Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg
Fakultät für Physik und Astronomie
Max - Planck - Institut für Kernphysik

HD-IHEP96-10
HD-ASIC-20-0796

Layout und Test eines Systems adaptiver Photorezeptoren in analoger CMOS-Technologie

Markus Loose

ASIC-Labor http://asic.uni-heidelberg.de
Schröderstraße 90 D-69120 Heidelberg

Fakultät für Physik und Astronomie

Ruprecht-Karls-Universität Heidelberg

Diplomarbeit
im Studiengang Physik
ausgeführt von
Markus Loose
Juli 1996

Tel: 06221/544359, Fax: 06221/544345
E-Mail: loose@asic.uni-heidelberg.de
Institut für Hochenergiephysik, ASIC-Labor
Schröderstraße 90, D-69120 Heidelberg

Inhalt

Für die Entwicklung optoelektronischer Rezeptoren stellen biologische Systeme ein interessantes Vorbild dar. In dieser Arbeit wird ein in analoger CMOS-Technologie entwickelter Photorezeptor vorgestellt. Der Rezeptor ahmt die Eigenschaften der Zapfen in der Retina nach. Er zeigt ein adaptives Verhalten, das zu einer geringen Verstärkung statischer Signale und zu einer hohen Verstärkung transienter Signale führt. Der dynamische Bereich liegt mit etwa 7 Dekaden deutlich über dem von CCD-Chips. Auf der Basis dieses Rezeptors wird das Layout eines Mikrochips beschrieben. Der Chip besteht aus einer 20×20 Pixelmatrix und einigen Teststrukturen. Die Messungen wesentlicher Eigenschaften von Photorezeptor und Pixelmatrix werden vorgestellt und diskutiert.

Abstract

Biological systems represent an interesting model for the development of optoelectronical receptors. This paper describes a photoreceptor developed in analog CMOS technology. The receptor imitates the properties of retina cones. It shows an adaptive behaviour which leads to a low gain of static signals and a high gain of transient signals. The dynamic range of about 7 decades significantly exceeds the one of CCD chips. On the basis of this receptor the layout of a microchip is described. The chip consists of a 20×20 pixel matrix and several test structures. Essential measurements of photoreceptor and pixel matrix properties are presented and discussed.

Inhaltsverzeichnis

Einführung **1**

1 Der CMOS-Prozeß **5**
- 1.1 Der MOSFET als aktives Element 5
  - 1.1.1 Linearer Bereich und Sättigung 6
  - 1.1.2 Das Verhalten im Subthresholdbereich 8
- 1.2 Passive Bauelemente 10
- 1.3 Optisch sensitive Strukturen 11
  - 1.3.1 Aufbau der CMOS-Photodioden 11
  - 1.3.2 Spektrale Empfindlichkeit 11

2 Der adaptive Photorezeptor **15**
- 2.1 Biologische Motivation 15
- 2.2 Aufbau des elektronischen Photorezeptors 17
  - 2.2.1 Schaltkreis und Funktion 17
  - 2.2.2 Adaptives Element 19
- 2.3 Probleme der Subthreshold-Simulation 22
- 2.4 Simulation des Photorezeptors 24
  - 2.4.1 Antwort auf langsame und schnelle Signale 25
  - 2.4.2 Adaptation und optische Täuschung 26
  - 2.4.3 Übertragungsfunktion 28
  - 2.4.4 Stromaufnahme 30
  - 2.4.5 Kontinuierliche Simulation über mehrere Dekaden 30

3 Design und Layout des Vision Chips **32**
- 3.1 Ein Blick auf den gesamten Chip 32
- 3.2 Layout des Photorezeptors 34
  - 3.2.1 Der Standardpixel 35
  - 3.2.2 Die 3 × 3 Pixelmatrix 36
  - 3.2.3 Variationen des Standardpixels 37
- 3.3 Die 20 × 20 Pixelmatrix 38
  - 3.3.1 Ausleseprinzip und Aufbau 38
  - 3.3.2 Der Ausleseverstärker 40
  - 3.3.3 Der Pegelkonverter 43
- 3.4 Teststrukturen 44

4 Meßaufbau **47**
- 4.1 Optischer Tisch 47
  - 4.1.1 Abschwächung und Fokussierung des Lasers 47

4.1.2 Fahrtischsteuerung . . . 50
4.2 Aufbau der Testplatine . . . 51
4.2.1 Spannungsversorgung . . . 52
4.2.2 Spannungsfolger als Impedanzwandler . . . 53
4.2.3 Transimpedanzverstärker für die Photodioden . . . 54
4.3 Aufbau und Auslese der Kamera . . . 56
4.3.1 Übersicht über den Aufbau . . . 56
4.3.2 Funktionsweise der Kameraplatine . . . 58
4.3.3 Steuerungs- und Auslesesoftware . . . 60
4.3.4 Probleme bei der Zeilenselektion . . . 61

