analoger Schaltungsteil

Der Analogteil des Änderungsdetektors setzt sich im Wesentlichen aus vier Funktionsblöcken zusammen — dem aktiven logarithmischen Photodetektor, einem Source-Folger, dem Differenzverstärker und zwei Komparatoren. Abbildung III.8 zeigt die Realisierung der schematischen Darstellung II.6 auf Transistor-Ebene, deren Implementierung weitestgehend den Ausführungen in [LPD08] entnommen ist. Nachfolgend wird zusätzlich speziell auf den Einfluss von Parameterschwankungen auf die Detektionsgenauigkeit eingegangen.

Photodetektor

Bei der Wahl der zu verwendenden Photodiode im Änderungsdetektor wurden ähnliche Kriterien wie bei der Entscheidung für das photosensitive Element im zeitbasierten Teil des ATIS-Pixels zu Grunde gelegt (siehe Abschnitt III.2.1.). Die Größe der n-Wannen/p-Substrat-Diode wurde mit $6\mu\text{m} \times 11\mu\text{m}$ dimensioniert.

Der Anschluss $I_{ph,sum}$ zum Nachliefern des in der Diode generierten Photostromes I_{ph} kann entweder mit der Betriebsspannung U_{dd} verbunden werden oder wahlweise zur Messung der mittleren Szenenhelligkeit Verwendung finden. Dafür werden die entsprechenden Anschlüsse aller Änderungsdetektoren des Sensorfeldes zusammengefügt und der Summenstrom bzw. der gespiegelte Summenstrom einer Integrationskapazität zugeführt. Die Spannung über der Kapazität wird dabei während der Integration permanent mit einer Referenzspannung verglichen. Sobald diese erreicht ist, erfolgen die Generierung eines Impulses einer definierten Länge und das Zurücksetzen der Integrationskapazität. Die Schaltung zur Messung der mittleren Szenenhelligkeit arbeitet somit als freilaufender Oszillator, wobei die Pulsfrequenz von der Größe des Gesamtphotostromes abhängt, und die Zeit zwischen den Pulsen ein Maß für die mittlere Intensität der auf die Sensormatrix treffenden Strahlung darstellt.

Der Verstärker V_1 ist als Inverter mit Stromquellenlast ausgeführt. Der gegenüber einem einfachen, invertierenden Verstärker zusätzlich eingefügte Kaskode-Transistor M_3 verbessert die Eigenschaften der Schaltung in zweierlei Hinsicht. Einerseits wird der Ausgangswiderstand der Schaltung gesteigert, sodass die Kleinsignalverstärkung v_1 erhöht werden kann, wobei gilt:

$$v_1 \approx -\frac{g_{m2}}{g_{DS4}} \quad (\text{III.43})$$

Mit Transistoren im Bereich der schwachen Inversion folgt daraus:

$$v_1 \approx -\frac{1}{n_2 U_t \lambda_4} \quad (\text{III.44})$$

Für Transistorabmaße von $W_{1/2/3}=L_1=1,2\mu\text{m}$, $L_{2/3}=0,7\mu\text{m}$, $W_4=1\mu\text{m}$ und $L_4=3\mu\text{m}$ ergibt sich eine Verstärkung v_1 zu -800.

Andererseits kann durch Verwendung der kaskadierten Verstärkerstufe die Auswirkung der *Miller-Kapazität* des Transistors M_2 reduziert werden, da die Spannung am Drain von M_2

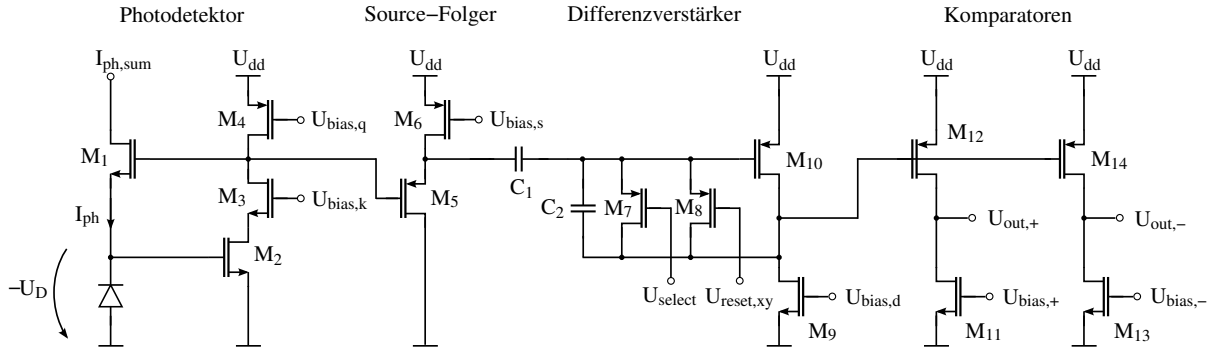


Abbildung III.8: Realisierung des analogen Teils des Änderungsdetektors auf Transistor-Ebene nach [LPD08]

mittels M_3 nahezu konstant gehalten wird. Dies ist von Bedeutung, da eine zusätzliche kapazitive Belastung an dieser Stelle der Schaltung zu einer Erhöhung der Integrationskapazität führt, was eine reduzierte Bandbreite des Photodetektors zur Folge hat. Mittels des durch die Spannung $U_{bias,q}$ an M_4 einstellbaren Stromes I_4 kann darüber hinaus die Spannung über der Photodiode festgelegt werden:

$$-U_D = \frac{n_2}{n_4} (U_{dd} - U_{bias,q}) + n_2 U_t \ln \left(\frac{W_4}{L_4} \frac{L_2}{W_2} \frac{I_{0,4}}{I_{0,2}} \right) \quad (\text{III.45})$$

Source-Folger

Zwischen Photodetektor und nachfolgendem Differenzverstärker ist, bezüglich der Entkopplung des sensitiven Ausgangs des Photorezeptors vom geschalteten Verstärker, ein Source-Folger eingefügt. Aufgrund des Bulk-Effektes beträgt die Verstärkung v_{sf} dabei nicht 1, sondern ist mit einem Wert im Bereich von 0,9 etwas niedriger.

Der mittels $U_{bias,s}$ am Transistor M_6 eingestellte Strom bestimmt dabei die Bandbreite der Schaltung zu:

$$f_{3dB} = \frac{1}{2\pi C_2} \frac{I_6}{U_t} \quad (\text{III.46})$$

Der Strom I_6 muss dabei einen entsprechend Gleichung (II.26) um den Faktor $C_2/(C_D/v_1 + C_{M1,a})$ größeren Wert als der Photostrom aufweisen, damit die Bandbreite der Schaltung nicht durch den Source-Folger begrenzt wird. Alternativ kann die Bandbreite bei niedrigen Photoströmen, welche ein stärkeres Rauschen des Photodetektors bedingen, allerdings durch einen geringeren Querstrom I_6 auch aktiv begrenzt werden, um auf diese Weise höherfrequente Rauschanteile herauszufiltern.

Differenzverstärker

Die Verstärkerschaltung V_2 zum Aufbau des Differenzverstärkers ist als invertierender Verstärker mit Stromsenkenlast ausgeführt. Die Verstärkung der Schaltung, die durch das Kapazitätsverhältnis C_1/C_2 bestimmt wird, hat für die Implementierung mit $C_1=280\text{fF}$, $C_2=14\text{fF}$ und $v_2=350$ einen Wert von 20. Da die Kondensatoren als *MIM*-Kapazitäten

zwischen der fünften und sechsten Verdrahtungsebene ausgeführt sind, also über den aktiven Strukturen angeordnet werden können, erfährt das Design der Pixelzelle durch die für die Implementierung benötigten Flächen keine wesentliche Vergrößerung.

Das Zurücksetzen der Differenzverstärkerschaltung erfolgt mittels des Signals $U_{reset,xy}=0V$. Das Gate von M_{10} wird dabei mit dem Ausgang des Inverters verbunden. Die sich am Gate des Transistors einstellende Spannung entspricht dabei gerade dem Gleichspannungswert am Ausgang des Verstärkers. Dieses Potenzial stellt darüber hinaus als Eingangswert der Komparatoren gleichzeitig die Vergleichspannung $U_{diff,0}$ zur Detektion von positiven und negativen Änderungen der Bestrahlung dar. $U_{diff,0}$ kann durch den Strom I_9 eingestellt werden und berechnet sich für Transistoren im Bereich schwacher Inversion dabei zu:

$$U_{diff,0} = U_{dd} - n_{10} U_t \ln \left(\frac{W_9}{L_9} \frac{L_{10}}{W_{10}} \frac{I_{0,9}}{I_{0,10}} \right) - \frac{n_{10}}{n_9} U_{bias,d} \quad (\text{III.47})$$

Für die Streuung von $U_{diff,0}$ in Abhängigkeit der Schwellspannungsschwankungen der Transistoren M_9 und M_{10} gilt in Anlehnung an die Ausführungen für den Inverter mit Stromquellenlast nach Gleichung (II.12):

$$\sigma_{U_{diff,0}} = \sqrt{\sigma_{U_{T10}}^2 + \left(\frac{g_{m9}}{g_{m10}} \right)^2 \sigma_{U_{T9}}^2} \quad (\text{III.48})$$

Die Dimensionierung der Transistoren M_9 und M_{10} stellt dabei einen Kompromiss zwischen der Größe des Pixels und der Streuung von $U_{diff,0}$ dar. Mit Transistorabmaßen von $W_{9/10}=L_{9/10}=1,2\mu\text{m}$ ist $\sigma_{U_{diff,0}}=7\text{mV}$.

Zur Realisierung einer separaten Abschaltung des Änderungsdetektors ist parallel zum Reset-Transistor M_8 zusätzlich der Transistor M_7 implementiert. Wird dieser mittels $U_{select}=0V$ leitend geschaltet, erfolgt durch den Differenzverstärker keine Signalisierung einer Änderung.

Um eine optimale Funktionsweise des gesamten Bildelementes bezüglich der erwünschten Redundanzunterdrückung zu erzielen, ist es notwendig, dass Leckströme durch die Transistoren M_7 und M_8 , welche mit der Zeit zu einer Veränderung der auf dem isolierten Gate von M_{10} gespeicherten Ladung führen, zu reduzieren. M_7 und M_8 sind daher in einer separaten n-Wanne ausgeführt, deren Potenzial variabel eingestellt werden kann. Durch Anpassung des Potenzials an die Gate-Spannung von M_{10} kann sichergestellt werden, dass die Potenzialdifferenz zwischen den Source-Gebieten von M_7 und M_8 und der n-Wanne niedrig ist, und damit speziell die entsprechenden Diodensperrströme der Schalterelemente zur Wanne, welche den Hauptanteil der Leckströme darstellen, wirksam reduziert werden [KMN⁺01].

Das nichtideale dynamische Verhalten von Transistoren bei der Verwendung als elektronische Schalter kann zu Problemen bei der Integrität der geschalteten Signale führen. Beim Abspeichern von Spannungswerten auf Kapazitäten wird dies vor allem durch die vom Transistor ausgehende Ladungsinjektion hervorgerufen. Unter Ladungsinjektion versteht man in diesem Zusammenhang die durch injizierte Ladungen verursachte Spannungsabweichung auf der Speicherkapazität beim Übergang des Schalters in den sperrenden Zustand. Bei MOS-Schaltern wird dies durch Ladungen aus dem leitfähigen Kanal und den Überlappungskapazitäten des Transistors hervorgerufen [WVR87, SPS87]. Entsprechend des Transistortyps erfolgt beim Öffnen des Schalters dabei ein Aufbringen oder

Absaugen einer bestimmten Ladungsmenge von der Speicherkapazität. Die sich dabei auf der Speicherkapazität einstellende Spannungsänderung hängt von mehreren Faktoren ab, wie beispielsweise der Steilheit der Schaltflanke [Arn02], wird jedoch maßgeblich vom Verhältnis der Kanal- und Überlappungskapazität des Transistorschalters zur angeschlossenen Lastkapazität bestimmt. Da in der vorliegenden Implementierung für die Realisierung der Schalter Transistoren mit Minimalabmaßen gewählt wurden, die Speicherkapazität am Gate von M_{10} , aufgrund des kapazitiv ausgeführten Differenzverstärkers, relativ groß ist und die Signalflanke beim Sperren des Schalters eine niedrige Anstiegsgeschwindigkeit besitzt, hält sich die durch Ladungsinjektion im Speicherknoten hervorgerufene Spannungsänderung in der Größenordnung von $100\mu\text{V}$ in einem tolerierbaren Bereich. Maßnahmen zur Reduktion des Schaltereinflusses, wie beispielsweise Kompensationsschaltungen [EG89], sind somit nicht nötig.

Komparatoren

Mittels der beiden mit dem Differenzverstärker verbundenen Komparatoren kann zwischen einer positiven ($U_{out,+}$) und negativen ($U_{out,-}$) Änderung in der Bestrahlung unterschieden werden.

Das freie Einstellen der Schaltschwellen U_+ und U_- erfolgt durch die Spannungen $U_{bias,+}$ und $U_{bias,-}$ zu:

$$U_+ = U_{dd} - n_{12} U_t \ln \left(\frac{W_{11}}{L_{11}} \frac{L_{12}}{W_{12}} \frac{I_{0,11}}{I_{0,12}} \right) - \frac{n_{12}}{n_{11}} U_{bias,+} \quad (\text{III.49})$$

$$U_- = U_{dd} - n_{14} U_t \ln \left(\frac{W_{13}}{L_{13}} \frac{L_{14}}{W_{14}} \frac{I_{0,13}}{I_{0,14}} \right) - \frac{n_{14}}{n_{13}} U_{bias,-} \quad (\text{III.50})$$

U_+ wird dabei etwas niedriger als $U_{diff,0}$ gewählt, während der Wert von U_- oberhalb von $U_{diff,0}$ liegt. In der vorliegenden Implementierung wurden die Transistorbreiten, bei gleicher Länge wie im Differenzverstärker, darüber hinaus mit $W_{11}=2W_{9/13}$ und $W_{14}=2W_{10,12}$ dimensioniert.

Die Differenz $\Delta U_{+/-}$ zwischen $U_{diff,0}$ und U_+ sowie U_- entsprechend den Gleichungen (III.47), (III.49) und (III.50) berechnet sich zu:

$$\Delta U_+ = U_+ - U_{diff,0} = n_{10/12} U_t \left(\frac{1}{n_{9/11}} \frac{U_{bias,d} - U_{bias,+}}{U_t} - \ln 2 \right) \quad (\text{III.51})$$

$$\Delta U_- = U_- - U_{diff,0} = n_{10/14} U_t \left(\frac{1}{n_{9/13}} \frac{U_{bias,d} - U_{bias,-}}{U_t} + \ln 2 \right) \quad (\text{III.52})$$

Für den Sonderfall gleicher Werte der Spannungen $U_{bias,d}$, $U_{bias,+}$ und $U_{bias,-}$ gilt für $\Delta U_{+/-}$:

$$\Delta U_{+/-} = \mp n_{10/12/14} U_t \ln 2 \quad (\text{III.53})$$

Mit $n_{10/12/14}=1,6$ ergibt sich $\Delta U_{+/-}$ zu 27mV. Diese Differenz genügt nach Gleichung (II.30) mit v_{sf} als dem Verstärkungsfaktor des Source-Folgers entsprechend

$$\frac{dI_{ph}}{I_{ph} \ +/-} = - \frac{C_2}{C_1} \frac{1}{v_{sf} n_{M1} U_t} \Delta U_{+/-} \quad (\text{III.54})$$

zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung von 3,8%. Die Detektion kleinerer relativer Änderungen scheint aufgrund des vergleichsweise niedrigen Signal-Rausch-Verhältnisses des logarithmischen Photodetektors entsprechend Gleichung (II.28) wenig sinnvoll.

Für die Streuung von $U_{+/-}$ in Abhängigkeit der Schwellenspannungsschwankungen der Transistoren gilt äquivalent den Ausführungen zum Differenzverstärker:

$$\sigma_{U+} = \sqrt{\sigma_{UT12}^2 + \left(\frac{g_{m11}}{g_{m12}}\right)^2 \sigma_{UT11}^2} \quad (\text{III.55})$$

$$\sigma_{U-} = \sqrt{\sigma_{UT14}^2 + \left(\frac{g_{m13}}{g_{m14}}\right)^2 \sigma_{UT13}^2} \quad (\text{III.56})$$

Für die Implementierung ergeben sich $\sigma_{U+}=9\text{mV}$ und $\sigma_{U-}=8\text{mV}$. Die Streuung der Spannungsdifferenz $\Delta U_{+/-}$ berechnet sich aus den Gleichungen (III.48), (III.55) und (III.56) entsprechend zu

$$\sigma_{\Delta U+} = \sqrt{\sigma_{U+}^2 + \sigma_{Udiff,0}^2} \quad (\text{III.57})$$

$$\sigma_{\Delta U-} = \sqrt{\sigma_{U-}^2 + \sigma_{Udiff,0}^2} \quad (\text{III.58})$$

wobei für die Realisierung $\sigma_{\Delta U+}$ und $\sigma_{\Delta U-}$ jeweils 12mV sowie 11mV betragen. Gemäß Gleichung (III.54) entspricht dies einer Änderung der Bestrahlungsstärke von zirka 1,8% und 1,6%.

3.2. Digitaler Schaltungsteil

Der Digitalteil des Bildelementes zur Detektion von Änderungen der Bestrahlung setzt sich aus den in Abbildung III.9 dargestellten Ausgabe-, Rücksetz- und Auswahlhaltungen zusammen.

Die Versorgungsspannung der Schaltungen beträgt dabei, wie auch für den Analogteil, 3,3V, allerdings sind die entsprechenden Zuleitungen zur Reduktion von Einflüssen digitaler Schaltvorgänge für Analog- und Digitalteil getrennt ausgeführt.

Ausgabeschaltung

Die Ausgabeschaltung, dargestellt im linken Teil der Abbildung III.9, entspricht in ihrer Funktionsweise der Ausgabe-Logik des zeitbasierten Bildelementes.

Bei Detektion einer Intensitätsänderung am Ausgang der Komparatoren wird dies zuerst mittels $U_{req,yrel}$ dem Zeilen-Arbitrer signalisiert. $U_{out,+}$ ist dazu direkt mit dem Transistor M_{24} verbunden, während der Pegel von $U_{out,-}$ vor der Ansteuerung des Transistors M_{25} durch einen Inverter, bestehend aus M_{18} und M_{19} , gewandelt werden muss. Für die Signalisierung der Spalte durch $U_{req,xrel+}$ und $U_{req,xrel-}$ hängt die Ausgabe zusätzlich vom Status des Signals $U_{ack,yrel}$ ab. An den Ausgängen ist dabei ein als Stromquelle geschalteter PMOS-Transistor (nicht dargestellt) angeschlossen, durch welchen die entsprechenden Signale einer Zeile beziehungsweise Spalte *Wired-NOR*-verbunden sind.

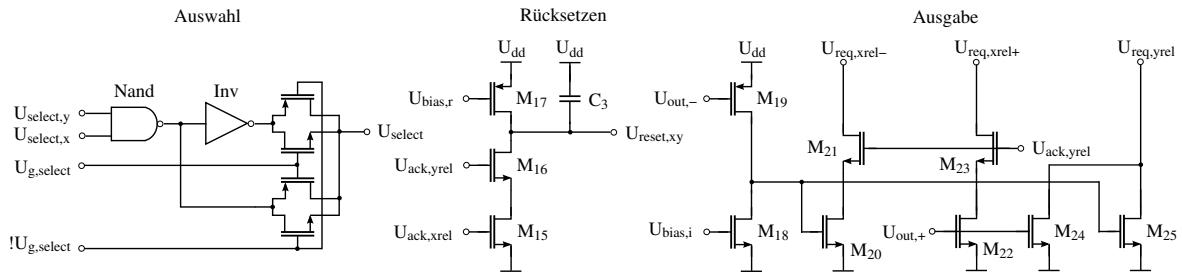


Abbildung III.9: Auswahl-, Rücksetz- und Ausgabeschaltung des Änderungsdetektors

Rücksetzschaltung

Die mittlere Darstellung in Abbildung III.9 zeigt die Rücksetzschaltung des Differenzverstärkers im Änderungsdetektor.

Mit der Quittierung der signalisierten Intensitätsänderung durch die Signale $U_{ack,yrel}=U_{dd}$ und $U_{ack,xrel}=U_{dd}$ wird $U_{reset,xy}$ auf 0 gezogen und im Differenzverstärker das Gate des Transistors M_{10} mit dem Drain verbunden. Wenn $U_{ack,yrel}$ und $U_{ack,xrel}$ auf 0 zurückgesetzt sind, steigt die Spannung über der Kapazität C_3 infolge des durch $I_{bias,r}$ an M_{17} einstellbaren Stromes daraufhin kontinuierlich an. Übersteigt $U_{reset,xy}$ die Schaltschwelle des Transistors M_8 , ist der Rücksetzvorgang des Differenzverstärkers abgeschlossen. Durch Einstellen des Stromes I_{17} kann bei hoher zeitlicher Aktivität in der Szene die Datenrate entsprechend reduziert werden.

Auswahlschaltung

Die Auswahlschaltung zum An- bzw. Abschalten einzelner Änderungsdetektoren ist im rechten Teil von Abbildung III.9 dargestellt.

Die Schaltung besteht aus einem NAND-Gatter zur Verknüpfung der gewählten Zeilen- und Spaltenkoordinaten, einem Inverter und zwei Transmission-Gates. Der Ansatz zur Realisierung mittels Transmission-Gates bringt gegenüber einer herkömmlichen Implementierung, bestehend aus Logikgatter mit komplementären Transistoren, einen Gewinn von sechs Transistoren. Die invertierten Ansteuersignale $U_{g,select}$ und $!U_{g,select}$ der Transmission-Gates zum Anschalten/Abschalten des Änderungsdetektors werden dabei aus Gründen der Flächensparnis nicht im Bildelement selbst erzeugt, sondern separat zur Schaltung geführt.

4. Layout

Abbildung III.10 zeigt das Layout des ATIS-Bildelementes. Das Pixel kann in der physikalischen Implementierung dabei in drei Blöcke unterteilt werden: photosensitives Gebiet, analoger und digitaler Schaltungsteil. Das gesamte Bildelement besitzt eine Größe von $28\mu\text{m} \times 28\mu\text{m}$, was zu einem Raster der Pixel von $30\mu\text{m} \times 30\mu\text{m}$ führt. Der Anteil des photosensitiven Gebietes an der Gesamtfläche des Sensorelementes beträgt dabei zirka 30%.