5 Messungen des Vision Chips am optischen Tisch 64
5.1 Transiente und statische Antwort . . . 64
5.1.1 Standardpixel aus der 3 × 3 Matrix . . . 64
5.1.2 Pixel aus der 20 × 20 Matrix . . . 66
5.1.3 Pixel mit anderem Kapazitätsverhältnis . . . 67
5.2 Adaptation . . . 69
5.2.1 Kennlinie des adaptiven Elements . . . 69
5.2.2 Adaptationskurve des Rezeptors . . . 70
5.2.3 Intensitätsabhängigkeit der Adaptation . . . 71
5.3 Übertragungsfunktion . . . 73
5.3.1 Variation der Biasspannung V_b . . . 73
5.3.2 Variation der Beleuchtungsintensität . . . 76
5.4 Kontinuierliche Messung über 7 Dekaden . . . 77
5.5 Rauschen . . . 79
5.5.1 Intensitätsabhängigkeit . . . 79
5.5.2 Rauschspektrum des 20 × 20 Matrixpixels . . . 81
5.5.3 Rauschspektrum des 3 × 3 Matrixpixels . . . 83
5.6 Messungen mit dem maximal fokussierten Laser . . . 85
5.6.1 Überprüfung der Lichtfleckgröße . . . 85
5.6.2 Übersprechen zwischen den Pixeln der 3 × 3 Matrix . . . 87
5.6.3 Übersprechen zwischen den Pixeln der 20 × 20 Matrix . . . 88
5.6.4 Quanteneffizienz und Metallabschirmung . . . 89

6 Messungen mit der 20 × 20 Pixelkamera 92
6.1 Statistik der 400 Pixel . . . 92
6.1.1 Meßwertstreuung . . . 92
6.1.2 Offset . . . 93
6.1.3 Rauschen . . . 96
6.1.4 Steigung . . . 99
6.2 Verhalten des Ausgangssignals bei der Zeilenselektion . . . 102
6.3 Kameraaufnahmen . . . 104
6.3.1 Im Labor . . . 104
6.3.2 Auf der Straße . . . 109

Zusammmenfassung und Ausblick 112

Literaturverzeichnis 115

Einführung

Vor etwa 25 Jahren wurde in San Francisco ein Experiment durchgeführt, das die Entwicklung einer neuartigen Mobilitätshilfe für Blinde zum Ziel hatte (siehe [1] und [7]). Dazu wurde das optische Bild der Umgebung, das ein gesunder Mensch mit seinen Augen wahrnimmt, von einer Fernsehkamera in ein elektronisches Signal umgewandelt und mittels elektromagnetischer Aktuatoren (Spulen, deren Kern mit 60 Hz vibriert) taktil auf den Bauch bzw. den Rücken der Testperson übertragen. Der Blinde sollte so in die Lage versetzt werden, sich in seiner gewohnten Umgebung zurechtzufinden, ohne auf das Ertasten mit seiner Hand oder mit dem Blindenstock angewiesen zu sein. Aus Abb. 1 läßt sich ein Eindruck des Systems gewinnen. Rechts im Bild befindet sich die Versuchsperson mit Kamera und Aktuatorgürtel. Ein Kabel verbindet die Kamera mit einem Computer, der von einem Assistenten hinterhergeschoben wird. Der Computer berechnet aus den Bilddaten die Steuersignale für den taktilen Gürtel, die wiederum über ein Kabel an die Aktuatoren geleitet werden. Zusätzlich zur taktilen Ausgabe ist ein Sprachausgang vorhanden. Da jedoch der Blinde sein Gehör nach wie vor zur natürlichen Orientierung

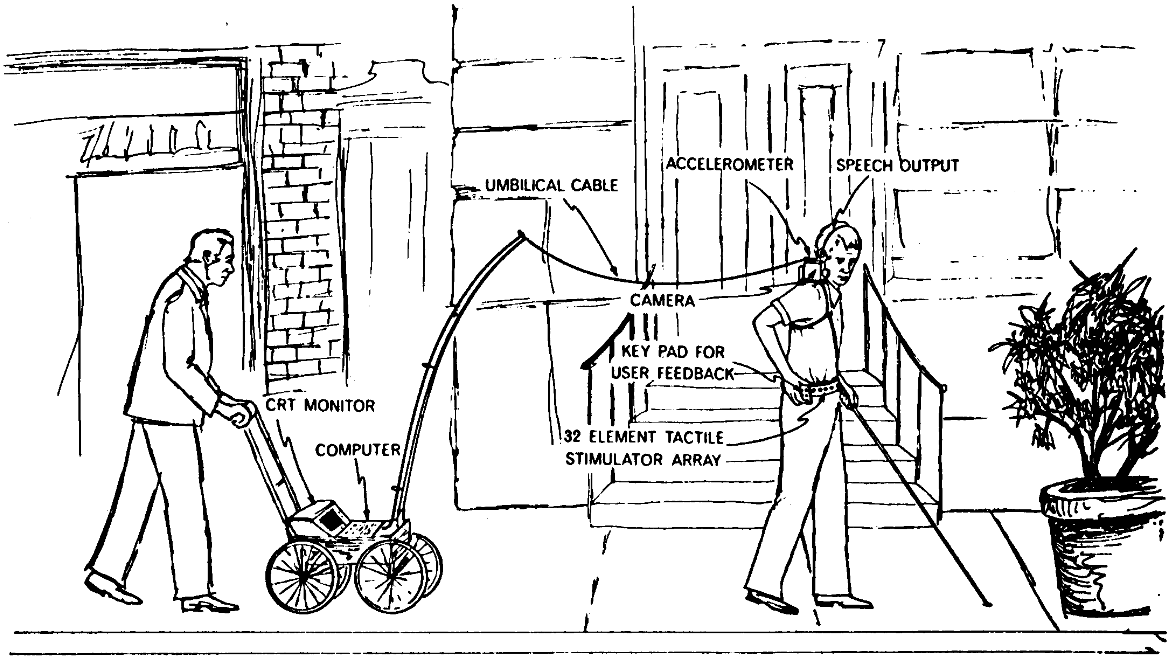


Abbildung 1: Skizze des Blindenhilfssytems aus San Francisco

benötigt, stellte sich die Übermittlung akustischer Signale eher als störend heraus. Der Schwerpunkt der Versuche lag deshalb im Bereich der taktilen Informationsausgabe. In Abb. 2 ist eine Versuchsperson mit Aktuatorgürtel abgebildet.
Erste Ergebnisse bestätigten durchaus die prinzipielle Durchführbarkeit der taktilen Übertragung. Die Testpersonen konnten z. B. einen vorgegebenen Parcour durchlaufen oder gezielt nach einem Telefonhörer greifen. Dennoch wurde das Projekt nach einigen Jahren eingestellt. Die Gründe hierfür lagen zum einen in der damals noch am Anfang stehenden Entwicklung der Mikroelektronik, was zu einem umfangreichen System (große Kamera, viel Platz für verarbeitende Elektronik) und wenig effektiver Bildverarbeitung führte. Zum anderen wurden die taktilen Fähigkeiten des Menschen überschätzt und zu viele Informationen auf einmal übertragen (Aktuatoren waren beispielsweise zu dicht benachbart).

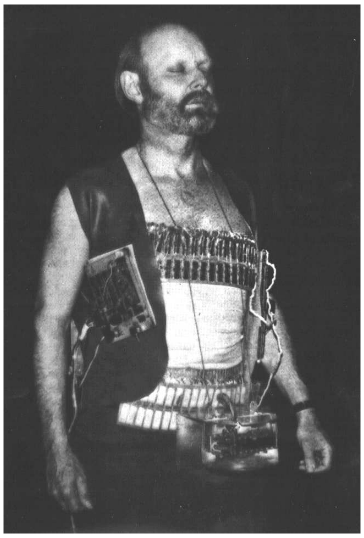


Abbildung 2: Versuchsperson mit Aktuatoren im Brust- und Bauchbereich

In einem Gemeinschaftsprojekt der beiden Heidelberger Institute für Angewandte Physik (Prof. J. Bille) und für Hochenergiephysik (Prof. K. Meier) sowie der Universitäts-Augenklinik (Prof. Dr. med. A. Blankenagel) wurde nun diese Idee einer Blindenmobilitätshilfe wieder aufgegriffen. Die Absicht besteht darin, die meisten der damaligen Probleme mit den Möglichkeiten heutiger Mikroelektronik und Bildverarbeitung in den Griff zu bekommen. Das angestrebte Komplettsystem, dessen schematischer Aufbau in Abb. 3 dargestellt ist, soll prinzipiell aus zwei Komponeneten bestehen: dem sog. *Vision Part*, der die Bildaufnahme und -verarbeitung übernimmt, und dem sog. *Action Part*, der gewissermaßen die Schnittstelle zwischen Mensch und Elektronik darstellt. Auch in diesem System soll die Information taktil auf die Haut des Blinden übertragen werden.
Für den Vision Part ist das Institut für Hochenergiephysik verantwortlich, während sich die Angewandte Physik mit dem Action Part beschäftigt. Auf die Entwicklung des Action Parts wird hier nicht weiter eingegangen[1]. Sobald ein funktionsfähiger Prototyp zur Verfügung steht, sollen in der Augenklinik Versuche mit Patienten durchgeführt werden.