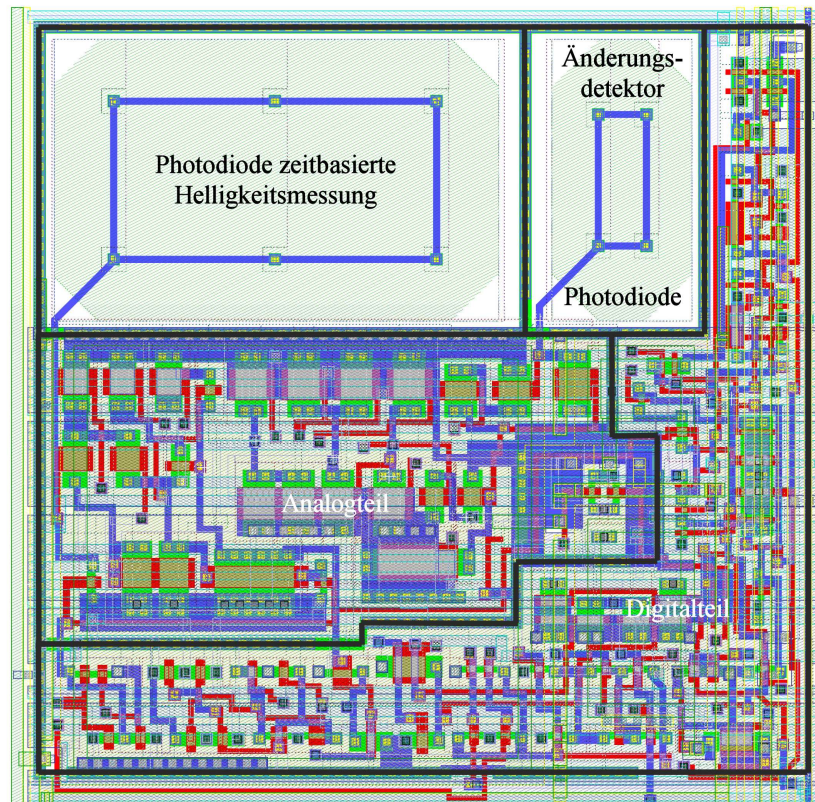


Abbildung III.10: Layout des Bildelementes

Das photosensitive Gebiet setzt sich aus zwei n–Wannen/p–Substrat Photodioden zusammen, wobei das größere der Elemente den Photorezeptor zur zeitbasierten Intensitätsmessung darstellt. Vom Gesichtspunkt der Symmetrie her betrachtet, wäre eine Realisierung der Photodiode zur zeitbasierten Messung um das photosensitive Gebiet des Änderungsdetektors herum ideal. Aufgrund der für ein solches Layout zusätzlich benötigten Fläche, aber vor allem wegen einer deutlich höheren Wahrscheinlichkeit des ungewollten Übersprechens zwischen beiden Elementen, wurde von einer solchen Implementierung abgesehen. Beim Design der Photodioden wurde auf die Vermeidung rechtwinkliger Strukturen und den Einsatz von Guard–Elementen zur Separierung der photosensitiven Gebiete voneinander und von den anderen Teilen der Schaltung sowie auf eine ausreichende Kontaktierung geachtet. Darüber hinaus wurde das allgemein übliche Aufbringen der Salicid–Schicht über den Photodioden unterbunden, wodurch ein wesentlich größerer Anteil der auftreffenden Strahlung zum photosensitiven Gebiet transmittiert wird.

Im analogen Teil des Bildelementes sind der Komparator des zeitbasierten Bildelementes und der Analogteil des Änderungsdetektors zusammengefasst. Die übrigen Komponenten des Pixels sind im Digitalteil vereinigt. Die Betriebsspannungen und Masse–Anschlüsse für analoge und digitale Schaltungsteile sind dabei voneinander getrennt, wie auch für die Schaltungsteile selbst eine Separierung mittels Guard–Strukturen vorgenommen wurde, wodurch eine Einkopplungen digitaler Signale vermieden wird. Während der Analogteil 25% der Pixelfläche umfasst, füllt der Digitalteil 45% eines einzelnen Bildelements.

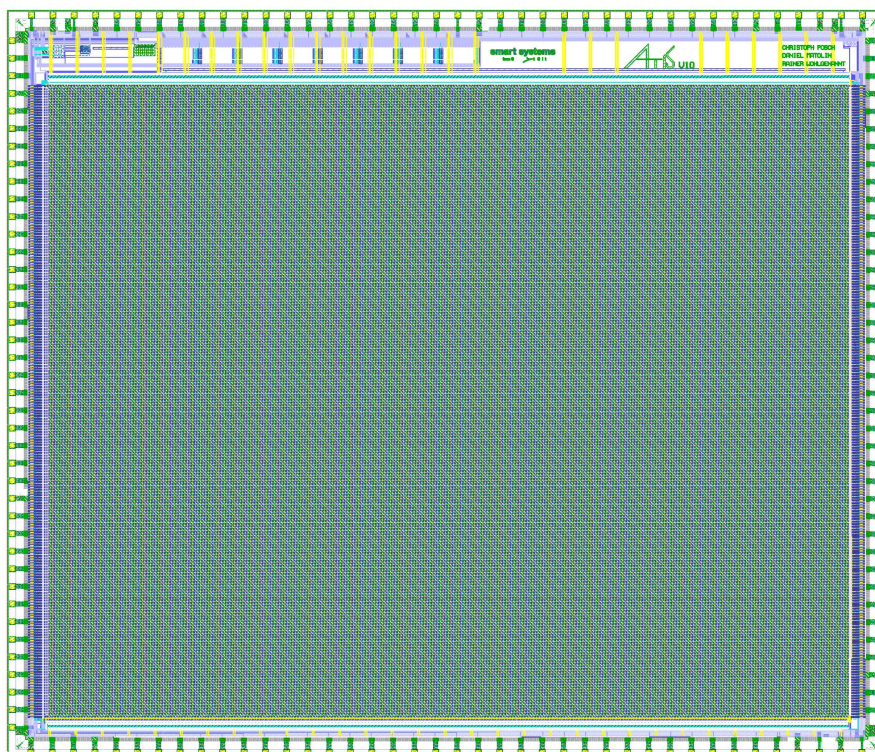


Abbildung III.11: Layout des ATIS

Die Kondensatoren des Änderungsdetektors sind als MIM-Kapazitäten zwischen fünfter und sechster Metallisierungsebene ausgeführt und über den aktiven Schaltungsteilen (mit Ausnahme des photosensitiven Gebietes) angeordnet. Zur Schirmung der Kondensatoren gegenüber Einkopplungen der in der dritten Metallisierungsebene verlaufenden digitalen Signalleitungen und zur Vermeidung von Lichteinfall auf aktive Schaltungsstrukturen, wobei die Photodioden ausgenommen sind, wurde das Bildelement in der vierten Metallisierungsebene großflächig mit Betriebsspannung- und Masse-Leitungen überzogen.

Technologie	UMC L180 MiM/RF 1P6M Standard CMOS
Versorgungsspannung	3,3V (digital), 1,8V (analog)
Schaltkreisfläche	9,9mm × 8,2mm
Optisches Format	2/3"
Anzahl der Pixel	304 × 240 (QVGA)
Pixelgröße	30μm × 30μm
Füllfaktor	30% (20% absolute Intensitätsmessung, 10% Änderungsdetektor)
Pixelkomplexität	77 Transistoren, 3 Kondensatoren, 2 Photodioden
Ausgabeformat	asynchrone Datenübertragung im Adress-Event-Format

Tabelle III.3: Technische Daten der Realisierung

Abbildung III.11 zeigt das Layout des hergestellten Schaltkreises. Die Größe des gesamten Bildsensors mit 304×240 Pixeln beträgt $9,9\text{mm} \times 8,2\text{mm}$, wobei die Sensormatrix selbst eine Fläche von $9,1\text{mm} \times 7,2\text{mm}$ umfasst. Die erste und die letzte Zeile sind dabei jeweils um die halbe Breite eines Pixels versetzt, sodass beim Betrieb des Bildaufnehmers als Zeilensensor in den beiden obersten und untersten Zeilen de facto die doppelte räumliche Auflösung zur Verfügung steht.

Neben dem Sensorfeld sind die entsprechenden Auslese- und Rücksetzschaltungen für die zeitbasierte Belichtungsmessung und die Detektion von Änderungen der Bestrahlung angeordnet. Darüber hinaus beinhaltet die Realisierung die in Abschnitt I.3.1. beschriebene Schaltung zur Messung der mittleren Intensität der auf die Sensormatrix treffenden Strahlung und einen internen Generator nach [DS05] zur Bereitstellung sämtlicher Bias-Spannungen des Schaltkreises.

In Tabelle III.3 sind einige technischen Daten der Implementierung noch einmal zusammengefasst.

Kapitel IV

Messergebnisse

1. Einführung

Am gefertigten Bildsensor wurden umfangreiche optische und elektrische Messungen zur Charakterisierung vorgenommen. Nachfolgend sollen dabei die wichtigsten Ergebnisse bezüglich des Verhaltens sowohl des einzelnen Bildelementes als auch der gesamten Sensor-matrix dargestellt werden.

Abbildung IV.1 zeigt ein Photo des Schaltkreises, wobei der Prototyp in einem *CQFP*¹ mit 160 Anschlüssen gehäust ist. Zur Aufnahme des Schaltkreises fand eine entsprechende Platine [WMP09] Verwendung. Die digitalen Sensordaten wurden wahlweise mittels eines Logikanalysators *AD1692* von Agilent mit einer maximalen Zeitaufösung von 1,25ns oder eines speziell für die Akquirierung asynchroner Daten entwickelten Prozessorsystems [HSP09] auf Basis der bekannten *SPARC*² *V8*-Architektur ausgelesen. Bei einer zeitlichen Auflösung von 10ns können damit deutlich längere Datenströme als bei Verwendung des Logikanalysators aufgezeichnet werden. Zur Charakterisierung der Eigenschaften der analogen Schaltungsteile im Bildelement diente ein Oszilloskop der Marke *LeCroy Wave Runner 6050* mit einer maximalen Abtastrate von 5 Milliarden Werten je Sekunde.

2. Bildelement

Nachfolgend sind wichtige optische und elektrische Parameter der beiden Schaltungsteile des einzelnen Bildelementes auf Pixelniveau dargestellt. Soweit nicht anders aufgeführt ist, wurde dabei kein Objektiv oder ein ähnliches optisches System verwendet.

2.1. Zeitbasierte Messung der Bestrahlung

Integrationskapazität

Wie bereits in Abschnitt I.2.1. aufgeführt ist, setzt sich die Integrationskapazität aus der Sperrschichtkapazität der Diode, der Leitungskapazität des Anschlusses am Komparatoreingang, der Kapazität am Gate des Eingangstransistors der Komparatorschaltung und der parasitären kapazitiven Belastung am Drain des Rücksetz-Transistors zusammen. Die Dimensionierung des Photoelementes wurde dabei aufgrund der vom Hersteller des Schaltkreises bereitgestellten Modelle dieser Kapazitäten vorgenommen. Die Abschätzung der Qualität der Modelle und die Untersuchung von Auswirkungen entsprechender Parameterschwankungen im Herstellungsprozess setzt eine messtechnische Bestimmung der Integrationskapazität voraus.

Aufgrund der, gegenüber der Integrationskapazität, großen, parasitären Anschlusskapazitäten auf einem Schaltkreis ist eine direkte Messung der Integrationskapazität nur schwer möglich. Stattdessen soll ein indirekter, statistischer Ansatz genutzt werden, bei dem die Abhängigkeit des Photonenrauschens von der Integrationskapazität ausgewertet wird. Da das Photonenrauschen als statistischer Prozess betrachtet werden kann, bei dem die

¹Ceramic Quad Flat Package — flache, vierseitige Gehäusebauform aus keramischem Material

²Scalable Processor ARChitecture — skalierbare Prozessorarchitektur

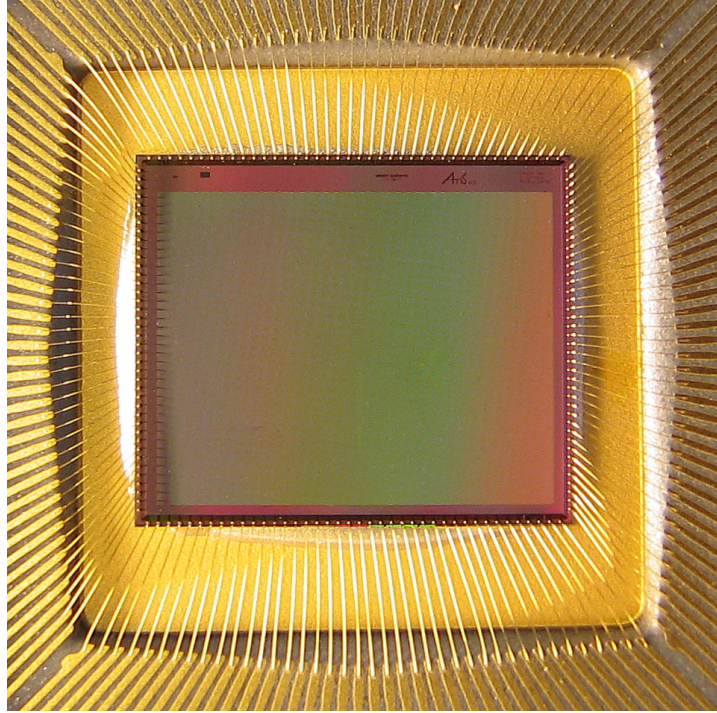


Abbildung IV.1: Photographie des Bildsensors

Anzahl N der bis zu einem bestimmten Zeitpunkt auftreffenden Photonen einer Poisson-Verteilung unterliegt, ist die Zeit bis zum Eintreffen des N -ten Photons entsprechend erlang-verteilt. Nach [Guo02] gilt für den Zusammenhang zwischen der Anzahl der auftreffenden Photonen N , der mittleren Integrationszeit \bar{t}_{int} und der Standardabweichung σ_{tint} der Integrationszeit:

$$N = \left(\frac{\bar{t}_{int}}{\sigma_{tint}} \right)^2 \quad (\text{IV.1})$$

Da bei starker Bestrahlung das Photonenrauschen der dominante Rauschanteil im Photoelement ist, gilt mit

$$C_{int} = \frac{dQ_{int}}{dU_{int}} = e \frac{dN}{dU_{int}} \quad (\text{IV.2})$$

bei hinreichend kleinen Spannungshüben U_{int} um die Diodenspannung U_D der Zusammenhang:

$$C_{int}(U_D) = \frac{e}{U_{int}(U_D)} \left(\frac{\bar{t}_{int}}{\sigma_{tint}} \right)^2 \quad (\text{IV.3})$$

Abbildung IV.2 zeigt die ermittelten Werte der Integrationskapazität in Abhängigkeit von der Spannung U_D über der Photodiode. Gegenüber der modellierten Größe der Integrationskapazität liegt der tatsächlich gemessene Wert um 40% höher. Dies ist einerseits darauf zurückzuführen, dass bei dem vom Hersteller zur Verfügung gestellten Modell von einer Photodiode mit darüberliegender Salicid-Schicht ausgegangen wird, zur Verbesserung des Transmissionsverhaltens während im vorliegenden Design darauf verzichtet wurde, wodurch die Kapazität, entsprechend Messungen, um zirka 25% ansteigt. Andererseits unterliegen Fertigungsparameter, wie beispielsweise die spezifische Kapazität des

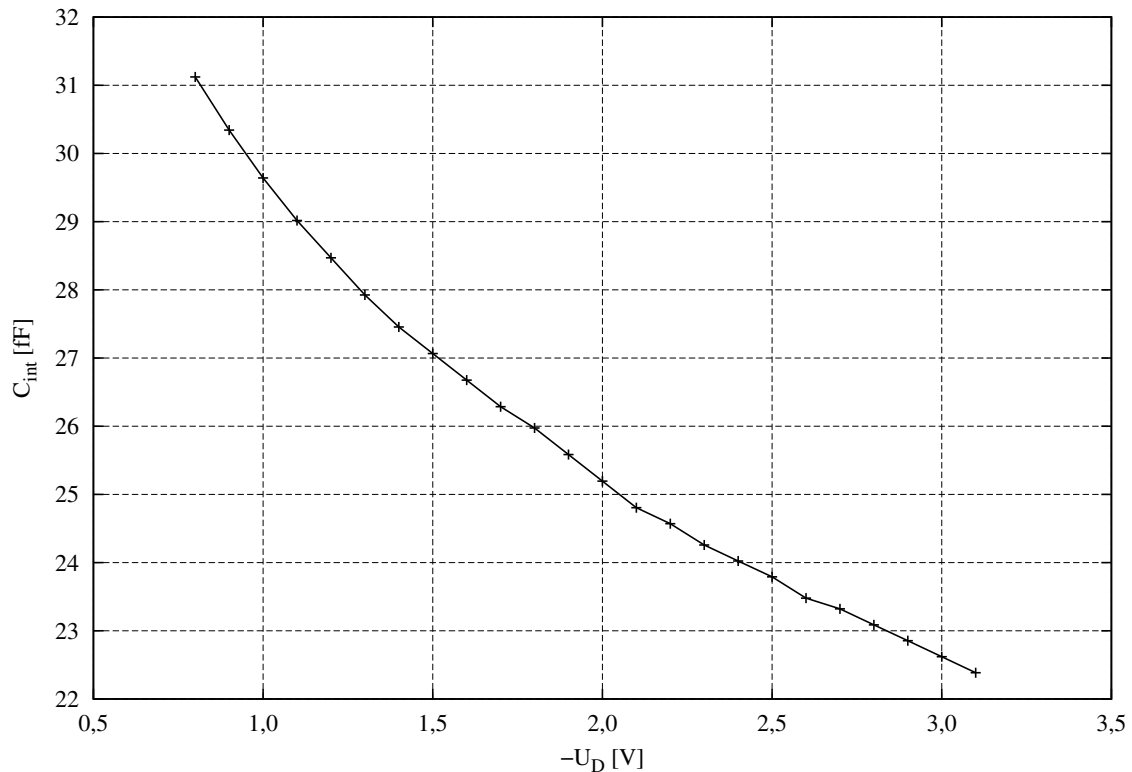


Abbildung IV.2: Gemessene Größe der Integrationskapazität C_{int} in Abhängigkeit der Spannung U_D über der Photodiode

Gateoxids oder die Tiefe der n-Wanne, herstellungsspezifischen Schwankungen im Bereich von teilweise mehr als 10%, wodurch der Wert der Integrationskapazität ebenfalls beeinflusst werden kann. Nicht zuletzt ist der Absolutwert der Sperrschichtkapazität, wenn kein dedizierter Opto-Prozess verwendet wird, normalerweise kein besonders kritischer Parameter, sodass auch entsprechend größere Schwankungen auf Wafer-Niveau im Allgemeinen toleriert werden können.

Dunkelstrom

Anhand der gemessenen Integrationszeit bei abgedunkeltem Bildsensor kann der Dunkelstrom der Photodiode ermittelt werden. Zur Bestimmung eines entsprechenden Mittelwertes für den gesamten Bildsensor wurden die Daten für alle Pixel eines Bildaufnehmers bestimmt. Bei Raumtemperatur beträgt der Dunkelstrom dabei im Mittel näherungsweise 3fA , was einer für konventionelle CMOS-Technologien üblichen Dunkelstromdichte von etwa $2\text{nA}\cdot\text{cm}^{-2}$ entspricht. Bei Verwendung eines dedizierten Opto-Prozesses kann dieser Wert allerdings noch mindestens um den Faktor 100 reduziert werden [TNM⁺07].

Geht man bei “weißem Licht” für eine Beleuchtungsstärke von 1lx vereinfachend vom Auftreffen von 10000 Photonen je Sekunde auf einer Fläche von $1\mu\text{m}^2$ aus [Lic06] und legt einen mittleren Quantenwirkungsgrad des Photoelementes von 50% zu Grunde, entspricht der Dunkelstrom dem generierten Photostrom bei $0,025\text{lx}$.

Dynamikbereich

Der Dynamikbereich bestimmt sich entsprechend Gleichung (II.2) aus dem Verhältnis von längstmöglicher ($t_{int,max}$) zu kürzester ($t_{int,min}$) Integrationszeit:

$$DR = 20dB \cdot \log \left(\frac{t_{int,max}}{t_{int,min}} \right) \quad (IV.4)$$

Die längstmögliche Integrationszeit wird vom Dunkelstrom bestimmt und beträgt für einen Spannungshub $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ von 2V näherungsweise 16s. Die niedrigste Integrationszeit $t_{int,min}$ hingegen kann bei maximaler Bestrahlung gemessen werden. Der entwickelte Sensor weist bei sehr hohen Beleuchtungsichten für einen Spannungshub von 2V minimale Werte für t_{int} im Bereich von 100ns auf. Der Dynamikbereich eines einzelnen Bildelementes beträgt somit 165dB.

Entsprechend den Darstellungen im vorhergehenden Abschnitt zum Dunkelstrom, kann der Dynamikbereich bei der Verwendung eines dedizierten Opto-Prozesses aufgrund der damit einhergehenden Reduktion des Dunkelstromes sicher noch um 40dB erhöht werden.

Zeitliches Rauschen und Signal-Rausch-Verhältnis

Das temporäre Rauschen im zeitbasierten Bildelement und auch das davon abgeleitete Signal-Rausch-Verhältnis können mit Hilfe eines entsprechend ausgestatteten Oszilloskops messtechnisch quantifiziert werden.

Für das als Quotient zwischen dem Effektivwert des Nutzsignals $\overline{U_{sig}}$ und dem bei diesem Nutzsignal existierenden Effektivwert des äquivalenten Rauschsignals $\overline{U_r}$ definierte Signal-Rausch-Verhältnis gilt allgemein:

$$SNR = 10 dB \cdot \log \left(\frac{\overline{U_{sig}^2}}{\overline{U_r^2}} \right) \quad (IV.5)$$

Da der Effektivwert gerade der Standardabweichung eines mittelwertfreien Signals entspricht, folgt mit Gleichung (I.22) zur Beschreibung des Zusammenhangs zwischen Diodenspannung und Integrationskapazität somit:

$$SNR = 10 dB \cdot \log \left(\frac{\overline{t_{int}^2}}{\sigma_{t_{int}}^2} \right) \quad (IV.6)$$

Abbildung IV.3 zeigt das gemessene Signal-Rausch-Verhältnis des zeitbasierten Bildelementes in Abhängigkeit des Spannungshubes $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ und des Photostromes I_{ph} . Für einen Spannungshub von 2V kann dabei, entsprechend den Entwurfsvorgaben, ein Signal-Rausch-Verhältnis von 54dB erreicht werden. Aus der Darstellung ist weiterhin ersichtlich, dass das SNR mit 10dB je Dekade bei Reduktion des Spannungshubes fällt. Für niedrige Spannungshübe ist der Abfall etwas höher, da die Photodiode in diesem Bereich zusätzlich eine reduzierte Integrationskapazität aufweist und das Rauschen der Komparatorschaltung, welches näherungsweise einen Effektivwert von $100\mu V$ besitzt, einen höheren Anteil am Gesamtwert des Rauschens hat. Das Signal-Rausch-Verhältnis ist darüber hinaus vom Photostrom nahezu unabhängig und nimmt erst für niedrigere Photoströme, bedingt durch einen höheren Dunkelstromrauschanteil, etwas ab.

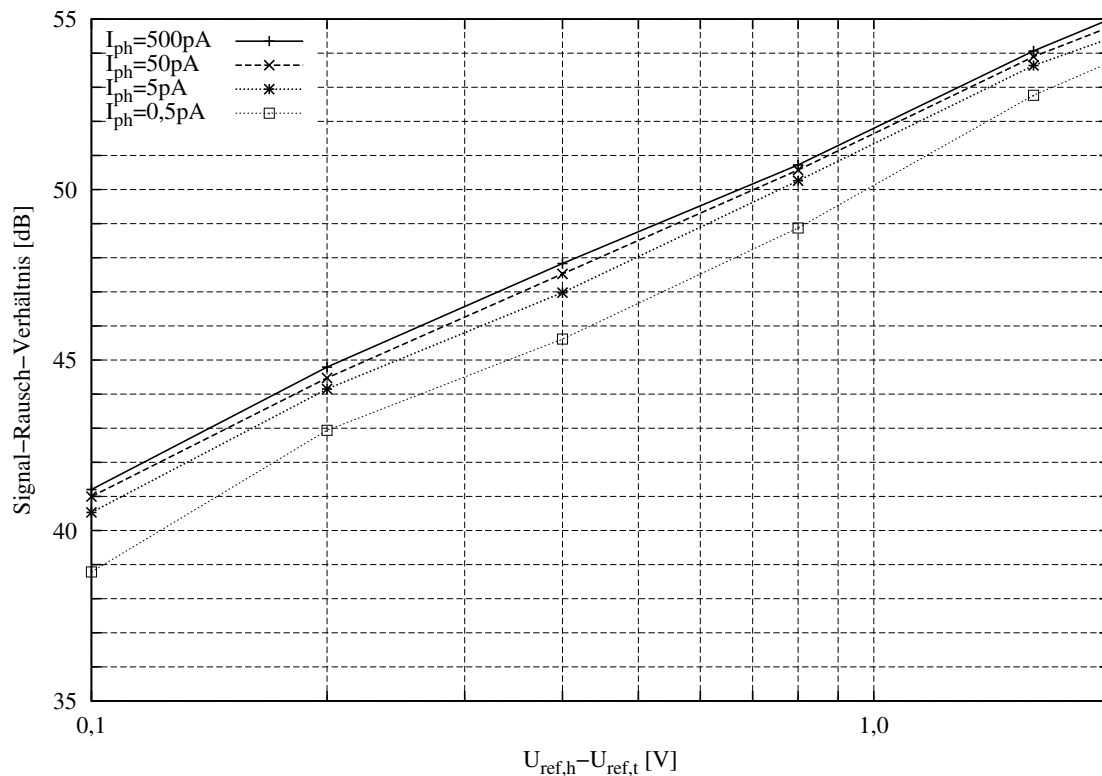


Abbildung IV.3: Gemessenes Signal-Rausch-Verhältnis des zeitbasierten Bildelementes in Abhängigkeit des Spannungshubes $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ und des Photostromes I_{ph}

Zeitbasiertes CDS-Verfahren zur Reduktion des örtlichen Rauschens

Abbildung IV.4 verdeutlicht die Wirksamkeit des vorgestellten zeitbasierten Verfahrens der korrelierten Doppelabtastung bezüglich der Reduktion des Einflusses von zufälligen Verschiebungen ΔU_s der Komparatorschwelle auf die Genauigkeit der Bestimmung der Integrationszeit anhand von Messwerten. Dargestellt ist dabei der relative Fehler $\Delta t_{int,us}/t_{int}$ normiert auf die Verschiebung ΔU_s der Komparatorschwelle für die Bestimmung der Integrationszeit mit und ohne CDS. Für die Messungen wurde die Vergleichsspannung am positiven Komparatoreingang mit einem festen Versatz beaufschlagt. Die nach den Gleichungen (II.20) und (II.21) berechneten theoretischen Verläufe stimmen dabei mit den tatsächlich gemessenen Werten gut überein.

Im Vergleich zur unkompenzierten Zeitmessung ist der Fehler bei der Bestimmung der Integrationszeit mittels des zeitbasierten CDS-Verfahrens für einen Spannungshub von 1V näherungsweise um den Faktor 10 geringer. Da die für die Verschiebung der Komparatorschwelle maßgeblich verantwortlichen Schwellspannungsschwankungen der Transistoren mit der Quadratwurzel der Bauelementefläche abnehmen, kann der Flächenbedarf der Komparatorschaltung, bei gleicher zulässiger Abweichung der Komparatorspannung, somit um den Faktor 100 reduziert werden. Der Darstellung ist weiterhin zu entnehmen, dass die Messungenauigkeit bei Verwendung des CDS-Verfahrens, im Gegensatz zum Standardverfahren, nahezu unabhängig von der Differenz $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ ist, weshalb

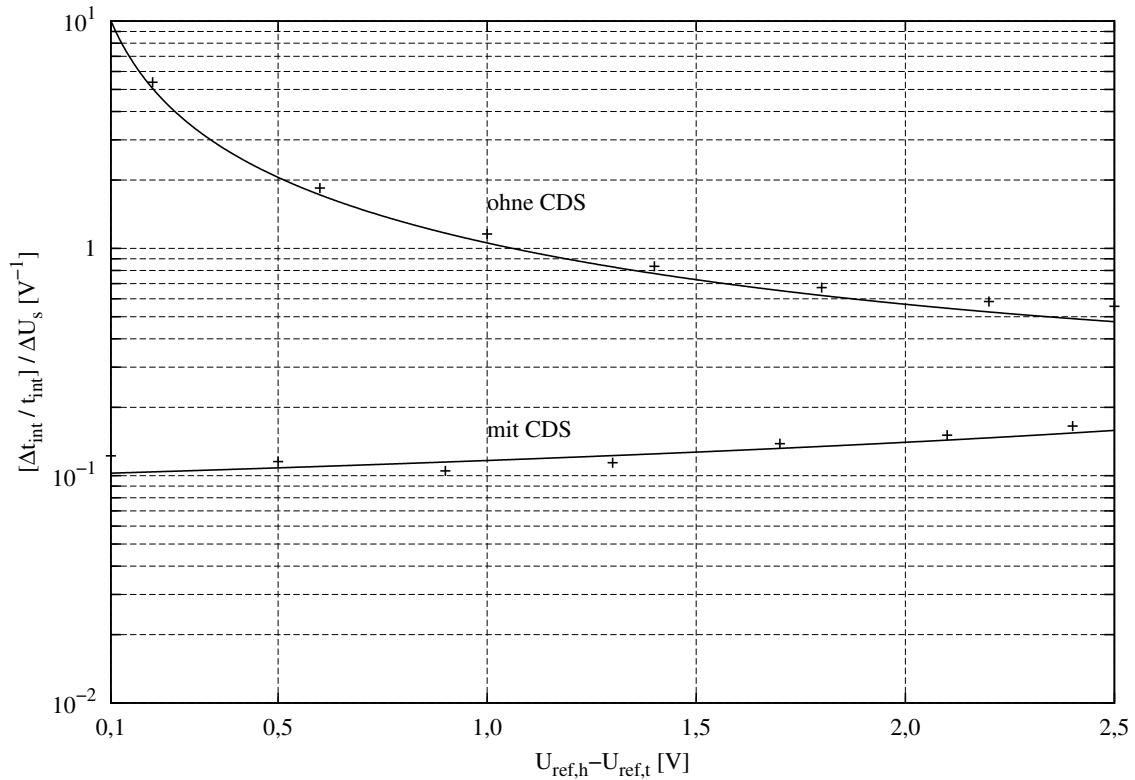


Abbildung IV.4: Vergleich zwischen berechnetem (Linie) und gemessenem (Punkte) relativen Fehler der Integrationszeit t_{int} normiert auf die Verschiebung ΔU_s der Komparatorschwelle als Funktion des Spannungshubes für die Zeitbestimmung mit und ohne CDS

die Reduktion des Fehlers bei niedrigeren Spannungshüben deutlich höher ausfällt. Dies ist besonders bei der Verwendung moderner Fertigungsprozesse mit reduzierten Betriebsspannungen und damit verbundenen niedrigeren Spannungshüben über der Photodiode von Bedeutung.

Zeitbasiertes CDS-Verfahrens zur Reduktion der Stromaufnahme

Neben den in Abschnitt III.2.2. vorgestellten Maßnahmen zur Reduktion der Stromaufnahme der Komparatorschaltung im Ruhezustand kann deren Energieumsatz während der Integrationsphase maßgeblich durch Verwendung des CDS-Verfahrens verringert werden. Wie ebenfalls bereits in Abschnitt III.2.2. dargestellt ist, hängt die Verzögerungszeit des Komparators, welche direkten Einfluss auf die Genauigkeit, mit der die Integrationszeit bestimmt werden kann, hat, maßgeblich von den Strömen I_5 und I_7 ab. Bei Verwendung des CDS-Verfahrens kann I_5 dabei deutlich reduziert werden, da die Verzögerungszeit beim Erreichen der oberen und unteren Vergleichsspannung des Komparators nahezu gleich ist, und diese Verzögerung bei der Bestimmung der Zeitdifferenz somit entfällt.

Abbildung IV.5 illustriert dies für eine Steigung der Spannung über der Photodiode von $-1V/10\mu s$. Die gemessenen Werte stimmen dabei mit den in Tabelle (III.1) aufgeführten Berechnungen gut überein. Aus dem Diagramm ist ersichtlich, dass für den Strom I_5 selbst

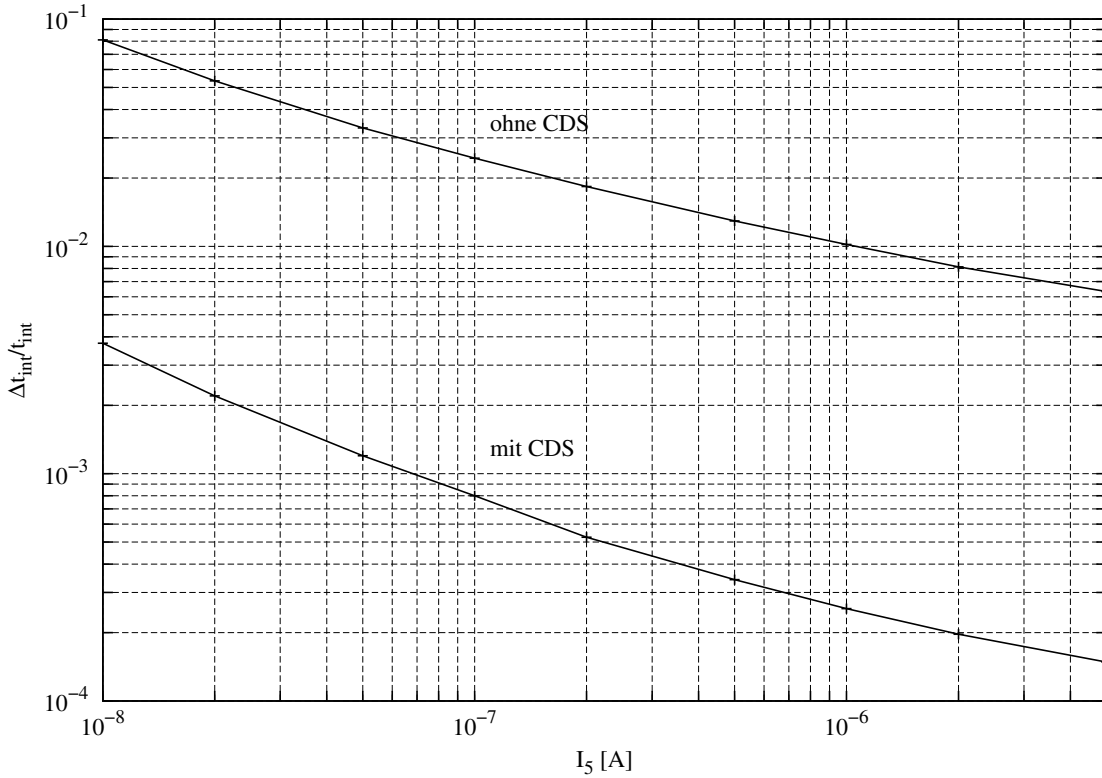


Abbildung IV.5: Gemessener relativer Fehler der Integrationszeit t_{int} in Abhängigkeit des Komparatorstromes I_5 bei einer Steigung der Spannung über der Photodiode von $-1V/10\mu s$ für die Zeitbestimmung mit und ohne CDS

bei einer so starken zeitlichen Änderung der Spannung ein Wert im Bereich von 50nA genügt, um den relativen Fehler $\Delta t_{int,v,cds}/t_{int}$, bei einer angestrebten Auflösung von 8Bit, auf unter 0,25-LSB zu senken. Für niedrigere Änderungsraten im Bereich von $-1V/ms$ genügt ein noch wesentlich geringerer Strom I_5 in der Größenordnung von lediglich 10nA.

Hysteresese der Komparatorschaltung

Entsprechend Gleichung (III.41) gilt für die Hysteresese der Komparatorschaltung mit Transistoren im Bereich schwacher Inversion:

$$\Delta U_{hy} = n_1 U_t \ln \left(\frac{I_5 + I_{H2}}{I_5 - I_{H2}} \right) \quad (IV.7)$$

Sind die Transistoren M_5 und M_{H2} von gleicher Größe, folgt daraus:

$$\Delta U_{hy} = n_1 U_t \ln \left(\frac{1 + e^{\frac{U_{bias,h} - U_{bias,t}}{n_5 U_t}}}{1 - e^{\frac{U_{bias,h} - U_{bias,t}}{n_5 U_t}}} \right) \quad (IV.8)$$

Für $U_{bias,t} - U_{bias,h}/n_5 U_t \gg 0$ gilt dabei mittels Taylor-Entwicklung näherungsweise:

$$\Delta U_{hy} = 2 n_1 U_t e^{-\frac{U_{bias,t} - U_{bias,h}}{n_5 U_t}} \quad (IV.9)$$

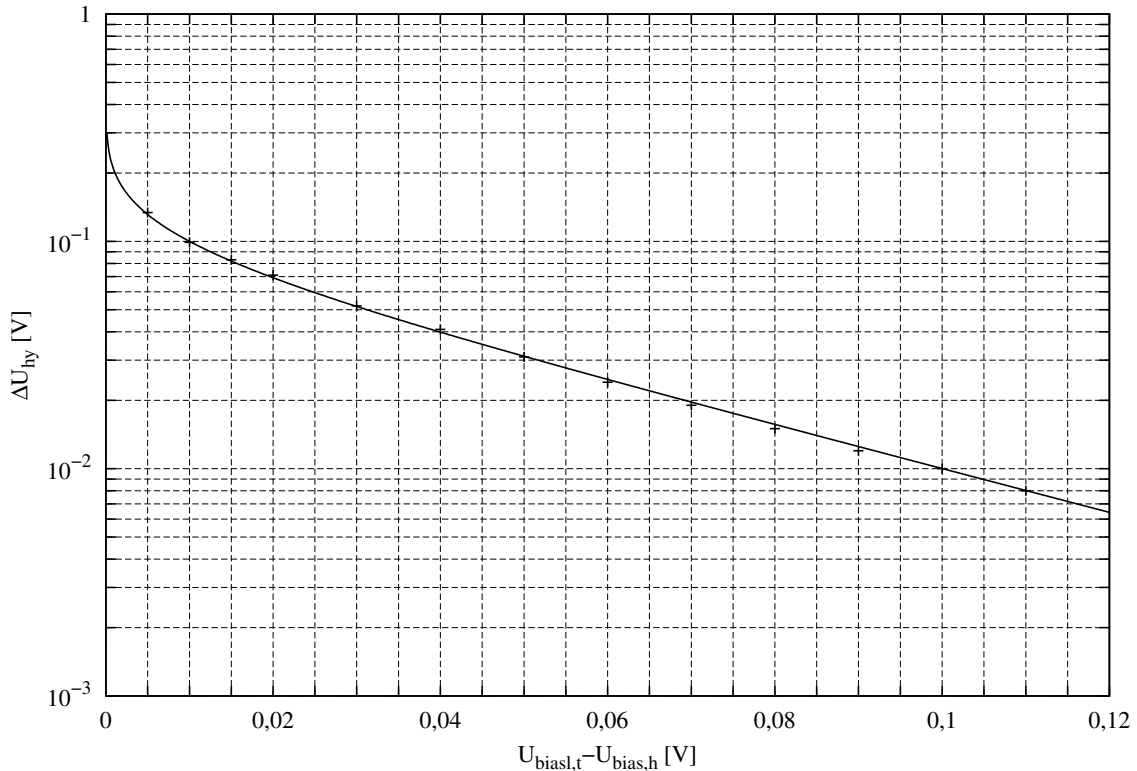


Abbildung IV.6: Vergleich zwischen berechneter (Linie) und gemessener (Punkte) Spannung ΔU_{hy} für die Hysterese der Komparatorschaltung in Abhängigkeit der Spannungsdifferenz $U_{bias,t} - U_{bias,h}$

Abbildung IV.6 zeigt ΔU_{hy} in Abhängigkeit der Spannungsdifferenz $U_{bias,t} - U_{bias,h}$ nach Gleichung (IV.8) sowie die entsprechenden Messwerte für einen Strom I_5 von 100nA. Berechnung und Messung stimmen dabei gut überein.

2.2. Schaltung zur Detektion relativer Änderungen der Bestrahlung

Zur Charakterisierung der Eigenschaften des Änderungsdetektors wurde eine Leuchtdiode als dynamisch ansteuerbare Strahlungsquelle genutzt. Die spektrale Emission des Bauelementes entspricht dabei in erster Näherung der spektralen Augenempfindlichkeit des Menschen [Gmb09].

Dynamikbereich

Der Dynamikbereich des Photorezeptors beträgt entsprechend Gleichung (I.81):

$$DR = 20 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{I_{ph,max}}{I_{du}} \right) \quad (\text{IV.10})$$

Der Dynamikbereich der gesamten Schaltung zur Änderungsdetektion kann entsprechend als Bereich zwischen maximalem und minimalem Photostrom, für den gerade noch eine

bestimmte relative Intensitätsänderung sicher detektierbar ist, definiert werden:

$$DR = 20 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{I_{ph,max,det}}{I_{ph,min,det}} \right) \quad (\text{IV.11})$$

Der Wert von $I_{ph,max,det}$ bestimmt sich durch Sättigungseffekte in der Schaltung des Photorezeptors, während $I_{ph,min,det}$ durch den Dunkelstrom bzw. das Rauschen des Dunkelstromes limitiert wird.

Zur Bestimmung der Werte $I_{ph,max,det}$ und $I_{ph,min,det}$ erfolgte die Bestrahlung des Sensors mittels des Lichtes einer Leuchtdiode, deren Stromfluss rechteckförmig moduliert wurde. Der Quotient aus maximal und minimal emittierter spezifischer Lichtausstrahlung der Leuchtdiode beträgt dabei 2. Die analogen Ansteuerspannungen des Sensors sind für die unterschiedlichen Bestrahlungsstärken gleich belassen worden. Unter der Annahme, dass der Photostrom I_{ph} linear von der Beleuchtungsstärke E_{ph} abhängt, folgt für den Dynamikbereich somit:

$$DR = 20 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{E_{ph,max,det}}{E_{ph,min,det}} \right) \quad (\text{IV.12})$$

Für die gemessenen Werte $E_{ph,max,det}=200000\text{lx}$ und $E_{ph,min,det}=0,1\text{lx}$ beträgt der Dynamikbereich somit 126dB.

Entsprechend den Darstellungen zum Dunkelstrom für den Schaltungsteil zur zeitbasierten Belichtungsmessung kann der Dynamikbereich bei der Verwendung eines dedizierten Opto-Prozesses infolge der damit einhergehenden Reduktion des Dunkelstromes, sicher noch um 40dB erhöht werden.

Detektierbare relative Änderung der Bestrahlung

Die detektierbaren relativen Änderungen des Photostromes in Abhängigkeit der Spannungsdifferenzen $U_{bias,d}-U_{bias,+}$ und $U_{bias,d}-U_{bias,-}$ errechnen sich entsprechend den Gleichungen (III.51), (III.52) und (III.54).

Für den Sonderfall gleicher Werte der Spannungen $U_{bias,d}$, $U_{bias,+}$ und $U_{bias,-}$ konnte eine minimal detektierbare Intensitätsänderung von 3% gemessen werden. Für den Betrieb des Sensors im ATIS-Modus ist die Wahl der Detektionsschwellen im Bereich 10% allerdings üblicherweise ausreichend. Die Spannungsdifferenzen $U_{bias,d}-U_{bias,+}$ und $U_{bias,d}-U_{bias,-}$ betragen dabei zirka $\mp 50\text{mV}$. Abbildung IV.7 zeigt am Beispiel einer Innenraum-Szene mit einer Beleuchtungsstärke von 200lx die dabei darstellbaren Details. Schwarze und weiße Bildpunkte symbolisieren detektierte negative und positive Änderungen in der Bestrahlung. Zur besseren Visualisierung sind in der Darstellung die innerhalb einer Zeitdauer von 67ms (entspricht einer äquivalenten Wiederholrate von 15 Bildern je Sekunde) aufgetretenen Ereignisse akkumuliert abgebildet.

Bandbreite und Latenz

Die Bandbreite der Schaltung zur Detektion der relativen Intensitätsänderungen hängt von den Zeitkonstanten der einzelnen Schaltungsteile ab. Für den Verstärker V_1 im Photorezeptor (M_2-M_4), den Source-Folger (M_5, M_6), den Differenzverstärker (M_9, M_{10}), die Komparatoren ($M_{11}-M_{14}$) und die Rücksetzschaltung ($M_{15}-M_{17}$) werden diese Werte dabei maßgeblich von der Größe des jeweiligen, variabel einstellbaren Querstromes und der



Abbildung IV.7: Darstellung einer Innenraum-Szene mittels des Änderungsdetektors bei zirka 200lx und minimal detektierbaren Änderungen der Bestrahlungsstärke von $\pm 10\%$

Lastkapazität der Stufe bestimmt. Das Verhalten des Detektors, der aus der Photodiode und dem Transistor M_1 besteht, kann entsprechend den Gleichungen (II.25) und (II.26) näherungsweise als das eines Tiefpasses erster Ordnung mit der Grenzfrequenz

$$f_{3dB,aktiv} = \frac{1}{2\pi\tau_{aktiv}} = \frac{1}{2\pi C_{M1,a}} \frac{I_{ph}}{U_t} \quad (IV.13)$$

betrachtet werden. $f_{3dB,aktiv}$ hängt somit linear vom Photostrom I_{ph} ab.

Als Latenz bezeichnet man die Zeitdifferenz, die zwischen dem Zeitpunkt der Änderung der Bestrahlungsstärke und der entsprechenden Anzeige dieser Änderung am Ausgang der Schaltung vergeht. Die Latenz stellt somit einen Grenzwert für die Detektierbarkeit schneller Änderungen der Bestrahlung dar. Nachfolgend soll die Latenz vereinfachend für die Bereiche hoher und niedriger Photoströme betrachtet werden.