---

[1] In der Angewandten Physik beschäftigt sich derzeit Ralf Jeschke unter der Betreuung von Prof. J. Bille mit der Entwicklung eines taktilen Ausgabegerätes.

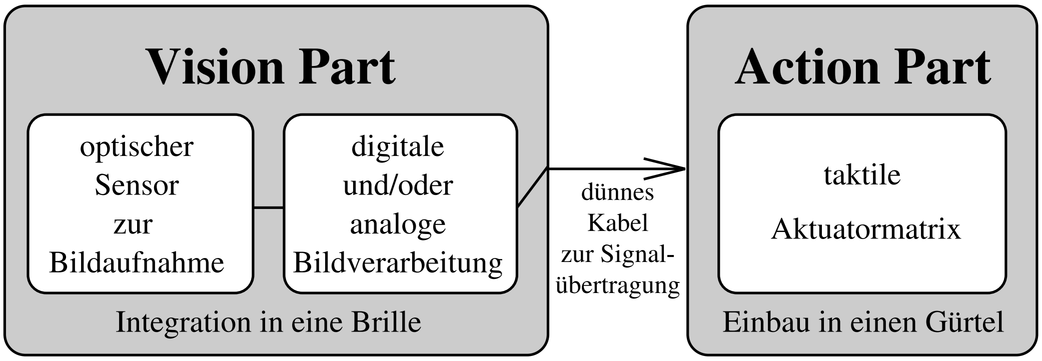


Abbildung 3: Schematischer Aufbau der Heidelberger taktilen Mobilitätshilfe

Im Institut für Hochenergiephysik existiert seit etwa $1^1/_2$ Jahren ein Labor zur ASIC-Entwicklung (Application Specific Integrated Circuit = anwendungsspezifische integrierte Schaltkreise), in dem die Voraussetzungen für Design und Test von anwendungsspezifischen Mikrochips gegeben sind. Die Nutzung dieser Möglichkeiten bietet sich für die Entwicklung eines *Vision Chips* an, der auf die besonderen Anforderungen des Vision Parts zugeschnittenen ist. In den folgenden Kapiteln soll der erste Schritt in diese Richtung beschrieben werden: Design und Test eines optisch sensitiven Chips auf der Basis von adaptiven Photorezeptoren. Das erklärte Ziel, die gesamte Elektronik unauffällig in einer Brille unterzubringen, wird noch weitere Iterationsschritte benötigen und soll in etwa zwei Jahren abgeschlossen sein. In einer Zwischenstufe wird das System zunächst mit einem portablen PC ausgerüstet werden, auf dem sich verschiedene Bildverarbeitungsalgorithmen austesten lassen. Die effektivste Variante soll dann im endgültigen System integriert werden.

Wer sich heutzutage mit elektronischen Bildaufnahme- oder Bildverarbeitungssystemen beschäftigt, kann auf eine Fülle von kommerziell erhältlichen Produkten zurückgreifen. In den meisten Fällen kommt dabei ein sog. CCD-Chip (charged coupled device) zum Einsatz, der für die Umsetzung von Licht in elektrische Ladung verantwortlich ist. Die durch Photoeffekt im Pixel[2] erzeugten Ladungen werden dabei über eine gewisse Zeit (typ. 20 ms) integriert und dann über ein mehrstufiges Potentialgefälle zum Rand der Pixelmatrix transportiert. Zu den Vorteilen einer CCD-Kamera zählen vor allem geringe Produktionskosten, niedriges Rauschen, hohe Empfindlichkeit, nur kleine Pixel-zu-Pixel-Variationen und nahezu beliebige Auflösung (bis einige Millionen Pixel pro Chip). Ein großer Nachteil ist allerdings der geringe dynamische Bereich[3] von nur 3-4 Dekaden, der dem menschlichen Auge beispielsweise weit unterlegen ist. Deshalb benötigen CCD-Kameras stets eine mechanische Einstellung der Beleuchtungsintensität (Blende oder Shutter), um sie an die gegebenen Helligkeitsverhältnisse anzupassen.

Es existieren jedoch auch Alternativen, die in einzelnen Bereichen einem herkömmlichen CCD-Chip überlegen sind. Hierbei werden optische Sensoren wie Photodioden oder Phototransistoren verwendet, die im Gegensatz zur CCD ein kontinierliches Ausgangssignal

---

[2] Ein Pixel (picture element) bezeichnet jeweils einen Punkt des Gesamtbildes und entspricht damit einem einzelnen, lichtempfindlichen Element des CCD-Chips.

[3] Verhältnis von größter zu kleinster, noch wahrnehmbarer Intensität (Intensität = Leistung/Fläche).

liefern. Diese Sensoren haben den Vorteil, daß sie gleichzeitig mit bildverarbeitender Elektronik in einem Standard-CMOS-Prozeß integriert werden können. Durch Nachschalten eines logarithmierenden Transistors läßt sich beispielsweise das Eingangssignal stark komprimieren. Derartige Systeme[4] können Lichtintensitäten mit einem Kontrastunterschied von mehr als 6 Dekaden noch auflösen. Dies entspricht etwa dem Umfang von hellem Sonnenlicht (1000 W/m^2) bis zu Mondlicht (1 mW/m^2). Der Nachteil der Logarithmierung ist jedoch, daß geringe Kontrastunterschiede unter Umständen nicht mehr wahrzunehmen sind. Auch andere analoge Schaltungen erlauben eine elektronische Bildverarbeitung. Sie kann dabei nahezu in Echtzeit ablaufen, weil keine zeitaufwendigen digitalen Berechnungen durchgeführt werden müssen. Als Beispiele seien hier die Bewegungserkennung (A. Mhani, G. Bouvier, J. Herault aus Grenoble [17]) sowie die Kantenverstärkung mit Hilfe von Widerstandsnetzwerken (C. A. Mead und M. A. Mahowald am California Institute of Technology, Pasadena [16]) genannt, welche die prinzipielle Machbarkeit solcher Vision Chips demonstrieren.

Diese Vorzüge gegenüber CCD-basierten Systemen verbunden mit dem Wunsch, ein möglichst kleines und kompaktes System zu erhalten, schienen uns attraktiv genug, die Entwicklung eines eigenen Chips in Angriff zu nehmen. Für die Orientierung in der Umwelt sind im wesentlichen nur bewegte Objekte relevant (ortsfeste Objekte "bewegen" sich auch, nämlich dann, wenn man den Kopf dreht oder darauf zugeht). Daher sollte der Chip in der Lage sein, auf Bewegung verstärkt zu reagieren. Außerdem wäre eine Kantendetektion hilfreich, weil gerade die Kanten gut taktil übertragen werden können und im Prinzip zur Orientierung ausreichen.
Tatsächlich sind dies zwei Eigenschaften, die auch die Netzhaut des Auges auszeichnen. Ein elektronischer Nachbau der Retina wäre demnach ein erfolgversprechender Weg. Viele Schritte sind bereits in diese Richtung unternommen worden, vor allem von Carver A. Mead und seinen Mitarbeitern, wobei ein Ansatz für unser Projekt am besten geeignet zu sein schien. Hierbei handelt es sich um einen adaptiven und logarithmierenden Photorezeptor, der das Verhalten eines Zapfens der Netzhaut nachahmt. Er wurde von Mead und Delbrück entwickelt, in [9] wird er vorgestellt und diskutiert. In der vorliegenden Diplomarbeit werden auf der Basis dieses Schaltkreises folgende Themen behandelt:

- Lichtempfindlichkeit von CMOS-Dioden
- Simulation und Layout eines adaptiven Pixels
- Erweiterung des Layouts zu einem Mikrochip mit Teststrukturen und 20×20 Pixelmatrix
- optischer und elektronischer Testaufbau
- Test des Chips, Messung wesentlicher Eigenschaften

Besonderer Wert wurde dabei auf den Meßaufbau gelegt. Zum einen sollten die photosensitiven Schichten auf dem Chip mikrometergenau untersucht werden, zum anderen war der Wunsch vorhanden, bereits richtige Bilder mit der Pixelmatrix aufnehmen und verarbeiten zu können.

---

[4] Eine HDRC-Kamera (High Dynamic Range CMOS) mit 32768 Pixeln und einem Dynamikbereich von 1000000:1 wurde am IMS (Institut für Mikroelektronik in Stuttgart) entwickelt. Eine nähere Beschreibung findet sich in [10].

Kapitel 1

Der CMOS-Prozeß

Zum Aufbau einer elektronischen Schaltung werden sowohl Widerstände, Kondensatoren und Spulen (passive Elemente), als auch Halbleiter wie Transistoren (aktive Elemente) benötigt. Im einfachsten Fall werden diese Bauteile separat produziert und dann auf einer Platine zur fertigen Schaltung zusammengebaut. Allerdings nimmt ein diskreter Aufbau viel Platz in Anspruch, und schon früh wurde versucht, mehrere Bauteile gemeinsam in einem Mikrochip unterzubringen. Im Zuge der fortschreitenden Miniaturisierung haben sich verschiedene Prozesse zur Herstellung hochintegrierter Schaltungen etabliert, wobei der CMOS[1]-Prozeß die größte Verbreitung gefunden hat und heute Strukturgrößen um 0.3 μm erreicht. Eine weitere Verkleinerung wird angestrebt. Die heute gebräuchliche Produktionsweise der optischen Belichtung ist jedoch nahezu an ihre Grenzen gestoßen, weil die Größe einzelner Strukturen bereits die verwendete Lichtwellenlänge unterschreitet. Der Übergang zu kürzeren Wellenlängen (UV-Licht, Röntgenstrahlen) ist in der Entwicklung, aber noch nicht im großtechnischen Maßstab einsetzbar.