Bei niedrigen Photoströmen I_{ph} wird die Latenz $t_{lat,phn}$ der Gesamtschaltung von der Zeitkonstanten $\tau_{aktiv} = C_{M1,a} U_t / I_{ph}$ des Photodetektors bestimmt. Die Latenz ist somit umgekehrt proportional zum Photostrom I_{ph} . Für eine sprunghafte Änderung des Photostromes von I_{ph1} auf I_{ph2} ergibt sich dabei aus der Lösung der Differentialgleichung zur Beschreibung des Umladevorgangs von $C_{M1,a}$ mit Gleichung (II.24) unter der Bedingung $I_{ph2}/I_{ph1} - 1 > dI_{ph}/I_{ph}$ näherungsweise der Zusammenhang:

$$t_{lat,phn} \approx -\ln \left(1 - \frac{I_{ph1}}{I_{ph2}} \frac{dI_{ph}}{I_{ph}} \right) \tau_{aktiv} \quad (IV.14)$$

Bei hohen Photoströmen wird die Latenz maßgeblich vom transienten Verhalten des Differenzverstärkers und der Komparatoren bestimmt. Die Anstiegsgeschwindigkeiten der jeweiligen Ausgangsspannungen werden dabei von der Größe der Umladeströme bestimmt. Da die Transistoren des Differenzverstärkers und der Komparatoren im Arbeitsbereich der schwachen Inversion betrieben werden, sind diese Ströme entsprechend niedrig.

Die Analyse des transienten Verhaltens kann dabei in zwei Teilschritte untergliedert werden. Bei Änderung der Spannung $U_{diff,e}$ am Eingang des Differenzverstärkers steigt bzw.

fällt die Spannung $U_{diff,a}$ an dessen Ausgang in einem ersten Zeitabschnitt $t_{lat,phh1}$ bis zur Schaltschwelle der Komparatoren. Ist deren Schaltschwelle erreicht, ändert sich schließlich auch die Spannung am Komparatorausgang (zweiter Zeitabschnitt $t_{lat,phh2}$).

Der Spannungsverlauf am Ausgang des Differenzverstärkers kann für die Bestimmung von $t_{lat,phh1}$ mittels der Differenzialgleichung

$$\tau_1 \frac{d\Delta U_{diff,a}}{dt} + \Delta U_{diff,a} = -\frac{C_1}{C_2} U_{diff,e}(t) \quad (IV.15)$$

modelliert werden. Für die Zeitkonstante gilt dabei $\tau_1 = C_{diff,a}/g_{m10} \cdot C_1/C_2$ mit der kapazitiven Belastung $C_{diff,a}$ am Ausgang des Differenzverstärkers. Für eine sprunghafte Änderung des Photostromes von I_{ph1} auf I_{ph2} ergibt sich daraus mit Gleichung (III.54) für den Zusammenhang zwischen detektierbarer Photostromänderung dI_{ph}/I_{ph} und der Spannungsdifferenz $\Delta U_{+/-}$ sowie Gleichung (II.23) zur Beschreibung der Abhängigkeiten zwischen Photostromänderung und Spannungsänderung am Ausgang des Photoelementes:

$$t_{lat,phh1} \approx -\ln \left(1 - \frac{1}{\ln \left(\frac{I_{ph2}}{I_{ph1}} \right)} \frac{dI_{ph}}{I_{ph}} \right) \tau_1 \quad (IV.16)$$

Da $\tau_1 \propto g_{m10}$ und $g_{m10} \sim I_{10}$ gelten, ist $t_{lat,phh1}$ gerade umgekehrt proportional zum mittels $U_{bias,d}$ am Transistor M_9 eingestellten Querstrom I_9 . Für den Betrieb der Schaltung im Bereich der schwachen Inversion bedeutet dies, dass $t_{lat,phh1}$ bei linearer Reduktion von $U_{bias,d}$ exponentiell steigt.

Zur Bestimmung von $t_{lat,2}$ muss zwischen den Komparatoren für die Detektion positiver und negativer Änderungen der Bestrahlungsstärke unterschieden werden. Bei der Detektion positiver Änderungen erfolgt das Umladen der Kapazität $C_{out,+}$ am Ausgang des Komparators (M_{11} und M_{12}) durch den Transistor M_{12} . Unter der Voraussetzung eines entsprechend schnellen Anstieges der Ausgangsspannung $U_{diff,a}$ des Differenzverstärkers steigt der durch M_{12} gelieferte Strom dabei sehr stark an, sodass die zum Laden von $C_{out,+}$ benötigte Zeit $t_{lat,phh2+}$ gegenüber $t_{lat,phh1}$ näherungsweise vernachlässigt werden kann. Bei der Detektion einer negativen Änderung der Bestrahlungsstärke wird der Transistor M_{14} hingegen gesperrt, und der vom Transistor M_{13} gelieferte Konstantstrom sorgt für das Umladen der Ausgangskapazität $C_{out,-}$. Für $t_{lat,phh2-}$ gilt damit näherungsweise:

$$t_{lat,phh2-} \approx \frac{C_{out,-}}{I_{13}} (U_{dd} - U_{s18,19}) \quad (IV.17)$$

wobei $U_{s18,19}$ die Schaltschwelle des dem Komparator nachgeschalteten Inverters (M_{18} und M_{19}) ist. Wird der Transistor M_{13} im Bereich der schwachen Inversion betrieben, folgt daraus:

$$t_{lat,phh2-} \approx \frac{L_{13}}{W_{13}} \frac{C_{out,-}}{I_{0,13}} e^{-\frac{U_{bias,-}}{n_{13} U_t}} (U_{dd} - U_{s18,19}) \quad (IV.18)$$

Es besteht somit eine exponentielle Abhängigkeit der Latenz $t_{lat,phh2-}$ von der Spannung $U_{bias,-}$.

Abbildung IV.8 zeigt die Latenz in Abhängigkeit der Beleuchtungsstärke und des Querstromes I_9 im Differenzverstärker beispielhaft für die Detektion negativer Intensitätsänderungen von 10% bei einem Sprung der Beleuchtungsstärke von -50%. Wie in den

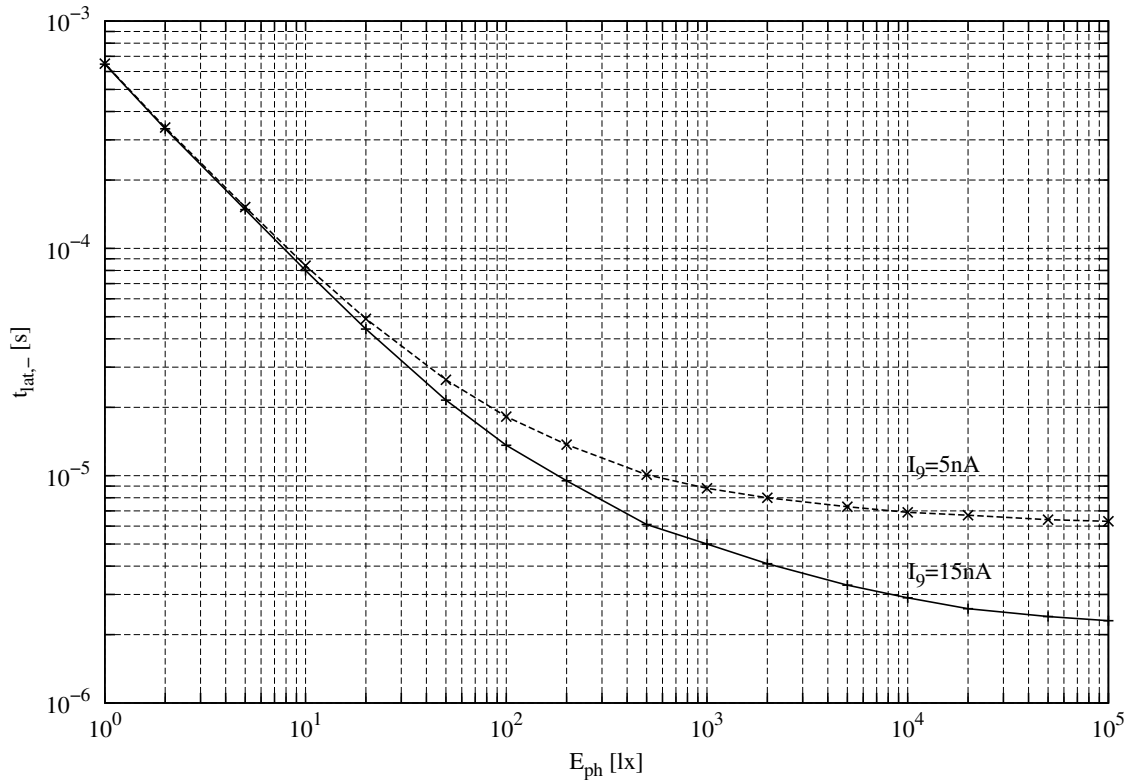


Abbildung IV.8: Gemessene Latenz bei der Dektection negativer Intensitätsänderungen von 10% für einen Sprung der Beleuchtungsstärke von -50% in Abhängigkeit der Beleuchtungsstärke E_{ph} und dem im Differenzverstärker eingestellten Querstrom I_9

vorhergehenden Betrachtungen ausgeführt ist, hängt die Latenz für niedrige Strahlungsdichten umgekehrt proportional vom Photostrom ab. Für größere Photoströme ist dieser Zusammenhang weniger stark ausgeprägt, da die Latenz in diesem Bereich maßgeblich von den Querströmen im Differenzverstärker und den Komparatoren bestimmt wird.

Der Wert der Latenz ist selbst bei niedrigen Beleuchtungsstärken ausreichend, um einen möglichst verzögerungsfreien Beginn der zeitbasierten Belichtungsmessung zu gewährleisten. Weiterhin kann die Latenz beim Betrieb des Pixels mit den entsprechenden Ansteuerungen und ausreichender Beleuchtung auf Werte unter $1 \mu\text{s}$ gesenkt werden. Dadurch eignet sich der Bildaufnehmer, speziell in der Konfiguration als Zeilensensor, besonders gut zur Detektion schneller Intensitätsänderungen.

Leistungsaufnahme

Anders als im Schaltungsteil zur Messung des Absolutwertes der Strahlungsstärke ist im Änderungsdetektor prinzipbedingt ein permanenter Stromfluss zu verzeichnen. Wie im vorhergehenden Abschnitt dargestellt ist, bestimmt die Größe der statischen Querströme in den einzelnen Funktionsblöcken deren Bandbreite und damit die Latenz der Schaltung. Je nach den Erfordernissen hinsichtlich der Verzögerungszeiten bei der Detektion von Intensitätsänderungen können die Ströme mittels der entsprechenden Spannungen gere-



a)



b)

Abbildung IV.9: Innenraum-Szenen

gelt werden. Beim Betrieb des Bildsensors unter Normalbedingungen (keine gesteigerten Anforderungen bezüglich der Verzögerungszeiten) beträgt die Gesamtsumme der Ströme im Rückkoppelverstärker des Photodetektors, Source-Folger, Differenzverstärker und den Komparatoren zirka 50nA . Mit einer Versorgungsspannung von $3,3\text{V}$ ergibt sich daraus für ein Bildelement im Ruhezustand bzw. bei geringer Aktivität eine Leistungsaufnahme von 165nW , für das gesamte Pixelfeld entsprechend ein Wert von lediglich 12mW .

3. Sensorfeld

Nachdem im vorhergehenden Abschnitt optische und elektrische Eigenschaften des Bildelementes auf Pixelebene dargestellt wurden, soll im Folgenden das Verhalten des gesamten Bildaufnehmers betrachtet werden. Neben einer separaten Darstellung der beiden Teilsensoren wird dabei auch auf deren Zusammenschaltung eingegangen.

3.1. Zeitbasierte Messung der Bestrahlung

Dynamikbereich

Abbildung IV.9 zeigt zwei mit dem Sensor aufgenommene Innenraum-Szenen. Abbildung IV.9 a entstand dabei unter Tageslichtbedingungen, während für die Aufnahme von Abbildung IV.9 b Leuchtstofflampen der Bürobeleuchtung zur Verfügung standen. Die vom Bildaufnehmer ermittelten Integrationszeiten wurden unter Verwendung einer Histogramm-Äqualisation auf 256 Grauwerte umgerechnet. Darüber hinaus blieben die vom Sensor gelieferten Daten unverändert. Der Dynamikbereich der aufgenommenen Szenen beträgt dabei jeweils zirka 60dB .

Dieser Wert befindet sich bereits am oberen Ende des maximal darstellbaren Dynamikbereiches konventioneller Bildsensoren. Wie im Abschnitt I.4.3. ausgeführt ist, liegt der Dynamikumfang natürlicher Szenen jedoch deutlich höher. Um den durch den Bildsensor

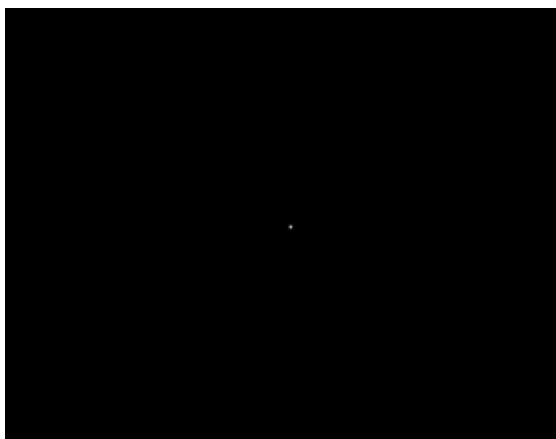
abbildbaren Dynamikbereich unter definierten Umgebungsbedingungen zu ermitteln, wurde ein entsprechender Laboraufbau verwendet. Zur Erzeugung einer hohen Bestrahlungsstärke diente dabei eine weißes Licht abstrahlende Hochleistungsleuchtdiode. Die dem Bildsensor vorgeschaltete Optik wurde auf die Oberfläche der Leuchtdiode fokussiert. Abbildung IV.10, mit der Fortsetzung in Abbildung IV.11, zeigt eine entsprechende Aufnahme zur Bestimmung des Dynamikbereiches. Um eine bessere Visualisierung der Ergebnisse mittels 256 Graustufen zu erzielen, wurde der gesamte Bereich der abgebildeten Bestrahlungsstärke in sieben Teilbereiche zerlegt. Beginnend bei Abbildung IV.10 a ist die kürzeste Integrationszeit dem Grauwert 255 zugeordnet, eine 255fach größere Integrationszeit resultiert im Wert 0. In Abbildung IV.10 b wird in Folge die gegenüber dem Maximalwert von Abbildung IV.10 a um den Faktor 10 höhere Integrationszeit auf den Grauwert 255 normiert. Dies geschieht fortlaufend bis zu Abbildung IV.11 g (Faktor 1000000). Die vom Sensor gewonnenen Daten sind dabei unbearbeitet. Abbildung IV.11 h zeigt zusätzlich eine Darstellung des Bildes unter Verwendung einer Histogramm-Äqualisation zur Kontrastverbesserung in den dunkleren Bereichen der Szene.

Die kürzeste Integrationszeit beträgt für die Aufnahme 350ns, während die längste Belichtungszeit mit 4,7s gemessen wurde. Entsprechend Gleichung (II.2) errechnet sich daraus ein Dynamikbereich von 143dB. Gegenüber dem gemessenen Dynamikbereich eines einzelnen Pixels ergibt sich dabei eine Differenz von lediglich 20dB. Die Abweichung hat einerseits schaltungstechnische Ursachen, rührt andererseits aber auch von Unzulänglichkeiten des Messaufbaus her. So wird die Erzeugung kürzerer Belichtungszeiten einerseits von der Stärke der vorhandenen Lichtquelle begrenzt, für wesentlich stärkere Strahlungsquellen tritt andererseits allerdings auch eine Limitierung durch die Laufzeit in der Ausgabeschaltung auf. Das Auslösen längerer Integrationszeiten war durch die vorhandenen Möglichkeiten zur Abdunkelung in der aufgenommenen Szene begrenzt.

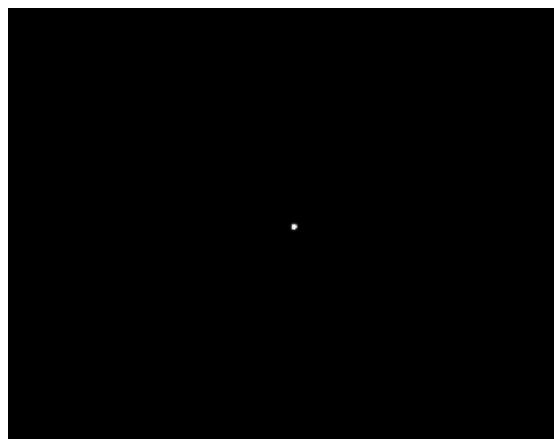
Für die Aufnahme bewegter Szenen ist eine Integrationszeit von 4,7s allerdings zu hoch. Um auch die Abbildung solcher Szenen mit einem hohen Dynamikbereich zu ermöglichen, kann die untere Referenzspannung $U_{ref,t}$ entsprechend erhöht werden. Da sich damit in gleichem Maß jedoch die Integrationszeit für stark bestrahlte Pixel verringert, wird der darstellbare Dynamikbereich gegebenenfalls durch die Ausleseschaltung limitiert. Entsprechend den Ausführungen in Abschnitt II.4.1. kann zur Bestimmung des Grauwertes allerdings auch die Zeit zwischen dem Zurücksetzen der Photodiode und dem Erreichen der oberen Referenzspannung $U_{ref,h}$ herangezogen werden. Die Information über den Zeitpunkt des Zurücksetzens wird dabei, je nach Betriebsmodus, aus der Signalisierung des Änderungsdetektors (ATIS-Modus), dem globalen Rücksetzsignal (globaler Rücksetzmodus) oder dem Erreichen der oberen Schwelle im Pixel der vorhergehenden Zeile in der gleichen Spalte (sequenzieller Rücksetzmodus) gewonnen. Die Integrationszeit für sehr dunkle Bereiche in der Szene kann damit um einen Faktor von näherungsweise 25 reduziert werden. Für eine äquivalente Bildwiederholrate von 25 je Sekunde wird damit ein Dynamikbereich von zirka 130dB abbildbar.

Örtliches Rauschen

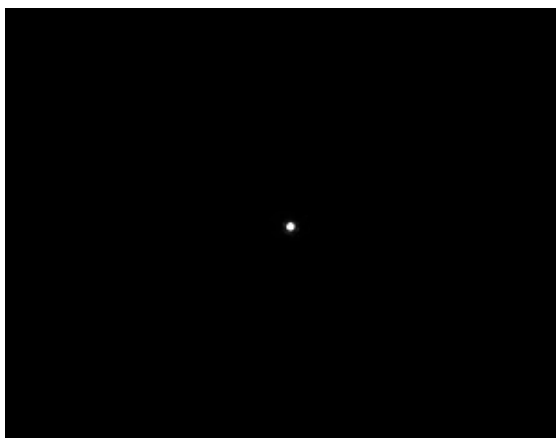
Die Messung des örtlichen Rauschens (*Fixed-Pattern Noise*) des Bildaufnehmers stellte sich aufgrund des Mangels einer entsprechend homogenen Lichtquelle als entsprechend kompliziert heraus. Als zusätzlich erschwerend bezüglich einer gleichmäßigen Bestrahlung kam die relativ große Sensorfläche hinzu. Von Randeffekten der äußeren Pixel abgesehen,



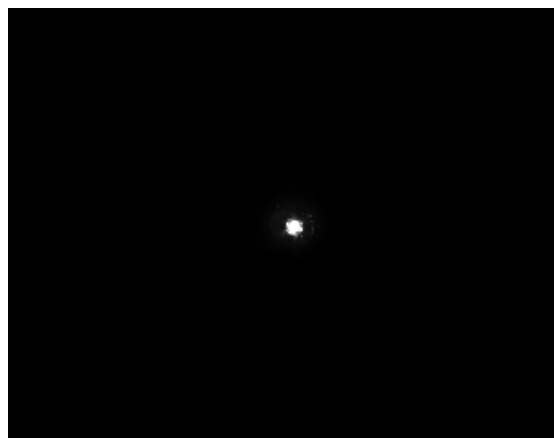
a) 1x



b) 10x



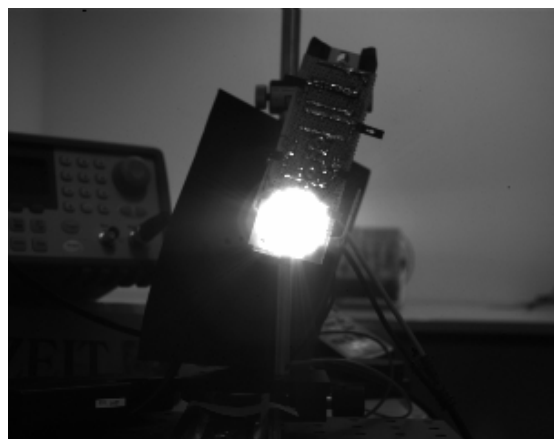
c) 100x



d) 1000x

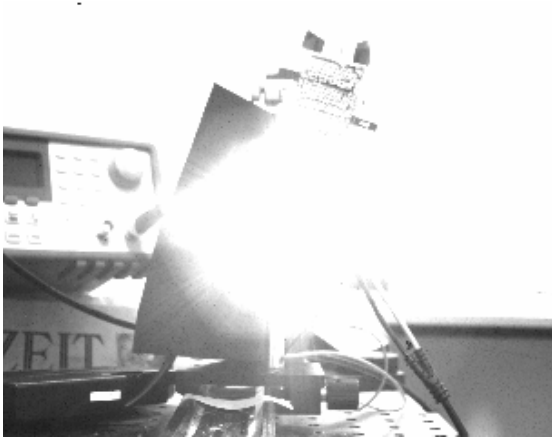


e) 10000x

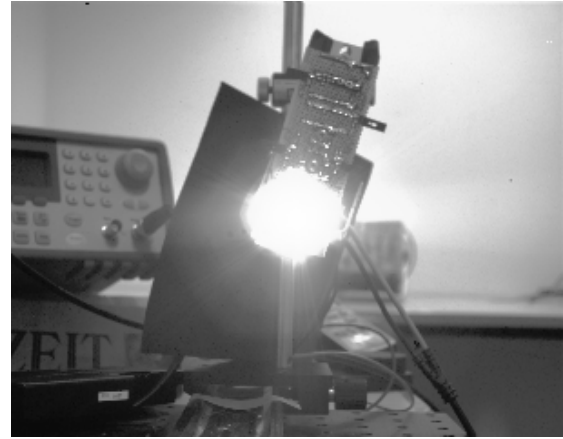


f) 100000x

Abbildung IV.10: Aufnahme mit hohem Dynamikbereich



g) 1000000x



h) Histogramm-Äqualisation

Abbildung IV.11: Aufnahme mit hohem Dynamikbereich (Fortsetzung von Abbildung IV.10)

konnte mittels Messungen für das *Fixed-Pattern Noise* des Sensors eine Standardabweichung kleiner 0,25% ermittelt werden. Niedrigere Werte sind mit dem zur Verfügung stehenden Messaufbau nicht nachweisbar. Wenn die für den Fertigungsprozess angegebenen Werte für die statistischen Schwankungen der Kenngrößen der Bauelemente korrekt sind, kann der bei der Messung auf Pixelebene ermittelte Wert von 0,2% somit sehr wahrscheinlich erreicht werden.