1.1 Der MOSFET als aktives Element

Das wichtigste aktive Element im Standard-CMOS-Prozeß ist der sog. MOSFET[2], ein Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate. Es wird zwischen dem n-Kanal- und dem p-Kanal-MOSFET unterschieden, die sich durch entgegengesetzte Dotierungen auszeichnen. Ihre Schaltbilder sind in Abb. 1.1 dargestellt. Abb. 1.2 zeigt einen vertikalen Schnitt

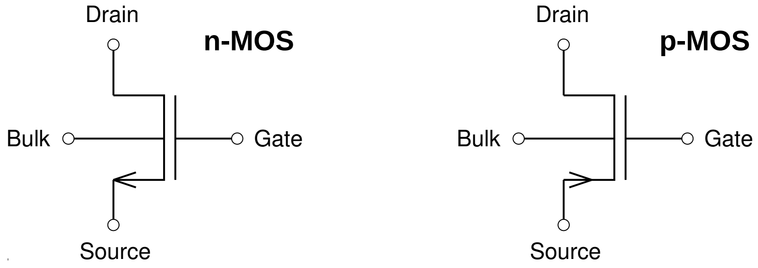


Abbildung 1.1: Schaltbilder von n-Kanal- und p-Kanal-MOSFET

---

[1] CMOS = Complementary Metal-Oxid-Semiconductor technology

[2] MOSFET = Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

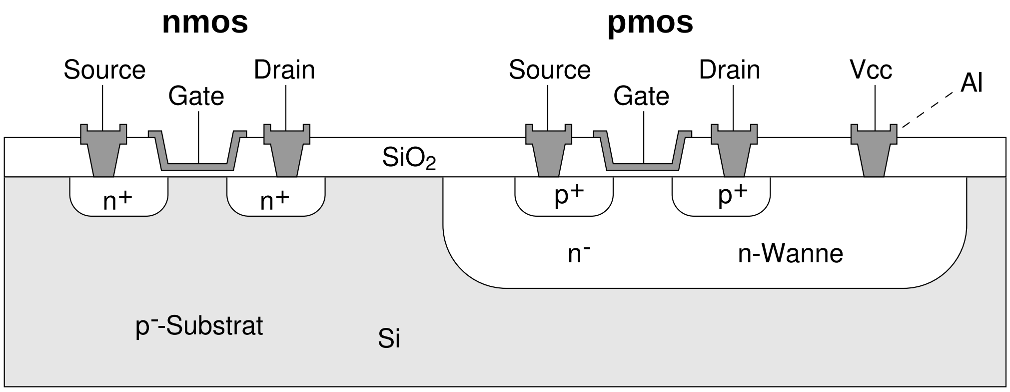


Abbildung 1.2: Querschnitt durch eine CMOS-Struktur aus n-Kanal und p-Kanal-MOSFET; p steht für positive, n für negative Dotierung, ein + bedeutet stark dotiert, ein - schwach dotiert.

durch eine aus n-MOS und p-MOS bestehende CMOS-Struktur, wobei das Verhältnis der Schichtdicken zueinander nur näherungsweise dem tatsächlichen Verhältnis entspricht, welches stark vom verwendeten Prozeß abhängt. Beim n-MOS werden durch Diffusion zwei stark negativ dotierte Bereiche (Source und Drain) im schwach positiv dotierten Substrat (Bulk) erzeugt. Dazwischen befindet sich das Gate, welches durch eine dünne Siliziumdioxidschicht (typ. 25 nm) vom Substrat isoliert ist. Legt man nun eine Spannung zwischen Source und Drain an, so kann zunächst kein Strom fließen, da einer der beiden pn-Übergänge in Sperrichtung gepolt ist. Wird allerdings eine positive Spannung an das Gate gelegt, so zieht das dadurch erzeugte elektrische Feld negative Ladungsträger (Elektronen) an, die sich unter der SiO_2-Schicht sammeln. Bei genügender Anzahl kommt es zu einer Ladungsträgerinversion, das heißt, der p-dotierte Bereich verhält sich wie eine n-Dotierung. Es bildet sich ein leitender Kanal aus, der einen Strom zwischen Source und Drain ermöglicht. Dieser Drainstrom läßt sich nun durch Veränderung der angelegten Spannungen über einen großen Bereich variieren.

Um in einem CMOS-Prozeß mit positiver Substratdotierung einen p-MOS-Transistor herzustellen, wird eine zusätzliche, schwach n-dotierte Wanne benötigt (vgl. Abb. 1.2). Nur so lassen sich Source und Drain gegen das gleichdotierte Substrat isolieren, und es ergeben sich gerade die umgekehrten Verhältnisse als beim n-MOS. Die Funktionsweise beider Transistoren ist prinzipiell identisch. Aufgrund der unterschiedlichen Beweglichkeit μ_p und μ_n von positiven und negativen Ladungsträgern (vgl. Tabelle 1.1) ergeben sich jedoch bei gleichen äußeren Parametern verschiedene Stromstärken.

1.1.1 Linearer Bereich und Sättigung

Die Stärke des Drainstroms I_D hängt entscheidend von zwei Parametern ab, der Drain-Source-Spannung V_{DS} und der Gate-Source-Spannung V_{GS}. In Abb. 1.3 ist I_D über V_{DS} aufgetragen, wobei die einzelnen Kurven verschiedenen Gatespannungen entsprechen.

Ein MOSFET kann prinzipiell in drei Arbeitsbereichen betrieben werden. Liegt V_{GS} unter einer Schwellenspannung V_{th} (etwa 0.7 V), so hat sich noch kein leitender Kanal ausgebildet und es fließt nur ein geringer Sperrstrom. Im nächsten Abschnitt wird dieser

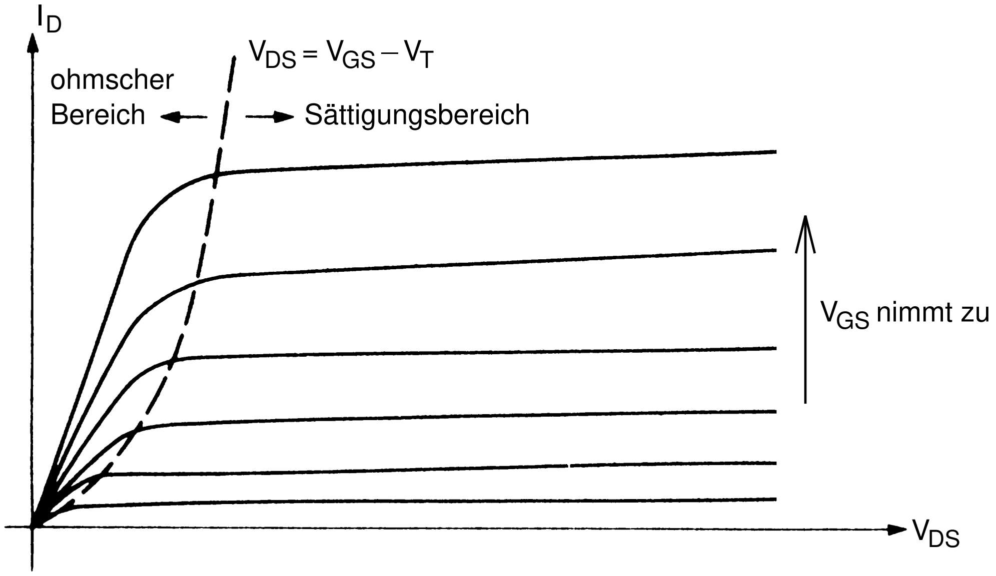


Abbildung 1.3: Strom-Spannungs-Kennlinie eines MOSFET. Für steigende Gatespannung V_{GS} verschieben sich die Kurven nach oben. (entnommen aus [12])

sog. *Subthresholdbereich* etwas ausführlicher diskutiert. Befindet sich V_{GS} dagegen über der Thresholdspannung V_{th}, so verhält sich der Transistor für kleine Drainspannungen V_{DS} zunächst wie ein ohmscher Widerstand, der Strom steigt proportional mit V_{DS}. Beim n-MOS gilt für $V_{DS} < V_{GS} - V_{th}$ näherungsweise

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{th} - V_{DS}/2)\, V_{DS}. \tag{1.1}$$

Dieses Gebiet wird als *ohmscher Bereich* bezeichnet. Die beiden Parameter W (width) und L (length) bezeichnen die Breite und Länge des Gates. Sie sind die einzigen Parameter, mit denen der CMOS-Designer die Transistoreigenschaften beeinflussen kann. Alle anderen Parameter sind durch den Prozeß fest vorgegeben. C_{ox} bezeichnet die Kapazität pro Längeneinheit, die sich durch die isolierende Oxidschicht zwischen Gate und Kanal ergibt und μ_n steht für die Beweglichkeit der Elektronen im n-MOS-Kanal. In Tabelle 1.1 sind einige Parameter mit typischen Zahlenwerten angeben.