Betrachtungen zur Belichtungssteuerung

Für die Belichtungssteuerung bei Digitalkameras mit konventionellem, integrierendem Bildsensor stehen grundsätzlich zwei Möglichkeiten zur Verfügung: Belichtungszeit und Blende. Äquivalent zum mechanisch ausgeführten Verschluss bei analogen Kameras wird die Belichtungszeit, hier die Zeit zwischen Beginn und Ende der Integration des Photostromes, bei Digitalkameras elektronisch geregelt. Die mechanische Blende hat zwei Funktionen: Einerseits kann mittels der Blendenöffnung die Bestrahlungsstärke des Sensors geregelt werden, andererseits beeinflusst die Blende die Schärfentiefe der Abbildung. Eine kleine Blendenöffnung (große Blendenzahl κ) erhöht dabei die Schärfentiefe, reduziert allerdings die Bestrahlungsstärke auf dem Sensor. Die reduzierte Bestrahlungsstärke $E_{ph,s}$ auf dem Bildsensor in Abhängigkeit der Blendenzahl κ errechnet sich näherungsweise zu [Oht08]

$$E_{ph,s} \approx \frac{R_{opt} T_{opt}}{4 \kappa^2} E_{ph,o} \quad (\text{IV.19})$$

mit der Bestrahlungsstärke $E_{ph,o}$ in der Objektebene, dem Reflexionsgrad R_{opt} der Oberfläche und dem Transmissionsgrad T_{opt} des optischen Systems (hier Objektiv). Wenn man davon ausgeht, dass Normalobjektive typischerweise eine kleinstmögliche Blendenzahl von 1,4 aufweisen, und vereinfachend von $R_{opt}=1$ und $T_{opt}=1$ ausgegangen wird, so ist die Bestrahlungsstärke auf dem Bildsensor mindestens um den Faktor 8 niedriger als die entsprechende Bestrahlungsstärke in der Objektebene. Und bei einer Blendenzahl von

3 beispielsweise, bereits um einen Faktor 36 geringer. Zusätzlich ist noch anzufügen, dass die in einer aufgenommenen Szene abgebildeten Objekte stark unterschiedliche Reflexionsgrade besitzen können.

Bei zeitbasierten Bildsensoren bestimmt jedes Pixel seine Belichtungszeit prinzipiell selbst. Darüber hinaus kann, in gleicher Weise wie bei konventionellen Bildaufnehmern, die Belichtung mittels der Blendenöffnung geregelt werden. Je niedriger die Bestrahlungsstärke in der Szene, desto weiter ist dabei die Blende für möglichst kurze Integrationszeiten zu öffnen. Zusätzlich, in Äquivalenz zur elektronisch gesteuerten Belichtungszeit bei konventionellen Bildaufnehmern, erfolgt die Belichtungsregelung mittels Verschiebung der unteren Referenzspannung $U_{ref,t}$. In Kombination mit der Blendenöffnung wird der Wert von $U_{ref,t}$ bei der Aufnahme von Szenen mit geringer Ausleuchtung entsprechend angehoben.

Abbildung IV.12 zeigt die Aufnahme einer Szene für verschiedene Spannungshübe $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ zwischen 0,1V und 2V. Es wurde bewusst eine eher schwach beleuchtete Szenerie gewählt, wobei für die Aufnahme in einem Büro mit geschlossenen Jalousien und Leuchtstofflampen als Strahlungsquellen eine mittlere Beleuchtungsstärke von lediglich 300lx vorherrschte. Als Optik fand ein 8mm-Objektiv mit einer Blendenzahl von 2,5 Verwendung. Entsprechend den in Abbildung IV.3 dargestellten Messergebnissen des Signal-Rausch-Verhältnisses beträgt die durch das zeitliche Rauschen limitierte Auflösung des Grauwertes bei $U_{ref,h} - U_{ref,t} = 2V$ gerade 9Bit, für 0,75V entsprechend 8,5Bit, bei 0,25V noch 7,5Bit und für 0,1V immer noch 7Bit. Dabei ist selbst für niedrige Spannungshübe und die schwache Beleuchtung subjektiv kaum ein Unterschied in der sehr guten Bildqualität zwischen den einzelnen Aufnahmen zu erkennen. Um die geringen Differenzen besser zu visualisieren, sind die Grauwerte für einen Ausschnitt in der Bildmitte im Flächendiagramm IV.13 detaillierter dargestellt. Die obere linke Ecke der Aufnahmen in Abbildung IV.12 besitzt die Koordinaten Zeile=1 und Spalte=1. Die Standardabweichung der Grauwerte für einen Spannungshub von 0,1V kann für den im Diagramm dargestellten Bereich dabei zu 0,79% bestimmt werden. Dies entspricht gerade dem am einzelnen Bildelement ermittelten Wert von $1/7\text{Bit}^2$. Ein weiterer Grund für die ausgezeichnete Bildqualität, auch bei niedrigen Spannungsdifferenzen $U_{ref,h} - U_{ref,t}$, ist die Unterdrückung des örtlichen Rauschens mittels korrelierter Doppelabtastung.

Weiterhin zeigte die Analyse der Integrationszeiten, dass deren Werte für die aufgenommene Szene bei einem Spannungshub von 0,1V zwischen $63\mu\text{s}$ und 20ms variieren, wobei der Mittelwert bei 1,7ms liegt. Selbst die Integrationszeit für das am schwächsten von der Szene beleuchtete Bildelement entspricht somit einer möglichen äquivalenten Bildwiederholrate von 50fps. Damit kann gezeigt werden, dass zeitbasierte Bildsensoren auch bei schwacher Szenenbeleuchtung zur Aufnahme von Bewegtbildern geeignet sind.

Generierung von Referenzbildern

Für die Generierung eines Standbildes bzw. Referenzbildes im ATIS-Modus stehen zwei der in Abschnitt II.4.3. vorgestellten Verfahren zur Verfügung: der globale Rücksetzmodus und das sequenzielle Rücksetzverfahren II. Wie bereits an dieser Stelle ausgeführt ist, eignet sich die Verwendung des globalen Rücksetzmodus, aufgrund der Limitierung des Durchsatzes der Ausleseschaltung, speziell bei Abbildung homogener Szenen, jedoch nur für das Auslesen kleinerer Teilbereiche des gesamten Sensorfeldes bzw. bei einer globalen Verringerung der Bestrahlungsstärke des Sensors mittels reduzierter Öffnung der Blende

a) $U_{ref,h} - U_{ref,t} = 2V$ b) $U_{ref,h} - U_{ref,t} = 0,75V$ c) $U_{ref,h} - U_{ref,t} = 0,25V$ d) $U_{ref,h} - U_{ref,t} = 0,1V$

Abbildung IV.12: Aufnahmen einer Szene mit der Auswertung unterschiedlicher Spannungshübe über der Photodiode

auch für die gesamte Sensormatrix. Eine geringere Blendenöffnung bewirkt allerdings auch im ATIS-Modus, bei einer dann deutlich niedrigeren Auslastung der Ausleseschaltung, unnötigerweise eine erhöhte Integrationszeit.

Um die Ausleseschaltung bei der Generierung von Referenzbildern gleichmäßiger auszulasten und damit die Bildqualität bei gleichzeitig reduzierter Bildaufnahme- und Integrationszeit zu verbessern, wurde das sequenzielle Rücksetzverfahren II implementiert. Entsprechend Gleichung (II.54)

$$t_{bi} = \left(\frac{\Delta U_{seq}}{U_{ref,h} - U_{ref,t}} \frac{N_z}{S_z} + 1 \right) t_{int} \quad (IV.20)$$

hängt die Aufnahmezeit des Gesamtbildes dabei von der Anzahl der Zeilen N_z des Sensors, der Anzahl der zu Beginn der Bildaufnahme gleichzeitig zurückgesetzten Zeilen S_z , der Spannungsdifferenz $\Delta U_{seq} = U_{dd} - U_{ref,h}$, dem Integrationshub $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ und der

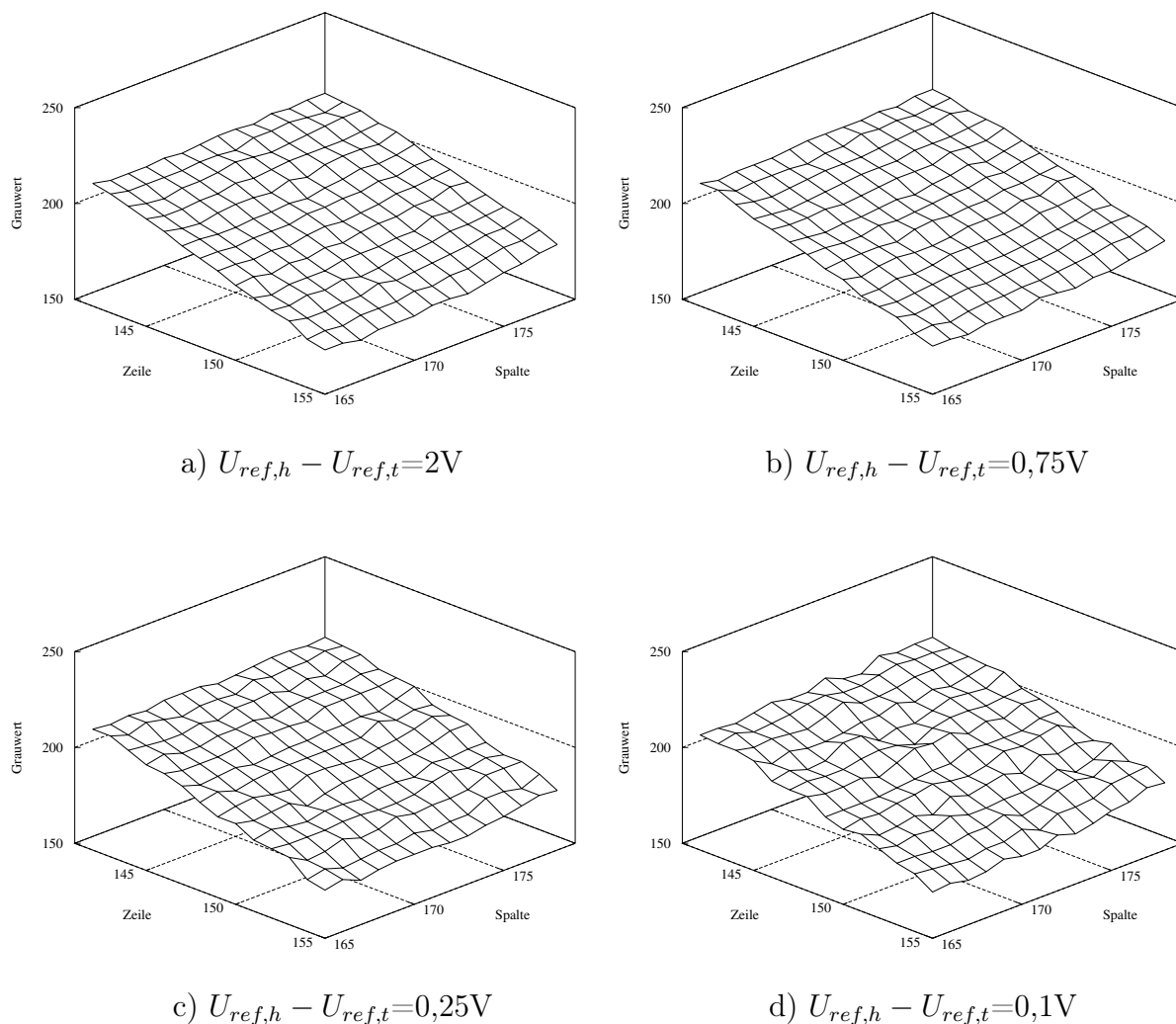


Abbildung IV.13: Detaillierte Darstellung der Grauwerte eines Abschnitts in der Bildmitte der Aufnahmen von Abbildung IV.12

Integrationszeit t_{int} ab. Da $t_{int} \sim U_{ref,h} - U_{ref,t}$ gilt, wird der erste Summand in Gleichung (II.54) bei näherer Betrachtung nicht vom Spannungshub $U_{ref,h} - U_{ref,t}$, sondern nur von ΔU_{seq} bestimmt.

Um eine kurze Aufnahmezeit des Bildes zu erzielen, sollte $U_{ref,h}$ daher, speziell für schwach bestrahlte Szenen, möglichst hoch gewählt werden. Der maximal einstellbare Wert von $U_{ref,h}$ hängt dabei von der statistischen Streuung der Komparatorschwelle im Sensorfeld ab, wobei garantiert sein muss, dass die Logik im Pixel beim Zurücksetzen sicher in den entsprechenden Anfangszustand übergeht. Mit einer Standardabweichung der Komparatorschwelle von 13mV, entsprechend den Ausführungen zur Implementierung in Abschnitt III.2.1., ergibt sich ein Wert von $4 \cdot \sigma \approx 50mV$. Unter der Annahme einer normalverteilten Zufallsgröße liegt die Komparatorschwelle von 99,994% der Pixel im Bereich von $\pm 50mV$ um den Nominalwert. Wird $U_{ref,h}$ für $U_{dd} = 3,3V$ auf 3,25V angehoben, so schalten im statistischen Mittel also lediglich zwei Pixel nicht korrekt. Durch Messungen konnte der Wert von $U_{ref,h} = 3,25V$ bestätigt werden, wobei noch keine Ausfälle von Pixeln auftraten.



a)



b)

Abbildung IV.14: Referenzbildaufnahmen mittels sequenziellen Rücksetzmodus

Abbildung IV.14 a zeigt beispielhaft eine Aufnahme eines Referenzbildes bei starker Szenenaktivität. Die mittlere Beleuchtungsstärke bei bedecktem Himmel betrug hinter Fensterglas näherungsweise 3000lx. Mit $U_{ref,h}=3,25V$, $U_{ref,t}=2V$ und einer selektierten Zeile ($S_z=1$) als Ausgangspunkt des sequenziellen Rücksetzmodus ergab sich eine Aufnahmezeit des Gesamtbildes von lediglich 40ms, was einer äquivalenten Bildwiederholrate von 25fps entspricht.

In Abbildung IV.14 b ist eine Szenarie mit einer deutlich geringeren Bestrahlung dargestellt. Bei der abendlichen Aufnahme im Innenraum betrug die mittlere Beleuchtungsstärke im Abbildungsbereich der Kamera zirka 100lx. Das aufgenommene Bild besteht dabei einerseits aus einem sehr kontrastreichen Teil in der Mitte und homogenen Abschnitten am rechten Rand. Für die gleichen Einstellungen wie bei der Aufnahme von Abbildung IV.14 a ergibt sich eine Zeit t_{bi} von 1,5s. Für eine weitere Reduktion der Aufnahmezeit im sequenziellen Betriebsmodus kann die Generierung des Bildes zusätzlich in mehreren Zeilen S_z gleichzeitig gestartet werden. Mit $S_z=8$ folgt für die Aufnahme der Szene ein Wert von $t_{bi}=0,2s$. Entsprechend dem zweiten Summand in Gleichung (II.54), der proportional dem Spannungshub $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ ist, kann durch die Anhebung von $U_{ref,t}$ eine weitere Verringerung der Aufnahmezeit erzielt werden. Mit $U_{ref,t}=2,9V$ folgt für das Bild $t_{bi}=85ms$, was einer äquivalenten Bildwiederholrate von 12fps entspricht. Im ATIS-Modus kann selbstverständlich eine deutlich höhere Wiederholrate eines einzelnen, einer Veränderung der Bestrahlungsstärke ausgesetzten Bildpunktes erzielt werden. Die automatische Belichtungssteuerung einer handelsüblichen Digitalkamera (in diesem Fall Canon Digital Ixus 860 IS) schlägt für die Aufnahme der gleichen Szene, ohne Blitzlicht, eine Belichtungszeit von $1/6s$ vor. Um unter Benutzung des globalen Rücksetzmodus eine Abbildung ähnlicher Qualität, ohne Artefakte im Bereich homogener Flächen, zu erhalten, muss die Blendenzahl von 1,5 auf 3,5 erhöht und der Spannungshub $U_{ref,h} - U_{ref,t}$ mindestens verdoppelt werden. Die Zeit t_{bi} zur Aufnahme eines Bildes erhöht sich dabei auf zirka 0,4s, die Integrationszeit t_{int} um den Faktor 10.

3.2. Änderungsdetektor

Dynamikbereich

Der Dynamikbereich des Änderungsdetektors auf Sensorniveau kann mittels einer rotierenden Anordnung und der Verwendung von Neutraldichtefiltern sehr gut reproduzierbar bestimmt werden. Eine aus zehn Segmenten bestehende Schlitzscheibe weist beispielsweise bei Bestrahlung, gerade fünf positive und fünf negative Intensitätsübergänge auf, welche vom Sensor bei Rotation idealerweise detektiert werden. Die auf den Sensor treffende Strahlungsleistung wurde im Experiment durch wechselnde Neutraldichtefiler (ND-Filter) im Strahlengang reduziert. Abbildung IV.15 und Abbildung IV.16 zeigen die entsprechenden Messergebnisse. Beginnend bei Abbildung a (ohne Filter) ist die von der Szenarie auf dem Sensor abgebildete Strahlung pro Darstellung jeweils um den Faktor 10 reduziert. Die Abschwächung der Strahlungsdichte wird dabei mittels der dem Kürzel *ND* nachgestellten Zahl, im Maßstab des dekadischen Logarithmus, angegeben. Die Beleuchtungsichte in der Objektebene lag für die Aufnahmen im Bereich von näherungsweise 5000lx, als Optik fand ein 16mm-Objektiv mit einer Blendenzahl von 1,4 Verwendung. Die Ansteuerspannungen der Schaltung sind für die unterschiedlichen Messungen gleich belassen worden. Zur besseren Visualisierung sind die vom Sensor jeweils innerhalb einer Zeitdauer von 40ms detektierten Änderungen akkumuliert dargestellt.

Aus den Aufnahmen ist ersichtlich, dass bis zu einem Wert von ND6 gute Ergebnisse erzielbar sind. Bei einer weiteren Reduktion der auf den Sensor treffenden Strahlungsdichte steigt das Rauschen im Verhältnis zur Signalstärke auf ein unakzeptabel hohes Niveau. Als Dynamikbereich des Änderungsdetektors kann entsprechend

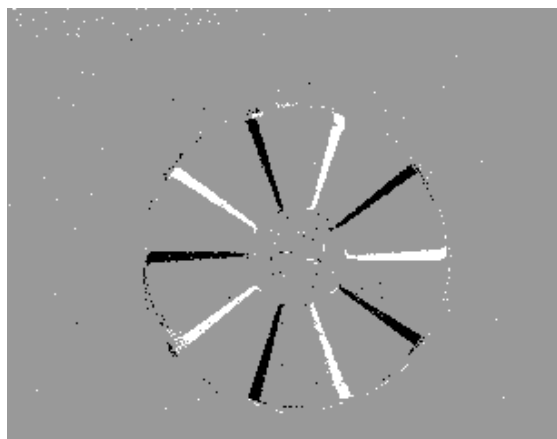
$$DR = 20 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{E_{ph,max}}{E_{ph,min}} \right) = 20 \text{ dB} \cdot \log \left(\frac{1}{10^{-6}} \right) \quad (\text{IV.21})$$

somit ein Wert von 120dB angegeben werden. Dies stimmt gut mit den bei Messungen am einzelnen Pixel erzielten 126dB überein.

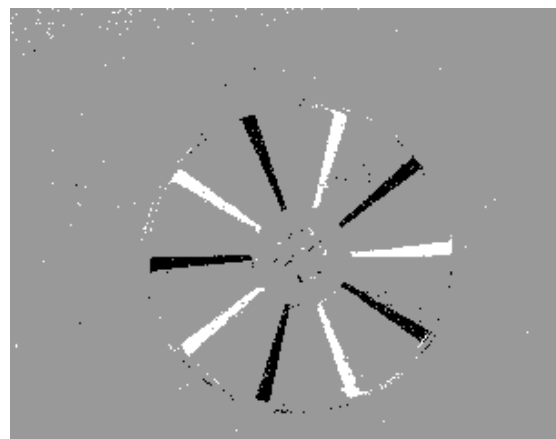
Aufnahme schneller Bewegungen

Für die Visualisierung der Fähigkeit des Sensors zur Detektion schneller Bewegungen bietet sich ebenfalls eine rotierende Anordnung an. Abbildung IV.17 zeigt die Aufnahme einer mit 6000 Umdrehungen pro Minute bewegten Scheibe mit einem Durchmesser von 75mm. Auf dem weißen Hintergrund ist dabei in 27mm Abstand zum Rotationszentrum ein dunkler Punkt mit einem Durchmesser von 10mm aufgebracht. In Abbildung IV.17 a sind die ausgelesenen Ereignisse über einen Zeitraum von 1ms summiert dargestellt, während in Abbildung IV.17 b für die gleiche Aufnahme eine Akkumulationsdauer von 50µs gewählt wurde. Als Optik fand ein 35mm-Objektiv mit einer Blendenzahl von 1,4 Verwendung. Die Beleuchtungsstärke auf dem Objekt betrug näherungsweise 2000lx. Eine Zeitauflösung von 50µs entspricht dabei äquivalent 20000 Bildern je Sekunde.

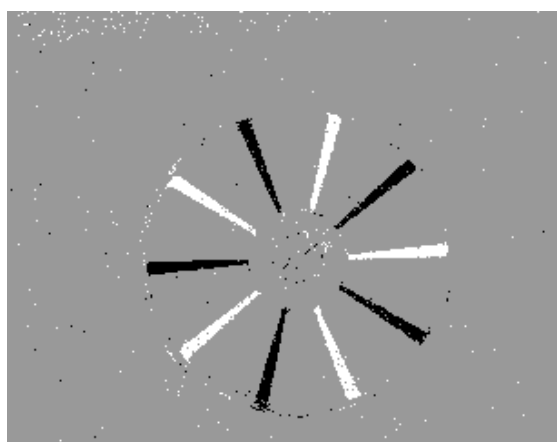
Die gewählten analogen Ansteuerspannungen des Bildelementes zur Änderungsdetektion lassen dabei, entsprechend den Betrachtungen zur Latenz eines einzelnen Bildelementes, Raum für die Detektion noch schnellerer Bewegungen, die allerdings mit den zur Verfügung stehenden mechanischen Aufbauten ohne Gefährdung des Experimentators nicht erzielt werden konnten.



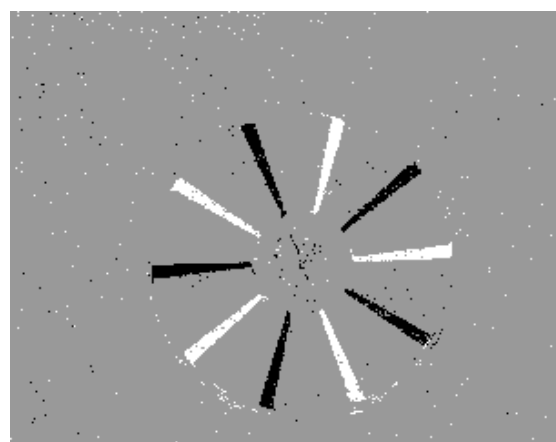
a) ND0



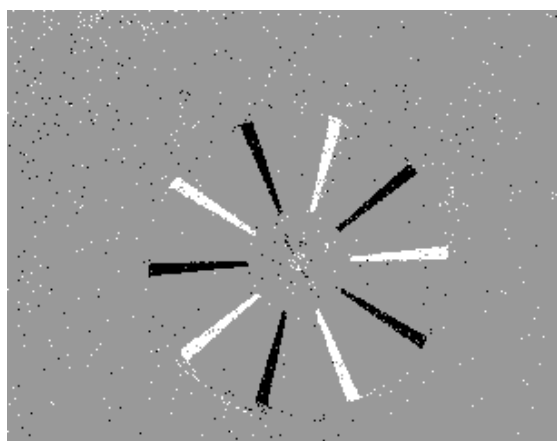
b) ND1



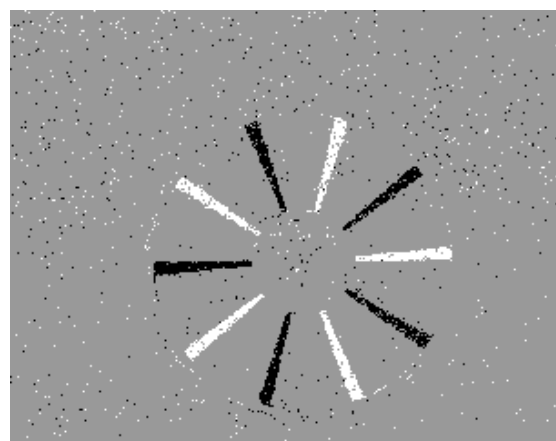
c) ND2



d) ND3

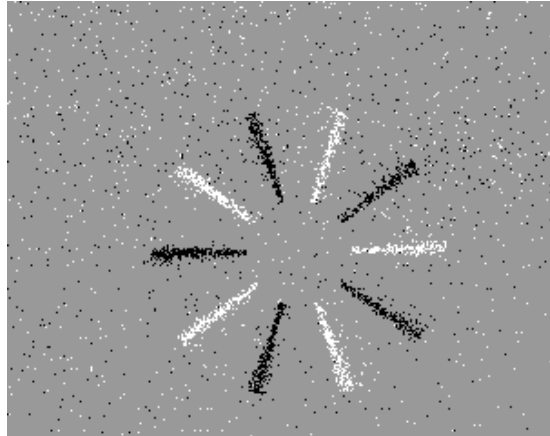


e) ND4



f) ND5

Abbildung IV.15: Aufnahmen einer rotierenden Schlitzscheibe mit verschiedenen Neutral-dichtefiltern zur Bestimmung des Dynamikbereiches



g) ND6

Abbildung IV.16: Aufnahmen einer rotierenden Schlitzscheibe mit verschiedenen Neutraldichtefiltern zur Bestimmung des Dynamikbereiches (Fortsetzung von Abbildung IV.15)

Reduktion der Leckströme am Speicherknotten des Differenzverstärkers

Um die Leckströme durch die Transistoren M_7 und M_8 entsprechend Abbildung III.8, welche mit der Zeit zu einer Veränderung der auf dem isolierten Gate von M_{10} gespeicherten Ladung führen, zu reduzieren, wurden M_7 und M_8 in einer separaten n-Wanne ausgeführt, deren Potenzial variabel eingestellt werden kann. Durch Anpassung des Potenzials an die Gate-Spannung von M_{10} kann sichergestellt werden, dass die Potentialdifferenz zwischen den Source-Gebieten von M_7 und M_8 und der n-Wanne niedrig ist, und damit speziell die entsprechenden Diodensperrströme der Schalterelemente zur Wanne, welche den Hauptanteil der Leckströme darstellen, wirksam reduziert werden.

Ein Wert von U_{nwanne} größer der Spannung am isolierten Gate von M_{10} induziert dabei +–Ereignisse (Komparator zur Detektion positiver Intensitätsänderungen wird ausgelöst). Ein niedrigeres Potenzial an U_{nwanne} verursacht durch Leckströme der umgekehrten Polarität hingegen, nach einer entsprechenden Zeit, ––Ereignisse (Komparator zur Detektion negativer Intensitätsänderungen gibt ein Signal aus). Die Anzahl der jeweils ausgelösten Ereignisse nimmt für eine beispielhaft gewählte Spannung von $U_{bias,d}=0,5V$ zwischen $U_{nwanne}=3,3V$ und $U_{nwanne}=2,69V$ kontinuierlich ab und steigt für geringere Werte von U_{nwanne} entsprechend wieder an. Betrachtet man nur ein einzelnes Bildelement, so kann der Leckstrom durch die Wahl eines geeigneten Potenzials der n-Wanne auf nahezu 0 reduziert werden.

Bei der Verwendung des Verfahrens in der gesamten Sensormatrix wirken sich hingegen statistische Schwankungen der Bauelementeparameter der Transistoren im Differenzverstärker negativ auf die Bestimmung eines für alle Bildelemente optimalen Wertes von U_{nwanne} aus. Darüber hinaus spiegeln sich statistische Schwankungen der Komparatorschwellen und der Leckströme in unterschiedlichen Werten für die mittlere Zeit zwischen zwei nicht durch Änderungen der Bestrahlungsstärke induzierten Ereignissen wider. Messungen haben dabei gezeigt, dass die nicht änderungsinduzierte Hintergrundaktivität bei

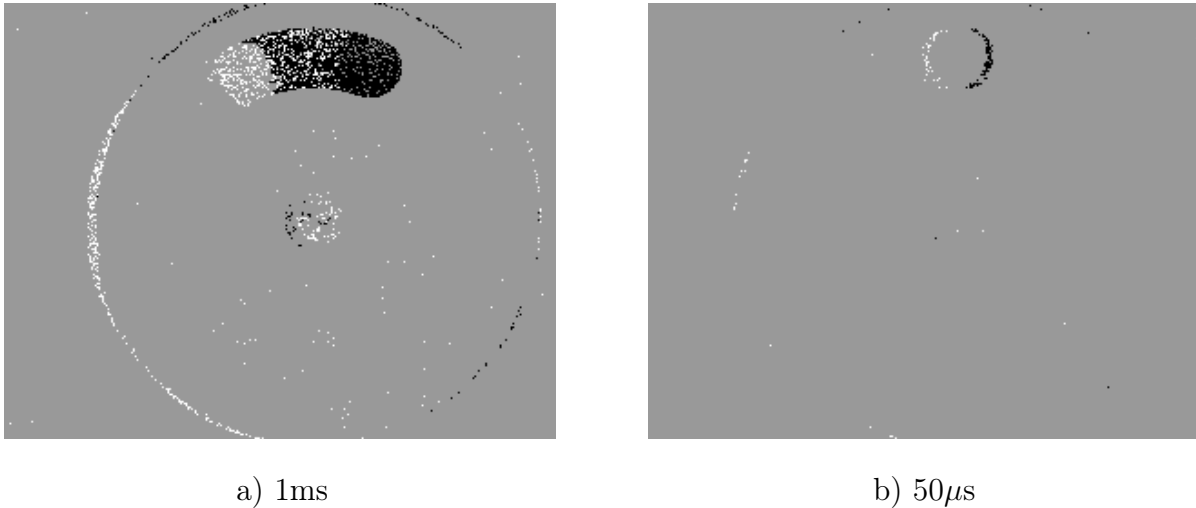


Abbildung IV.17: Aufnahme eines schnell bewegten Objektes

Detektionsschwellen von $\pm 10\%$ für die gesamte Sensormatrix trotzdem von zirka 25000 Ereignissen je Sekunde auf weniger als 2000 Ereignisse je Sekunde gesenkt werden kann. Eine Anhebung der Detektionsschwellen mindert diesen Wert natürlich entsprechend.

3.3. ATIS–Modus

Im ATIS–Modus wird im jeweiligen Bildelement nur bei Detektion einer Helligkeitsänderung eine zeitbasierte Messung des Absolutwertes der Bestrahlungsstärke ausgelöst.

Inwiefern der Bildaufnehmer seine inhärente Fähigkeit zur Redundanzunterdrückung und eine damit verbundene niedrige Datenrate gegenüber konventionellen Sensoren ausspielen kann, hängt somit stark von der Aktivität in der Szene ab. Diesbezüglich ganz besonders geeignet ist der Bildsensor daher für Aufgaben im Überwachungsbereich. Bei der Observation beispielsweise von Räumen, die nur selten betreten werden, bestimmt allein die Hintergrundaktivität des Änderungsdetektors (siehe auch vorhergehender Abschnitt) die zu übertragende Datenrate. Das auftretende Datenvolumen ist dabei um zirka zwei Größenordnungen niedriger als bei konventionellen Bildaufnehmern.

Neben der Szenenaktivität bestimmt zusätzlich, wie auch bei anderen Kompressionsverfahren, die angestrebte Bildqualität den erzielbaren Kompressionsgrad. Beim vorliegenden Sensor kann die Qualität des Grauwertbildes maßgeblich durch die Sensitivität des Änderungsdetektors, und dabei speziell durch die Wahl der Schwellen des Komparators, beeinflusst werden. Eine gesteigerte Empfindlichkeit bezüglich Intensitätsänderungen hat dabei allerdings auch eine Erhöhung der Sensitivität gegenüber nicht bewegungsinduzierten Spannungsänderungen am Eingang des Differenzverstärkers (Entladung des Speicherknotens und Rauschen) zur Folge.

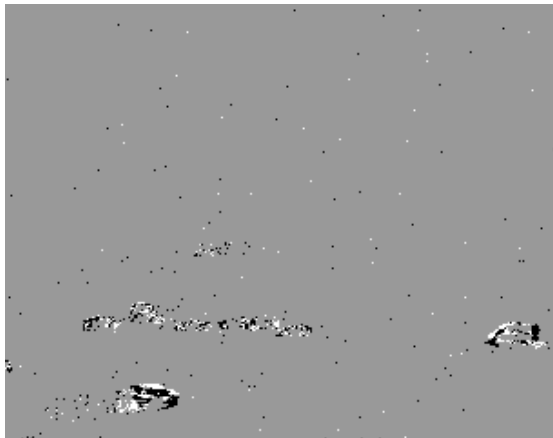
Abbildung IV.18 illustriert ein typisches Anwendungsszenario des Sensors zur Überwachung eines Kreuzungsbereiches mit höherer Szenenaktivität. Die Darstellungen sind dabei den aufgezeichneten Datenströmen des Änderungsdetektors und des Schaltungsteils zur zeitbasierten Bestimmung der Bestrahlungsstärke in einem Zeitfenster von jeweils



a)



b)



c)



d)

Abbildung IV.18: Ausschnitt einer im ATIS-Modus aufgenommenen Szene (40ms Zeitfenster)

40ms (äquivalent einer Rate von 25 Bildern je Sekunde) entnommen. Die Einstellungen des Änderungsdetektors wurden entsprechend so gewählt, dass eine sehr gute Bildqualität bei einer gleichzeitig möglichst niedrigen Datenrate erzielt werden kann. Abbildung IV.18 a zeigt dabei das vollständige Grauwertbild, bestehend aus einem zu Beginn der Aufzeichnung aufgenommenem Referenzbild und den bis zum dargestellten Zeitfenster generierten und gültigen Grauwerten. In Abbildung IV.18 b werden entsprechend die bis zu diesem Zeitpunkt aufgenommen und gültigen Grauwerte (ohne Referenzbild) dargestellt, während Abbildung IV.18 c und d die im aktuellen Zeitfenster vom Änderungsdetektor wahrgenommenen Intensitätsänderungen und die neu generierten Grauwerte illustrieren. Die vom Sensor bei der Betrachtung der Szene erzeugte mittlere Datenrate innerhalb eines längeren Aufzeichnungszeitraumes beträgt dabei 25000 Ereignisse je Sekunde. Dies ist lediglich der 75. Teil der von einer Kamera mit 25 Bildern je Sekunde, der gleichen Anzahl an Bildelementen und derselben Grauwertaufösung erzeugten Bildinformation. Berück-



a)



b)

Abbildung IV.19: Ausschnitte aus im ATIS-Modus aufgenommenen Szenen

sichtigt man, dass beim vorliegenden Sensor neben der Grauwertinformation (8Bit) auch die Adresse mit 17Bit signalisiert werden muss, ergibt sich gegenüber einem konventionellen Bildsensor eine um den Faktor 24 geringere Datenmenge. Abbildung IV.19 zeigt zwei weitere Beispiele für Grauwertbilder, welche im ATIS-Modus generiert wurden. In Abbildung IV.19 a ist die gleiche Szene wie in Abbildung IV.18 dargestellt, mit dem Unterschied deutlich schlechterer Beleuchtungsverhältnisse aufgrund der vorherrschenden Witterung und der Tageszeit. In Abbildung IV.19 b hingegen ist eine Innenraum-Szene mit deutlich niedrigerer Szenenaktivität dargestellt. Die mittleren Raten der generierten Grauwertdaten betragen zirka 45000 und 4000 Ereignisse je Sekunde.

Bei herkömmlichen Kompressionsverfahren können sich im rekonstruierten Bild nach einer gewissen Zeit Artefakte manifestieren. Aus diesem Grund werden in bestimmten Abständen üblicherweise Referenzbilder übertragen. Beim vorgestellten Sensor wird das Bild hingegen auch durch die nicht bewegungsinduzierte Hintergrundaktivität des Änderungsdetektors, die ebenfalls zur Bestimmung eines neuen Grauwertes im jeweiligen Bildelement führt, permanent erneuert und die Ausbildung von Artefakten auf diese Weise vorgebeugt. Darüber hinaus können zu beliebigen Zeitpunkten zusätzlich Referenzbilder generiert werden.

Aus Gründen der Vollständigkeit sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass der Datenstrom einer konventionellen Kamera selbstverständlich durch den Einsatz verschiedenster algorithmischer Verfahren noch deutlich komprimiert werden kann. Gleiches gilt jedoch zusätzlich auch für die Ausgangsdaten des in dieser Arbeit vorgestellten Sensors.

Kapitel V

Zusammenfassung und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein neuartiges Konzept zur Bildkompression auf Pixel-ebene vorgestellt und so weit entwickelt, dass eine prototypische Implementierung die Realisierbarkeit der Idee erfolgreich nachweisen konnte.

Ausgehend von den Nachteilen konventioneller Kompressionsverfahren wird als ein neuer Ansatz eine Redundanzunterdrückung auf Pixelniveau vorgeschlagen und die Kombination aus einem Änderungsdetektor und einer Pixelkomponente zur Bestimmung der absoluten Strahlungsintensität als mögliche Lösung identifiziert. Jedes Bildelement in der Matrix arbeitet dabei vollkommen autonom. Es detektiert selbständig Änderungen in der Bestrahlung und gibt den Absolutwert nur beim Auftreten einer solchen Änderung mittels asynchroner Signalisierung nach außen. Der Ansatz führt dabei sowohl zu einem niedrigeren Energiebedarf im Bildelement selbst als auch zu reduzierten Anforderungen an die nachverarbeitenden Systemkomponenten bezüglich Ressourcen- und Energiebedarf. Die Verwendung eines zeitbasierten Verfahrens zur Bestimmung der absoluten Bestrahlungsstärke erlaubt dabei einerseits einen gegenüber herkömmlichen Bildaufnehmern deutlich höheren darstellbaren Dynamikbereich sowie ein gesteigertes Signal-Rausch-Verhältnis und vermeidet andererseits eine komplizierte Belichtungssteuerung für jedes Pixel. Ein sinnvoller Einsatz dieser Art der Strahlungsmessung wird allerdings erst durch das im Rahmen dieser Arbeit entwickelte Verfahren der korrelierten Doppelabtastung für zeitbasierte Bildaufnehmer ermöglicht, weil nur dadurch das örtliche Rauschen so weit reduziert werden kann, dass eine sehr gute Bildqualität bei entsprechend geringer Komparatorfläche erzielbar ist. Eine damit einhergehende Reduktion des notwendigen Spannungshubes sorgt zusätzlich dafür, dass auch bei geringer Bestrahlungsstärke niedrige Belichtungszeiten erreicht werden können. Das Auslesen homogener bestrahlter Bereiche sowie Fehler in der Zeitmessung als Folge der Überlastung des Arbiters als zwei weitere, stark limitierende Aspekte bisheriger Implementierungen asynchroner, zeitbasierter Bildaufnehmer konnten durch ein neues, sequenzielles Ausleseverfahren zur Generierung von Referenzbildern sowie die inhärent niedrigere Auslastung der Ausgabeschaltung aufgrund der Redundanzunterdrückung im ATIS-Modus ebenfalls aufgelöst werden. Die periphere Beschaltung der Sensormatrix ist dabei sehr einfach gehalten und im Vergleich zur eigentlichen Sensorfläche vernachlässigbar klein, erfordert keinerlei analoge Komponenten, sondern lediglich einen externen, digitalen Zähler. Aufgrund der getrennten Auslesestruktur für Änderungsdetektor und zeitbasierten Bildaufnehmer kann der Schaltkreis darüber hinaus im Sinne zweier vollständig separater Einzelsensoren genutzt werden.

Die Realisierbarkeit des neuartigen Sensorkonzepts wurde durch die erfolgreiche Implementierung eines entsprechenden Bildaufnehmers in einem Standard-CMOS-Prozess nachgewiesen. Mittels der Größe des Designs, die den Umfang üblicher Prototypen-Realisierungen deutlich übersteigt, konnte speziell die Anwendbarkeit des Ansatzes im Bereich größerer Sensorfelder gezeigt werden. Der Schaltkreis wurde erfolgreich getestet, wobei sowohl das Gesamtsystem als auch einzelne Schaltungsteile messtechnisch analysiert worden sind. Die nachgewiesene Bildqualität deckt sich dabei in guter Näherung mit den theoretischen Vorbetrachtungen.

Während die Herstellung konventioneller CMOS-Bildsensoren zunehmend an technologische und physikalische Grenzen stößt, digitale Standardverfahren ohne Änderungen der Parameter des Prozesses nicht mehr verwendet werden können, die weitere Reduktion der Pixelgröße immer schwieriger wird und das Signal-Rausch-Verhältnis und der abbildbare Dynamikbereich trotzdem abnehmen, verspricht der hier vorgestellte Ansatz von

Skalierungseffekten weiterhin stark zu profitieren. Einerseits wird die Leistungsfähigkeit des zeitbasierten Bildelementes und des Änderungsdetektors hinsichtlich Signal-Rausch-Verhältnis und Dynamikbereich prinzipbedingt im Rahmen der fortschreitenden Entwicklung der Herstellungsverfahren und einer damit einhergehenden Reduktion der Versorgungsspannung weniger stark eingeschränkt, sodass auch weiterhin die Verwendung von Standard-Prozessen zur Realisierung möglich sein sollte, andererseits können die digitalen Schaltungsteile zur Fehlerkompensation sowie Datenausgabe im Bildelement und in den peripheren Strukturen aggressiv skaliert werden. Zusätzlich sind die Anforderungen an die analogen Schaltungsteile eher gering, sodass auch diese von Skalierungseffekten profitieren sollten, ohne zu stark in ihrer Funktionsfähigkeit eingeschränkt zu werden. Alternativ könnten Unzulänglichkeiten in den Analogschaltungen auch durch eine digitale Korrektur oder algorithmische Ansätze, wie beispielsweise die vorgestellte korrelierte Doppelabtastung, vermindert werden. Völlig neue Perspektiven im Bezug auf die Verringerung der Fläche des Bildelementes bieten sich schließlich bei der Verwendung dreidimensionaler, integrierter Schaltungen an.

In zukünftigen Implementierungen sollte die Versorgungsspannung aller Schaltungsteile auf 1,8V festgelegt werden, was zu einer weiteren Reduktion der Leistungsaufnahme führt und die Verwendung kleinerer Schaltungsstrukturen erlaubt. Um die Verkleinerung des Bildelementes stark voranzutreiben, kann auch über eine prototypische Umsetzung mittels einer dreidimensionalen, integrierten Schaltung nachgedacht werden. Darüber hinaus sollte die Ausleseschaltung auf eine vollständig digitale Realisierung umgestellt werden, da sich auf diese Weise der Implementierungsaufwand durch die Verwendung entsprechender Werkzeuge zum digitalen Schaltkreisentwurf deutlich reduzieren lässt. Eine interne Vergabe der Zeitstempel, die jetzt noch durch einen externen Schaltkreis erfolgt, würde die Anforderungen an die nachverarbeitenden Systemkomponenten noch einmal deutlich verringern.

Literaturverzeichnis

- [AEH⁺97] AIZAWA, K., EGI, Y., HAMAMOTO, T., HATORI, M., ABE, M., MARUYAMA, H. und OTAKE, H.: *Computational Image Sensor for On Sensor Compression*. IEEE Transactions on Electron Devices, 44:1724–1730, 1997.
- [AH02] ALLEN, P. E. und HOLBERG, D. R.: *CMOS Analog Circuit Design*. Oxford University Press, 2002.
- [Arn02] ARNOLD, R.: *Digital kontrollierte analoge Schaltungen*. Dissertation, Technische Universität Berlin, 2002.
- [ASBSH98] ASLAM-SIDDIQI, A., BROCKHERDE, W., SCHANZ, M. und HOSTICKA, B. J.: *A 128-Pixel CMOS Image Sensor with Integrated Analog Nonvolatile Memory*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33:1497–1501, 1998.
- [ASMS04] ACOSTA-SERAFINI, P. M., MASAKI, I. und SODINI, C. G.: *A 1/3" VGA Linear Wide Dynamic Range CMOS Image Sensor Implementing a Predictive Multiple Sampling Algorithm with Overlapping Integration Intervals*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 39:1487–1496, 2004.
- [AYP06] ARTYOMOV, E. und YADID-PECHT, O.: *Adaptive Multiple-Resolution CMOS Active Pixel Sensor*. IEEE Transactions on Circuits and Systems–I: Fundamental Theory and Applications, 53:2178–2186, 2006.
- [Ber02] BERMAK, A.: *A CMOS Imager with PFM/PWM Based Analog-to-Digital Converter*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seiten 53–56, 2002.
- [BLRH06] BANDYOPADHYAY, A., LEE, J., ROBUCCI, R. W. und HASLER, P.: *MATIA: A Programmable 80 μ W/Frame CMOS Block Matrix Transform Imager Architecture*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 41:663–672, 2006.
- [BMK⁺01] BURNS, J., MCLLRATH, L., KEAST, C., LEWIS, C., LOOMIS, A., WARNER, K. und WYATT, P.: *Three-Dimensional Integrated Circuits for Low-Power, High-Bandwidth Systems on a Chip*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 268–269, 2001.
- [Boa99] BOAHEN, K.: *A Throughput-On-Demand Address-Event Transmitter for Neuromorphic Chips*. Proc. of the IEEE Conference on Advanced Research in VLSI, Seiten 72–86, 1999.
- [Boa04] BOAHEN, K. A.: *A Burst-Mode Word-Serial Address-Event Link — III: Analysis and Test Results*. IEEE Transactions on Circuits and Systems–I: Regular Papers, 51:1292–1300, 2004.
- [BRHS07] BELBACHIR, A. N., REISINGER, K., HOFSTÄTTER, M. und SCHÖN, P.: *High-Speed Industrial Vision Applications Using an Embedded Smart Sensor System*. Proc. of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2007.

- [BS70] BOYLE, W. S. und SMITH, G. E.: *Charge Coupled Semiconductor Devices*. The Bell System Technical Journal, 49:587–593, 1970.
- [BSB06] BOUSSAID, F., SHOUSHUN, C. und BERMAK, A.: *A Novel Scalable Spiking Pixel Architecture for Deep Submicron CMOS Technologies*. Proc. of the IEEE International Conference on Design and Test of Integrated Systems in Nanoscale Technology, Seiten 131–135, 2006.
- [Bus05] BUSSMANN, A.: *Charakterisierung und Optimierung elektrooptischer Bauelemente in Standard-CMOS-Prozessen*. Dissertation, Universität Duisburg–Essen, 2005.
- [CC01] COHEN, M. und CAUWENBERGHS, G.: *Floating-Gate Adaptation for Focal-Plane Online Nonuniformity Correction*. IEEE Transactions on Circuits and Systems–II: Analog and Digital Signal Processing, 48:83–89, 2001.
- [CCGW00] CHEN, T., CATRYSSSE, P., GAMAL, A. EL und WANDELL, B.: *How Small Should Pixel Size Be?* Sensors and Camera Systems for Scientific, Industrial, and Digital Photography Applications, Proc. of the SPIE, 3965:451–459, 2000.
- [CCJA06] CHOUBEY, B., COLLINS, S., JOSEPH, D. und AYOYAMA, S.: *Dark Current Reduction Techniques for Wide Dynamic Range Logarithmic CMOS Pixels*. Proc. of the International Congress of Imaging Science, Seiten 155–159, 2006.
- [CECB01] CULURCIELLO, E., ETIENNE-CUMMINGS, R. und BOAHEN, K.: *Arbitrated Address Event Representation Digital Image Sensor*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 92–93, 2001.
- [CECB03] CULURCIELLO, E., ETIENNE-CUMMINGS, R. und BOAHEN, K.: *A Biomimetic Digital Image Sensor*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 38:281–294, 2003.
- [CECC08] CHI, Y. M., ETIENNE-CUMMINGS, R. und CAUWENBERGHS, G.: *Image Sensor with Focal Plane Change Event Driven Video Compression*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2008.
- [CFC⁺06] CHANG, Y.-W., FANG, H.-C., CHENG, C.-C., CHEN, C.-C., LIAN, C.-J., CHIEN, S.-Y. und CHEN, L.-G.: *124Ms/s Pixel-Pipelined Motion-JPEG 2000 Codec without Tile Memory*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 1586–1587, 2006.
- [CG71] CHAWLA, B. R. und GUMMEL, H. K.: *Transition Region Capacitance of Diffused p-n Junctions*. IEEE Transactions on Electron Devices, 18:178–195, 1971.
- [CK02] CHENG, H.-Y. und KING, Y.-C.: *An Ultra-Low Dark Current CMOS Image Sensor Cell Using n⁺ Ring Reset*. IEEE Electron Device Letters, 23:538–540, 2002.

- [CLE⁺07] CHO, K., LEE, C., EIKEDAL, S., BAUM, A., JIANG, J., XU, C., FAN, X. und KAUFFMAN, R.: *A 1/2.5 inch 8.1Mpixel CMOS Image Sensor for Digital Cameras*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 508–509, 2007.
- [CMC⁺07] CHI, Y. M., MALLIK, U., CLAPP, M. A., CHOI, E., CAUWENBERGHS, G. und ETIENNE-CUMMINGS, R.: *CMOS Camera With In-Pixel Temporal Change Detection and ADC*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 42:2187–2196, 2007.
- [CRD⁺02] CROON, J. A., ROSMEULEN, M., DECOUTERE, S., SANSEN, W. und MAES, H. E.: *An Easy-to-Use Mismatch Model for the MOS Transistor*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 37:1056–1064, 2002.
- [CRH⁺06] COHEN, M., ROY, F., HERAULT, D., CAZAUX, Y., GANDOLFI, A., REYNARD, J. P., COWACHE, C., BRUNO, E., GIRAULT, T., VAILLANT, J., BARBIER, F., SANCHEZ, Y., HOTELLIER, N., LEBORGNE, O., AUGIER, C., INARD, A., JAGUENEAU, T., ZINCK, C., MICHAÏLOS, J. und MAZALEYRAT, E.: *Fully Optimized Cu based Process with Dedicated Cavity Etch for 1.75 μ m and 1.45 μ m Pixel Pitch CMOS Image Sensors*. IEEE International Electron Devices Meeting, 6:1–4, 2006.
- [DAE⁺95] DICKINSON, A., ACKLAND, B., ED, E.-S., INGLIS, D. und FOSSUM, E. R.: *A 256 \times 256 CMOS Active Pixel Image Sensor with Motion Detection*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 226–227, 1995.
- [DGP06] DUBIOS, J., GINHAC, D. und PAINDOVOINE, M.: *A Single-Chip 10000 Frames/s CMOS Sensor with in-situ 2D Programmable Image Processing*. Proc. of the IEEE International Workshop on Computer Architecture for Machine Perception and Sensing, Seiten 124–129, 2006.
- [DLMF00] DEGERLI, Y., LAVERNHE, F., MAGNAN, P. und FARRÉ, J. A.: *Analysis and Reduction of Signal Readout Circuitry Temporal Noise in CMOS Image Sensors for Low-Light Levels*. IEEE Transactions on Electron Devices, 47:949–962, 2000.
- [DM94] DELBRÜCK, T. und MEAD, C.: *Adaptive Photoreceptor with Wide Dynamic Range*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seiten 339–342, 1994.
- [DMBS98] DECKER, S., MCGRATH, R. D., BREHMER, K. und SODINI, C. G.: *A 256 \times 256 CMOS Imaging Array with Wide Dynamic Range Pixels and Column-Parallel Digital Output*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 33:2081–2091, 1998.
- [DS05] DELBRÜCK, T. und SCHAÏK, A.: *Bias Current Generators with Wide Dynamic Range*. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Springer Science + Business Media, Inc., Seiten 247–268, 2005.

- [Dud05] DUDEK, P.: *Implementation of SIMD Vision Chip with 128×128 Array of Analogue Processing Elements*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 6:5806–5809, 2005.
- [EG89] EICHENBERGER, C. und GUGGENBÜHL, W.: *Dummy Transistor Compensation of Analog MOS Switches*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 24:1143–1146, 1989.
- [EKV95] ENZ, C. C., KRUMMENACHER, F. und VITTOZ, E. A.: *n Analytical MOS Transistor Model Valid in All Regions of Operation and Dedicated to Low–Voltage and Low–Current Applications*. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Kluwer Academic Publishers, Boston, 8:83–114, 1995.
- [Fec60] FECHNER, G. T.: *Elemente der Psychophysik*. Breitkopf & Härtel, Leipzig, 1860.
- [Fos97] FOSSUM, E. R.: *CMOS Image Sensors: Electronic Camera–On–A–Chip*. IEEE Transactions on Electron Devices, 44:1689–1698, 1997.
- [Fos05] FOSSUM, E. R.: *Gigapixel Digital Film Sensor (DFS) Proposal*. Proc. of the International Symposium on Nanovision Science, 2005.
- [FXK06] FARRELL, J., XIAO, F. und KAVUSI, S.: *Resolution and Light Sensitivity Tradeoff with Pixel Size*. Digital Photography II, Proc. of the SPIE, 6069:211–218, 2006.
- [GAH⁺05] GAMBINO, J., ADKISSON, J., HOAGUE, T., JAFFE, M., LEIDY, R., RASSEL, R. J., KYAN, J., MCGRATH, D., SACKETT, D. und STANCAMPIANO, C.: *Optimization of Cu Interconnect Layers for CMOS Image Sensor Technology*. Proc. of the Advanced Metallization Conference, Seiten 151–157, 2005.
- [Gam02] GAMAL, A. EL: *Trends in CMOS Image Sensor Technology and Design*. IEEE International Electron Devices Meeting, Seiten 805–808, 2002.
- [GEC04] GRUEV, V. und ETIENNE-CUMMINGS, R.: *A Pipelined Temporal Difference Imager*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 39:538–543, 2004.
- [GHLM01] GRAY, P. R., HURST, P. J., LEWIS, S. H. und MEYER, R. G.: *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [GLL⁺97] GUIDASH, R. M., LEE, T. H., LEE, P. P. K., SACKETT, D. H., DROWLEY, C. I., SWENSON, M. S., ARBAUGH, L., HOLLSTEIN, R., SHAPIRO, F. und DOMER, S.: *A 0.6 μm CMOS Pinned Photodiode Color Imager Technology*. IEEE International Electron Devices Meeting, Seiten 927–929, 1997.
- [Gmb09] GMBH, OSRAM OPTO SEMICONDUCTORS: *Datenblatt Leuchtdiode Diamond Dragon LCW W5AP*. 2009.
- [GOS97] GRÜNEBAUM, U., ÖHM, J. und SCHUMACHER, K.: *Mismatch Modelling for Large area MOS Devices*. Proc. of the European Solid–State Circuits Conference, Seiten 268–271, 1997.

- [GQH07] GUO, X., QI, X. und HARRIS, J. G.: *A Time-to-First-Spike CMOS Image Sensor*. IEEE Sensors Journal, 7:1165–1175, 2007.
- [Gra03] GRAUPNER, A.: *Robuster Entwurf und statistische Modellierung für Bildsensoren mit hochparalleler analoger Bildverarbeitungseinheit*. Dissertation, Technische Universität Dresden, 2003.
- [GSGS01] GETZLAFF, S., SCHREITER, J., GRAUPNER, A. und SCHÜFFNY, R.: *A System-On-Chip Realization of a CMOS Image Sensor with Programmable Analog Image Preprocessing*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 4:486–489, 2001.
- [Guo02] GUO, X.: *A Time-Based Asynchronous Readout CMOS Image Sensor*. Dissertation, University of Florida, 2002.
- [GYF99] GAMAL, A. EL, YANG, D. X. D und FOWLER, B. A.: *Comparative Analysis of SNR for Image Sensors with Enhanced Dynamic Range*. Proc. of SPIE Sensors, Cameras and Applications for Digital Photography Conference, 1999.
- [Hal52] HALL, R. N.: *Electron-Hole Recombination in Germanium*. Physical Review, 87:387, 1952.
- [Hau99] HAUSCHILD, R.: *Integrierte CMOS-Kamerasysteme für die zweidimensionale Bildsensorik*. Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule Duisburg, 1999.
- [HCT⁺05] HUANG, Y.-W., CHEN, T.-C., TSAI, C.-H., CHEN, C.-Y., CHEN, T.-W., CHEN, C.-S., SHEN, C.-F., MA, S.-Y., WANG, T.-C., HSIEH, B.-Y., FANG, H.-C. und CHEN, L.-G.: *A 1.3TOPS H.264/AVC Single-Chip Encoder for HDTV Applications*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 128–129, 2005.
- [Hen05] HENKER, S.: *Entwurf und Modellierung von Multikanal-CMOS-Bildsensoren*. Dissertation, Technische Universität Dresden, 2005.
- [HHH⁺98] HAUSCHILD, R., HILLEBRAND, R., HOSTICKA, B. J., HUPPERTZ, J., KNEIP, T. und SCHWARZ, M.: *A CMOS Image Sensor with Local Brightness Adaptation and High Intrascene Dynamic Range*. Proc. of the IEEE European Solid-State Circuits Conference, Seiten 308–311, 1998.
- [HKA⁺08] HARAN, B. S., KUMARA, A., ADAM, L., CHANGA, J. und BASKER, V.: *22nm Technology Compatible Fully Functional 0.1 μm^2 6T-SRAM Cell*. IEEE International Electron Devices Meeting, 2008.
- [HKY05] HAN, S.-W., KIM, S.-J. und YOON, E.: *A Low Dark Current CMOS Image Sensor Pixel with a Photodiode Structure Enclosed by P-well*. Journal of Semiconductor Technology and Science, 5:102–106, 2005.
- [HMD99] HASLER, P., MINCH, B. A. und DIORIO, C.: *Floating-Gate Devices: They are not just for Digital Memories Anymore*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seiten 388–391, 1999.

- [HMS⁺07] HENKER, S., MAYR, C., SCHLÜSSLER, J.-U., SCHÜFFNY, R., RAMACHER, U. und HEITTMANN, A.: *Active Pixel Sensor Arrays in 90/65nm CMOS-Technologies with Vertically Stacked Photodiodes*. Proc. of the International Image Sensor Workshop, 2007.
- [Hoo94] HOOGE, F. N.: *1/f Noise Sources*. IEEE Transactions on Electron Devices, 41:1926–1935, 1994.
- [Hor98] HORNSEY, R. I.: *Design and Fabrication of Integrated Image Sensors*. Department of Electrical and Computer Engineering, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 1998.
- [HSP09] HOFSTÄTTER, M., SCHÖN, P. und POSCH, C.: *An Integrated 20-Bit 33/5M Events/S AER Sensor Interface with 10ns Time-Stamping and Hardware-Accelerated Event Pre-Processing*. IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, 2009.
- [HSS03] HENKER, S., SCHLÜSSLER, J.U. und SCHÜFFNY, R.: *Concept of Color Correction on Multi-Channel CMOS-Sensors*. Proc. of the VIIth Biennial Australian Pattern Recognition Society Conference, 2:771–780, Sydney, Australia, 2003.
- [Hup00] HUPPERTZ, J.: *2-D CMOS Bildsensorik mit integrierter Signalverarbeitung*. Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität – Gesamthochschule Duisburg, 2000.
- [ITO⁺97] INABA, S., TAKAHASHI, M., OKAYAMA, Y., YAGISHITA, A., MATSUOKA, F. und ISHIUCHI, H.: *Impact of Trench Sidewall Interface Trap in Shallow Trench Isolation on Junction Leakage Current Characteristics for Sub-0.25 μ m CMOS Devices*. 1997 Symposium on VLSI Technology, Digest of Technical Papers, Seiten 119–120, 1997.
- [ITY⁺03] INOUE, I., TANAKA, N., YAMASHITA, H., YAMAGUCHI, T., ISHIWATA, H. und IHARA, H.: *Low-Leakage-Current and Low-Operating-Voltage Buried Photodiode for a CMOS Imager*. IEEE Transactions on Electron Devices, 50:43–47, 2003.
- [KBB04] KITCHEN, A., BERMAK, A. und BOUZERDOUM, A.: *PWM Digital Pixel Sensor Based on Asynchronous Self-Resetting Scheme*. IEEE Electron Device Letters, 25:471–473, 2004.
- [KBB05] KITCHEN, A., BERMAK, A. und BOUZERDOUM, A.: *A Digital Pixel Sensor Array with Programmable Dynamic Range*. IEEE Transactions on Electron Devices, 52:2591–2601, 2005.
- [Kes82] KESHNER, M. S.: *1/f Noise*. Proc. of the IEEE, 70:212–218, 1982.
- [KF05] KRYMSKI, A. und FEKLISTOV, K.: *Estimates for Scaling of Pinned Photodiodes*. Proc. of the IEEE Workshop on Charge-Coupled Devices and Advanced Image Sensors, 2005.

- [Kla71] KLAASSEN, F. M.: *Characterization of Low 1/f Noise in MOS Transistors*. IEEE Transactions on Electron Devices, 18:887–891, 1971.
- [KLLG01] KLEINFELDER, S., LIM, S., LIU, X. und GAMAL, A. EL: *A 10000 Frames/s CMOS Digital Pixel Sensor*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 36:2049–2059, 2001.
- [KMN⁺01] KESHAVARZI, A., MA, S., NARENDRA, S., BLOECHEL, B., MISTRY, K., GHANI, T., BORKAR, S. und DE, V.: *Effectiveness of Reverse Body Bias for Leakage Control in Scaled Dual Vt CMOS ICs*. International Symposium on Low Power Electronics and Design, Seiten 207–212, 2001.
- [KNL⁺01] KOYANAGI, M., NAKAGAWA, Y., LEE, K.-W., NAKARNURA, T., YAMADA, Y., INAMURA, K. und H. KURINO, K.-L. PARK AMD: *Neuromorphic Vision Chip Fabricated Using Three–Dimensional Integration Technology*. Proc. of the IEEE International Solid–State Circuits Conference, Seiten 270–271, 2001.
- [KYS⁺97] KAWAHITO, S., YOSHIDA, M., SASAKI, M., UMEHARA, K., MIYAZAKI, D., TADOKORO, Y., MURATA, K., DOUSHOU, S. und MATSUZAWA, A.: *A CMOS Image Sensor with Analog Two–Dimensional DCT–Based Compression Circuits for One–Chip Cameras*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 32:2030–2041, 1997.
- [LFM⁺03] LOUKIANOVA, N. V., FOLKERTS, H. O., MAAS, J. P. V., VERBUGT, D. W. E., MIEROP, A. J., HOEKSTRA, W., ROKS, E. und THEUWISSEN, A. J. P.: *Leakage Current Modeling of Test Structures for Characterization of Dark Current in CMOS Image Sensors*. IEEE Transactions on Electron Devices, 50:77–83, 2003.
- [LHC86] LAKSHMIKUMAR, K. R., HADAWAY, R. A. und COPELAND, M. A.: *Characterization and Modeling of Mismatch in MOS Transistors for Precision Analog Design*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 21:1057–1066, 1986.
- [Lic06] LICHTSTEINER, P.: *An AER Temporal Contrast Vision Sensor*. Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 2006.
- [LKI⁺02] LIU, S., KRAMER, J., INDIVERI, G., DELBRÜCK, T. und DOUGLAS, R.: *Analog VLSI: Circuits and Principles*. The MIT Press, Cambridge, 2002.
- [LPD08] LICHTSTEINER, P., POSCH, C. und DELBRÜCK, T.: *A 128 × 128 120dB 15μs Latency Asynchronous Temporal Contrast Vision Sensor*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 43:566–576, 2008.
- [LSBS⁺07] LEON-SALAS, W. D., BALKIR, S., SAYOOD, K., SCHEMM, N. und HOFFMAN, M. W.: *A CMOS Imager With Focal Plane Compression Using Predictive Coding*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 42:2555–2572, 2007.
- [LWMM98] LOVETT, S. J., WELTEN, M., MATHEWSON, A. und MASON, B.: *Optimizing MOS Transistor Mismatch*. IEEE Journal of Solid–State Circuits, 33:147–150, 1998.

- [LY06] LEE, S. und YANG, K.: *High Dynamic-Range CMOS Image Sensor Cell Based on Self-Adaptive Photosensing Operation*. IEEE Transactions on Electron Devices, 53:1733–1735, 2006.
- [Mat07] MATSUZAWA, A.: *Trends in high speed ADC design*. Proc. of the IEEE International Conference on ASIC, Seiten 245–248, 2007.
- [MC99] MA, S.-Y. und CHEN, L.-G.: *A Single-Chip CMOS APS Camera with Direct Frame Difference Output*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 34:1415–1418, 1999.
- [McI01] MCILRATH, L. G.: *A Low-Power Low-Noise Ultrawide-Dynamic-Range CMOS Imager with Pixel-Parallel A/D Conversion*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 36:846–853, 2001.
- [MGG+05] MASSARI, N., GOTTARDI, M., GONZO, L., STOPPA, D. und SIMONI, A.: *A CMOS Image Sensor With Programmable Pixel-Level Analog Processing*. IEEE Transactions on Neural Networks, 16:1673–1684, 2005.
- [Mil20] MILLER, J. M.: *Dependence of the Input Impedance of a Three-Electrode Vacuum Tube upon the Load in the Plate Circuit*. Scientific Papers of the Bureau of Standards, 15:367–358, 1920.
- [MKF93] MENDIS, S. K., KEMENY, S. E. und FOSSUM, E. R.: *A 128 × 128 CMOS active pixel image sensor for highly integrated imaging systems*. IEEE International Electron Devices Meeting, Seiten 583–586, 1993.
- [MKF03] MIYAZAKI, D., KAWAHITO, S. und FURUTA, M.: *A 10-b 30-MS/s Low-Power Pipelined CMOS A/D Converter Using a Pseudodifferential Architecture*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 38:369–373, 2003.
- [MKG+97] MENDIS, S. K., KEMENY, S. B., GEE, R. C., PATIN, B., STALLER, C. O. und FOSSUM, E. R.: *CMOS Active Pixel Image Systems for Highly Integrated Imaging Systems*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 32:187–197, 1997.
- [MKS+05] MASE, M., KAWAHITO, S., SASAKI, M., WAKAMORI, Y. und FURUTA, M.: *A Wide Dynamic Range CMOS Image Sensor with Multiple Exposure-Time Signal Outputs and 12-bit Column-Parallel Cyclic A/D Converters*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 40:2787–2795, 2005.
- [Moi97] MOINI, A.: *Vision Chips or Seeing Silicon*. Technical Report, Center for Hight Performance Integrated Technologies and Systems, The University of Adelaide, 1997.
- [MPWM08] MATOLIN, D., POSCH, C., WOHLGENANNT, R. und MAIER, T.: *A 64 × 64 Pixel Temporal Contrast Microbolometer Infrared Sensor*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2008.
- [MT04] MICRON TECHNOLOGY, INC.: *1.3-Megapixel CMOS Active-Pixel Digital Image Sensor MT9M413*. Datenblatt, 2004.

- [Nob68] NOBLE, P. J. W.: *Self-Scanned Silicon Image Detector Arrays*. IEEE Transactions on Electron Devices, 15:202–209, 1968.
- [Oht08] OHTA, J.: *Smart CMOS Image Sensors and Applications*. CRC Press, Boca Raton, 2008.
- [O'R07] O'ROURKE, BRIAN: *Image Sensors 2007: CMOS is Everywhere in Worldwide Market*. In-Stat Market Research, 2007.
- [PDB98] PAILLET, F., DAMIEN, S. und BERNARD, T. M.: *Making the Most of $15k\lambda^2$ Silicon Area for a Digital Retina PE*. Proc. of SPIE Advanced Focal Plane Arrays and Electronic Cameras Conference, Seiten 158–167, 1998.
- [PDW89] PELGROM, M. J. M., DUINMAIJER, C. J. und WELBERS, A. P. G.: *Matching Properties of MOS Transistors*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 24:1433–1440, 1989.
- [PHM⁺07] POSCH, C., HOFSTÄTTER, M., MATOLIN, D., VANSTRAELEN, G., SCHÖN, P., DONATH, N. und LITZENBERGER, M.: *A Dual-Line Optical Transient Sensor with On-Chip Precision Time-Stamp Generation*. Proc. of the IEEE Solid-State Circuits Conference, 2007.
- [PM91] PIMBLEY, J. M. und MICHON, G. J.: *The Output Power Spectrum Produced by Correlated Double Sampling*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 38:1086–1090, 1991.
- [PYK⁺04] PARK, J.-B., YOO, S.-M., KIM, S.-W., CHO, Y.-J. und LEE, S.-H.: *A 10-b 150-MSample/s 1.8-V 123-mW CMOS A/D Converter With 400-MHz Input Bandwidth*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 30:1335–1337, 2004.
- [RAH⁺04] RHODES, H., AGRANOV, G., HONG, C., BOETTIGER, U., MAURITZSON, R., LADD, J., KARASEV, I., MCKEE, J., JENKINS, E., QUINLIN, W., PATRICK, I., LI, J., FAN, X., PANICACCI, R., SMITH, S., MOULI, C. und BRUCE, J.: *CMOS Imager Technology Shrinks and Image Performance*. Proc. of the IEEE Workshop on Microelectronics and Electron Devices, Seiten 7–18, 2004.
- [Raz01] RAZAVI, B.: *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGraw-Hill, 2001.
- [RD92] RICQUIER, N. und DIERICKX, B.: *Pixel Structure with Logarithmic Response for Intelligent and Flexible Imager Architectures*. Microelectronic Engineering, 19:631–634, 1992.
- [RHK⁺03] RÜEDI, P.-F., HEIM, P., KAESSE, F., GRENET, E., HEITGER, F., BURGI, P.-Y., GYGER, S. und NUSSBAUM, P.: *A 128×128 Pixel 120dB Dynamic-Range Vision Sensor Chip for Image Contrast and Orientation Extraction*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 38:2325–2333, 2003.
- [RMMM03] ROY, K., MUKHOPADHYAY, S. und MAHMOODI-MEIMAND, H.: *Leakage current mechanisms and leakage reduction techniques in deep-submicrometer CMOS circuits*. Proceedings of the IEEE, 91:305–327, 2003.

- [San08] SANSEN, W. M. C.: *Analog Design Essentials*. Springer, Dordrecht, 2008.
- [SB05] SHOUSHUN, C. und BERMAK, A.: *A Low Power CMOS Imager based on Time-to-First-Spike encoding and Fair AER*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seiten 5306–5309, 2005.
- [SBB⁺05] SUNTHARALINGAM, V., BERGER, R., BURNS, J. A., CHEN, C. K., KEAST, C. L., KNECHT, J. M., LAMBERT, R. D., NEWCOMB, K. L., OMARA, D. M., RATHMAN, D. D., SHAVER, D. C., SOARES, A. M., STEVENSON, C. N., TYRRELL, B. M., WARNER, K., WHEELER, B. D., YOST, D.-R. W. und YOUNG, D. J.: *Megapixel CMOS Image Sensor Fabricated in Three-Dimensional Integrated Circuit Technology*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 356–357, 2005.
- [SBYM07] SHOUSHUN, C., BERMAK, A., YAN, W. und MARTINEZ, D.: *Adaptive-Quantization Digital Image Sensor for Low-Power Image Compression*. IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, 54:13–25, 2007.
- [Sch97] SCHRODER, D. K.: *Carrier Lifetimes in Silicon*. IEEE Transactions on Electron Devices, 44:160–170, 1997.
- [Sch01] SCHREY, O.: *Methoden zur Dynamikerweiterung in der zweidimensionalen CMOS-Bildsensorik*. Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität-Gesamthochschule Duisburg, 2001.
- [Sch04] SCHALLER, R. R.: *Technological Innovation in the Semiconductor Industry: A Case Study of the International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS)*. Dissertation, George Mason University, 2004.
- [SGLB99] SERRANO-GOTARREDONA, T. und LINARES-BARRANCO, B.: *Systematic Width-and-Length Dependent CMOS Transistor Mismatch Characterization and Simulation*. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Kluwer Academic Publishers, Boston, 21:271–296, 1999.
- [SHH⁺99] SCHREY, O., HAUSCHILD, R., HOSTICKA, B. J., IURGEL, U. und SCHWARZ, M.: *A Locally Adaptive CMOS Image Sensor with 90 dB Dynamic Range*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 310–311, 1999.
- [SIA07] SIA: *SIA Global Sales Report 2006*. Semiconductor Industry Association, 2007.
- [SL03] SUN, S.-H. und LEE, S.-J.: *A JPEG Chip for Image Compression and Decompression*. Journal of VLSI Signal Processing, 35:43–60, 2003.
- [SN07] SZE, S. und NG, K. K.: *Physics of Semiconductor Devices*. John Wiley & Sons, 2007.
- [SPS87] SHIEH, J.-H., PATIL, M. und SHEU, A. J.: *Measurement and Analysis of Charge Injection in MOS Analog Switches*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 22:277–281, 1987.

- [SR52] SHOCKLEY, W. und READ, W. T.: *Statistics of the Recombinations of Holes and Electrons*. Physical Review, 87:835–842, 1952.
- [Ste57] STEVENS, S. S.: *On the Psychophysical Law*. Psychological Review, 64, 1957.
- [STM⁺95] SIMONI, A., TORELLI, G., MALOBERTI, F., SARTORI, A., PLEVRIKIDIS, S. E. und BIRBAS, A. N.: *A Single-Chip Optical Sensor with Analog Memory for Motion Detection*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 30:800–806, 1995.
- [SUKS03] SCHMIDT, R. F., UNSICKER, K., KURZ, A. und SCHARTL, M.: *Lehrbuch Vorklinik*. Deutscher Ärzte-Verlag, 2003.
- [Tau02] TAUR, J.: *CMOS Design Near the Limit of scaling*. IBM Journal Research & Device, 46:213–222, 2002.
- [TBK96] TRIANTIS, D. P., BIRBAS, A. N. und KONDIS, D.: *Thermal Noise Modeling for Short-Channel MOSFETs*. IEEE Transactions on Electron Devices, 43:1950–1955, 1996.
- [TFG01] TIAN, H., FOWLER, B. und GAMAL, A. E.: *Analysis of Temporal Noise in CMOS Photodiode Active Pixel Sensor*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 36:92–101, 2001.
- [TG96] THORPE, S. J. und GAUTRAIS, J.: *Rapid Visual Processing using Spike Asynchrony*. Advances in Neural Information Processing Systems, The MIT Press, Seiten 901–907, 1996.
- [The95] THEUWISSEN, A.: *Solid-State Imaging with Charge-Coupled Devices*. Kluwer Academic Publishers, Dordrecht, 1995.
- [Tia00] TIAN, H.: *Noise Analysis in CMOS Image Sensors*. Dissertation, Stanford University, 2000.
- [TKI⁺82] TERANISHI, N., KOHONO, A., ISHIHARA, Y., ODA, E. und ARAI, K.: *No Image Lag Photodiode Structure in the Interline CCD Image Sensor*. IEEE International Electron Devices Meeting, 28:324–327, 1982.
- [TNM⁺07] TAKAHASHI, H., NODA, T., MATSUDA, T., WATANABE, T., SHINOHARA, M., ENDO, T., TAKIMOTO, S., MISHIMA, R., NISHIMURA, S., SAKURAI, K., YUZURIHARA, H. und INOUE, S.: *A 1/2.7 inch Low-Noise CMOS Image Sensor for Full HD Camcorders*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 510–511, 2007.
- [TS04] TAKEUCHI, Y. und SHIBATA, K.: *Solid-State Image Pick-Up Device*. United States Patent US 6,87,824 B2, 2004.
- [TSN05] TAKEUCHI, Y., SATO, M. und NAKAMURA, M.: *Solid State Image Pickup Device*. United States Patent US 6,903,391 B2, 2005.
- [UMC05] UMC: *0.18 μ m Mixed-Mode and RFCMOS 1.8V/3.3V 1P6M Metal Capacitor Process Electrical Design Rule*. United Microelectronics Corporation, 2005.

- [Wan01] WANG, C.-C.: *A Study of CMOS Technologies for Image Sensor Applications*. Dissertation, Massachusetts Institute of Technology, 2001.
- [Wec67] WECKLER, G. P.: *Operation of p-n Junction Photodetectors in a Photon Flux Integrating Mode*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2:65–73, 1967.
- [WFS⁺99] WONG, H.-S. P., FRANK, D. J., SOLOMON, P. M., WANN, C. H. J. und WELSER, J. J.: *Nanoscale CMOS*. Proc. of the IEEE, 87:537–570, 1999.
- [WG90] WEY, H. M. und GUGGENBÜHL, W.: *An Improved Correlated Double Sampling Circuit for Low Noise Charge-Coupled Devices*. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 37:1559–1565, 1990.
- [WKS⁺72] WALDEN, R. H., KRAMBECK, R. H., STRAIN, R. J., MCKENNA, J., SCHRYER, N. L. und SMITH, G. E.: *The Buried Channel Charge Coupled Device*. The Bell System Technical Journal, 51:1635–1640, 1972.
- [WLBM74] WHITE, M. H., LAMPE, D. R., BLAHA, F. C. und MACK, I. A.: *Characterization of Surface Channel CCD Image Arrays at Low Light Levels*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 9:1–13, 1974.
- [WMP09] WOHLGENANNT, R., MATOLIN, D. und POSCH, C.: *AIT-Report: Testsystem für den ATIS-Chip*. Austrian Institute of Technology, 2009.
- [Won96] WONG, H.-S.: *Technology and Device Scaling Considerations for CMOS Imagers*. IEEE Transactions on Electron Devices, 43:2131–2142, 1996.
- [WS04] WINKLER, S. und SUSSTRUNK, S.: *Visibility of Noise in Natural Images*. Proc. of the SPIE Human Vision and Electronic Imaging Conference, 2004.
- [WVR87] WEGMANN, G., VITTOZ, E. A. und RAHALI, F.: *Charge Injection in Analog MOS Switches*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 22:1091–1097, 1987.
- [WWV⁺03] WITTERS, H., WALSCHAP, T., VANSTRAELEN, G., CHAPINAL, G., MEYNANTS, G. und DIERICKX, B.: *1024 × 1280-Pixel Dual Shutter APS for Industrial Vision*. Proc. of SPIE Sensors, Cameras and Systems for Scientific/Industrial Applications Conference, Seiten 19–23, 2003.
- [WYO⁺10] WAKABAYASHI, H., YAMAGUCHI, K., OKANO, M., KURAMOCHI, S., KUMAGAI, O., SAKANE, S., ITO, M., HATANO, M., KIKUCHI, M., YAMAGATA, Y., SHIKANAI, T., KOSEKI, K., MABUCHI, K., MARUYAMA, Y., AKIYAMA, K., MIYATA, E., HONDA, T., OHASHI, M. und NOMOTO, T.: *A 1/2.3-inch 10.3Mpixel 50 frame/s Back-Illuminated CMOS Image Sensor*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 410–411, 2010.
- [XCC02] XU, C., CHAO, S. und CHAN, M.: *A New Correlated Double Sampling (CDS) Technique for Low Voltage Design Environment in Advanced CMOS Technology*. Proc. of the IEEE European Solid-State Conference, Seiten 117–120, 2002.

- [XSBC03] XU, C., SHEN, C., BERMAK, A. und CHAN, M.: *A New Digital-Pixel Architecture for CMOS Image Sensor with Pixel-level ADC and Pulse Width Modulation Using a 0.18 μ m CMOS Technology*. Proc. of the IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits, Seiten 265–268, 2003.
- [Yam06] YAMADA, T.: *Solid State Image Pickup Device with Wide Dynamic Range*. United States Patent US 7,019,274 B2, 2006.
- [Yan94] YANG, W.: *A Wide-Dynamic-Range, Low-Power Photosensor Array*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 230–231, 1994.
- [YG99] YANG, D. X. D. und GAMAL, A. EL: *Comparative Analysis of SNR for Image Sensors with Enhanced Dynamic Range*. Proc. of SPIE Sensors, Cameras and Systems for Scientific/Industrial Applications Conference, Seiten 197–211, 1999.
- [YKLL02] YOON, K., KIM, C., LEE, B. und LEE, D.: *Single-Chip CMOS Image Sensor for Mobile Applications*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 37:1839–1845, 2002.
- [YOW⁺05] YAMAUCHI, H., OKADA, S., WATANABE, T., MATSUO, Y., SUZUKI, M., ISHII, Y., MORI, T. und MATSUSHITA, Y.: *An 81 MHz, 1280 \times 720 Pixels \times 30 Frames/s MPEG-4 Video/Audio Codec Processor*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, Seiten 130–131, 2005.
- [YP00] YADID-PECHT, O.: *Geometrical Modulation Transfer Function for Different Pixel Active Area Shapes*. Optical Engineering, Proc. of the SPIE, 39:859–865, 2000.
- [YPEC04] YADID-PECHT, O. und ETIENNE-CUMMINGS, R.: *CMOS Imager*. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2004.
- [YPF97] YADID-PECHT, O. und FOSSUM, E. R.: *Wide Intraframe Dynamic Range CMOS APS Using Dual Sampling*. IEEE Transactions on Electron Devices, 44:1721–1723, 1997.
- [YPGSD91] YADID-PECHT, O., GINOSAR, R. und SHACHAM-DIAMAND, Y.: *A Random Access Photodiode Array for Intelligent Image Capture*. IEEE Transactions on Electron Devices, 38:1772–1780, 1991.

Veröffentlichungen

MATOLIN, D., WOHLGENANNT, R., LITZENBERGER, M. und POSCH, C. : *A Load-Balancing Readout Method for Large Event-Based PWM Imaging Arrays*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2010

POSCH, C., MATOLIN, D., WOHLGENANNT, R., HOFSTÄTTER, M., SCHÖN, P., LITZENBERGER, M., BAUER, D. und GARN, H. : *Live Demonstration: Asynchronous Time-based Image Sensor (ATIS) Camera with Full-Custom AE Processor*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2010, **Best Demonstration Award**

POSCH, C., MATOLIN, D. und WOHLGENANNT, R. : *A QVGA 143dB Dynamic Range Asynchronous Address-Event PWM Dynamic Image Sensor with Lossless Pixel-Level Video Compression*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2010

POSCH, C., MATOLIN, D. und WOHLGENANNT, R. : *A QVGA 143dB Dynamic Range Frame-Free PWM Image Sensor with Lossless Pixel-Level Video Compression and Time-Domain CDS*. IEEE Journal of Solid-State Circuits, **Invited Paper** (zur Veröffentlichung akzeptiert)

MATOLIN, D., BELBACHIR, A. N. und Schraml, S. : *Ein neuartiger Bio-inspirierter Vision Sensor für Ambient Assisted Living – Personensicherheit*. Tagungsband des Deutschen Ambient Assisted Living Kongresses, 2010

CHEN, D. G., MATOLIN, D., BERMAK, A. und POSCH, C. : *Pulse Modulation Imaging – Review and Performance Analysis*. IEEE Transactions on Biomedical Circuits (zur Veröffentlichung akzeptiert)

POSCH, C., MATOLIN, D. und WOHLGENANNT, R. : *High-DR, Frame-Free PWM Imaging with Asynchronous AER Intensity Encoding and Focal-Plane Temporal Redundancy Suppression*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2010

POSCH, C., MATOLIN, D., WOHLGENANNT, R., HOFSTÄTTER, M., SCHÖN, P., LITZENBERGER, M., BAUER, D. und GARN, H. : *Biomimetic Frame-Free HDR Camera with Event-Driven PWM Image/Video Sensor and Full-Custom Address-Event Processor*. Proc. of the IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, 2010

MATOLIN, D., POSCH, C. und WOHLGENANNT, R. : *True Correlated Double Sampling and Comparator Design for Time-Based Image Sensors*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2009, **Auszeichnung durch das Sensory Systems Technical Committee**

MATOLIN, D., POSCH, C. und WOHLGENANNT, R. : *Area and Power Reduction Techniques for Time-based Image Sensor Pixel Design*. Proc. of the IEEE International Conference on Microelectronics, 2009

POSCH, C., MATOLIN, D., WOHLGENANNT, R., MAIER, T. und LITZENBERGER, M. : *A Microbolometer Asynchronous Dynamic Vision Sensor for LWIR*. IEEE Sensors Journal, Juni, 2009

SCHREITER, J., MATOLIN, D. und SCHLÜSSLER, J.-U. : *Architektur und Chip-Entwurf des Merkmalerkenners*. in RAMACHER, U. und MALSBERG, C. : *Zur Konstruktion künstlicher Gehirne*. Springer-Verlag, 2009

POSCH, C., MATOLIN, D., WOHLGENANNT, R. : *A Two-Stage Capacitive-Feedback Differencing Amplifier for Temporal Contrast IR Sensors*. Analog Integrated Circuits and Signal Processing, Springer Netherlands, August, 2009, **Invited Paper**

MATOLIN, D., POSCH, C., WOHLGENANNT, R. und MAIER, T. : *A 64×64 Pixel Temporal Contrast Microbolometer Infrared Sensor*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2008, **Auszeichnung durch das Sensory Systems Technical Committee**

POSCH, C., MATOLIN, D. und WOHLGENANNT, R. : *Design of an Asynchronous Time-based Image Sensor*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2008

WOHLGENANNT, R., MATOLIN, D., POSCH, C. und MAIER, T. : *Characterization of a Temporal Contrast Microbolometer Infrared Sensor*. Proc. of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2008

POSCH, C., WOHLGENANNT, R., MATOLIN, D. und MAIER, T. : *A Temporal Contrast IR Vision Sensor*. Proc. of the SPIE Europe Conference on Optical Systems Design, 2008

POSCH, C., MATOLIN, D. und WOHLGENANNT, R. : *A Two-Stage Capacitive-Feedback Differencing Amplifier for Temporal Contrast IR Sensors*. Proc. of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2007, **Best Paper Award**

POSCH, C., HOFSTÄTTER, M., MATOLIN, D., VANSTRAELEN, G., SCHÖN, P., DONATH, N. und LITZENBERGER, M. : *A Dual-Line Optical Transient Sensor with On-Chip Precision Time-Stamp Generation*. Proc. of the IEEE International Solid-State Circuits Conference, 2007

POSCH, C., HOFSTÄTTER, M., LITZENBERGER, M., MATOLIN, D., DONATH, N., SCHÖN, P. und GARN, H. : *Wide Dynamic Range, High-Speed Machine Vision with a 2×256 Pixel Temporal Contrast Vision Sensor*. Proc. of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2007

WOHLGENANNT, R., MATOLIN, D. und POSCH, C. : *Geschalteter Transienten-Verstärker mit kapazitiver Rückkopplung für asynchrone, kontrastsensitive IR Bolometer-Sensoren*. Proc. of Austrian Workshop on Microelectronics, 2007

MATOLIN, D., SCHREITER, J. und SCHÜFFNY, R. : *Implementierung eines neuronalen Netzwerks zur Bildsegmentierung mit analogen integrierten Schaltungen*. Tagungsband der Dresdner Arbeitstagung Schaltungs- und Systementwurf, 2005

MATOLIN, D., SCHREITER, J. und SCHÜFFNY, R. : *Simulation and Implementation of an Analog VLSI Pulse-Coupled Neural Network for Image Segmentation*. Proc. of the International Midwest Symposium on Circuits and Systems, 2004

MATOLIN, D., SCHREITER, J., GETZLAFF, S. und SCHÜFFNY, R. : *An Analog VLSI Pulsed Neural Network Implementation for Image Segmentation*. Proc. of the International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems, 2004

SCHREITER, J., RAMACHER, U., HEITTMANN, A., MATOLIN, D. und SCHÜFFNY, R. : *Cellular Pulse Coupled Neural Network with Adaptive Weights for Image Segmentation and its VLSI Implementation*. Proc. of SPIE Electronic Imaging Conference, 2004

SCHREITER, J., RAMACHER, U., HEITTMANN, A., MATOLIN, D. und SCHÜFFNY, R. : *Pulse Coupled Neural Networks with Adaptive Synapses for Image Segmentation*. Proc. of the Conference on Architecture of Computing Systems, 2004

SCHREITER, J., DÖGE, J., MATOLIN, D., SCHÜFFNY, R., HEITTMANN, A. und RAMACHER, U. : *Image Segmentation by a PCNN with Adaptive Weights*. Proc. of the Visualization, Imaging, and Image Processing Conference, 2003

MATOLIN, D., SCHREITER, J. und SCHÜFFNY, R. : *Entwurf hochparalleler dynamischer analoger Systeme am Beispiel eines neuronalen Netzwerkes zur Bildsegmentierung*. Proc. of the Workshop on System Design Automation, 2003

SCHREITER, J., RAMACHER, U., MATOLIN, D., HEITTMANN, A. und SCHÜFFNY, R. : *Analog Implementation for Networks of Integrate-and-Fire Neurons with Adaptive Local Connectivity*. Proc. of the IEEE International Workshop on Neural Networks for Signal Processing, 2002.

HEITTMANN, A., MATOLIN, D., SCHREITER, J., SCHÜFFNY, R. and RAMACHER, U. : *An Analog VLSI Pulsed Neural Network for Image Segmentation Using Adaptive Connection Weights*. Proc. of the International Conference on Artificial Neural Networks, 2002

SCHREITER, J., SCHLÜSSLER, J. U., MATOLIN, D. und SCHÜFFNY, R. : *Study on Dynamic Mixed-Signal Circuits*. Proc. of the Workshop on System Design Automation, 2002

Patente

AT 504582B1 *Verfahren zur Generierung eines Bildes in elektronischer Form, Bildelement für einen Bildsensor zur Generierung eines Bildes sowie Bildsensor*. und entsprechend PCT WO 2008/061268 A1 *Method for Generating an Image in Electronic Form, Image Element for an Image Sensor for Generating an Image, and Image Sensor*.

ÖPA GM 10400 *Sensorelement für Infrarotsensoren, Sensor für den Infrarotbereich, sowie Verfahren zur Generierung des Abbildes einer Szene*.

Kurzlebenslauf – Daniel Matolin

Geburt

23. Mai 1978 in Freital, Deutschland

Nationalität

Deutsch

Familienstand

ledig

Ausbildung/Beschäftigung

September 1984 — Juni 1988

Besuch der Grundschule „Geschwister Scholl“ in Freital

September 1988 — Juni 1992

Besuch der Polytechnischen Oberschule/Mittelschule „Geschwister Scholl“ in Freital

August 1992 — Juni 1996

Besuch des Gymnasiums Freital–Deuben
Abitur mit Gesamtnote „sehr gut“

August 1996 — August 1997

Zivildienst bei der Diakonie Sozialstation
Freital

Oktober 1997 — Juli 2003

Diplomstudium Elektrotechnik, Studienrichtung
Informationstechnik an der TU Dresden
Abschluss mit Gesamtnote „sehr gut“

1998 — 2002

AB Elektronik Klingenberg GmbH
Entwicklungsabteilung
verschiedenste Tätigkeiten (PCB–Design, Mess-
aufgaben, μ C–Programmierung)

Dezember 2001 — Mai 2002

Robert Bosch GmbH Reutlingen
Vorentwicklung Halbleiter, Methodik und
Prozess–Simulation
Hauptpraktikum
Entwicklung einer Simulationsumgebung für
Simulink/Modelsim

August 2003 — Dezember 2003

Bosch Automotive Systems Corporation Japan
Component Engineering Development
Department for ECU Development
Traineeship
Entwurf analoger Schaltungen für Automotiv–
Anwendungen

Januar 2004 — September 2005

Technische Universität Dresden
Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
Stiftungsprofessur für Hochparallele VLSI-
Systeme und Neuromikroelektronik

wissenschaftlicher Mitarbeiter
Analog/Mixed-Signal und Digital IC Design

Oktober 2005 —

Austrian Institute of Technology, Österreich
Safety & Security Department
Geschäftsfeld Neuroinformatik

wissenschaftlicher Mitarbeiter
Analog/Mixed-Signal IC Design

wissenschaftliche Tätigkeit

(Ko-) Autor von mehr als 30 wissenschaftlichen
Journal-, Konferenz- und Buchbeiträgen

Auszeichnungen auf der IEEE International Con-
ference on Electronics, Circuits and Systems
(ICECS) 2007 und dem IEEE International Sym-
posium on Circuits and Systems (ISCAS) 2008,
2009, 2010

IEEE International Solid-State Circuits
Conference (ISSCC) Veröffentlichungen 2007, 2010
und eine eingeladene Publikation für das IEEE
Journal of Solid-State Circuits (JSSC) 2010

1 Patent und 1 Gebrauchsmuster

Review-Tätigkeit für das IEEE International
Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)