Allerdings weicht die Kennlinie für steigendes V_{DS} immer mehr von einer idealen Widerstandsgeraden ab. Für $V_{DS} > V_{GS} - V_{th}$ kommt sie schließlich in den *Sättigungsbereich*, in dem der Strom nur noch sehr schwach mit der Spannung wächst. Dieser Effekt läßt sich dadurch erklären, daß quasi alle im Kanal vorhandenen Ladungen als Drainstrom abfließen und der leitende Kanal aufgrund von Ladungsträgermangel abgeschnürt wird. Damit kann der Strom nicht mehr weiter ansteigen. In diesem Bereich wird der Transistor oft als Stromquelle betrieben, da gerade hier ein konstanter Strom bei wechselnden äußeren Bedingungen (z. B. Veränderung von V_{DS}) erwünscht ist. Das Verhalten in der Sättigung läßt sich durch

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{2L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda V_{DS}), \quad V_{GS} \geq V_{th} \tag{1.2}$$

Parameter	Symbol	typ. Wert	Einheit
Oxidkapazität	C_{ox}	1.41	$\mathrm{fF}/\mu\mathrm{m}^2$
Beweglichkeit, n-MOS	μ_n	482	$\mathrm{cm}^2/(\mathrm{Vs})$
Beweglichkeit, p-MOS	μ_p	184	$\mathrm{cm}^2/(\mathrm{Vs})$
Thresholdspannung, n-MOS mit $W = L = 30\ \mu$m	V_{th}	0.72	V
Thresholdspannung, p-MOS mit $W = L = 30\ \mu$m	V_{th}	-0.76	V
Sättigungsstrom, n-MOS mit $L = 1.2\ \mu$m	I_{DS}	0.25	mA/μm
Sättigungsstrom, p-MOS mit $L = 1.2\ \mu$m	I_{DS}	0.12	mA/μm

Tabelle 1.1: Einige Prozeßparameter des 1.2 μm CMOS-Prozeß von AMS (Austria Micro Systems). Der Sättigungsstrom entspricht dem Strom I_D aus Gleichung (1.2) für $V_{GS} = V_{DS} = 5$ V. Er ist proportional zur Breite W des Transistors und wird deshalb pro μm angegeben.

beschreiben. Da der Strom I_D nicht exakt konstant bleibt, sondern geringfügig mit der Drainspannung V_{DS} anwächst, wird die Steigung durch die Variable λ parametrisiert. Der Wert von λ hängt sowohl von der Transistorgeometrie als auch von den Dotierungsstärken ab und liegt in der Größenordnung von 0.01 V^{-1}.
Gleichung (1.2) beschreibt auch die Abhängigkeit des Drainstroms I_D von der Gatespannung V_{GS}. Im Gegensatz zum bipolaren Transistor, der ein exponentielles Verhalten zwischen Kollektorstrom und Basis-Emitter-Spannung zeigt, weist der MOSFET einen quadratischen Zusammenhang auf (siehe Abb. 1.4). Dies führt einerseits dazu, daß ein Feldeffekttransistor eine geringere Steilheit[3] besitzt und somit nicht die Verstärkungsfaktoren von bipolaren Typen erreicht. Andererseits kann er in einem größeren Spannungsbereich als linearer Verstärker betrieben werden, da die Steilheit nicht exponentiell sondern nur linear mit der Spannung variiert.

1.1.2 Das Verhalten im Subthresholdbereich

Die bisher beschriebenen Eigenschaften für die Übertragungskennlinie gelten nur, wenn der Transistor oberhalb der Thresholdspannung V_{th} betrieben wird, wenn also $V_{GS} \geq V_{th}$ gilt. Für kleinere Gatespannungen hat sich noch keine vollständige Ladungsinversion im Kanal ausgebildet (dieser Bereich wird daher auch *weak inversion* genannt), dennoch können bereits einige Ladungen die durch den pn-Übergang gebildete Potentialbarriere überwinden. Die Abhängigkeit des Drainstroms I_D von der Gatespannung V_{GS} ist allerdings nicht mehr quadratisch, sondern wie beim bipolaren Transistor exponentiell. In einer logarithmischen Auftragung, wie sie in Abb. 1.5 dargestellt ist, nimmt die Übertragungskennlinie für $V_{GS} < 0.7$ V die Form einer Geraden an. Das Verhalten im Subthresholdbereich wird näherungsweise durch

$$I_{DS} = I_0 \frac{W}{L} e^{V_{GS}/nV_T} \left(1 - e^{-V_{DS}/V_T}\right) \tag{1.3}$$

beschrieben, wobei I_0 von den Prozeßparametern abhängt und $n \simeq 1.5$. Die Temperaturspannung V_T darf nicht mit der Schwellenspannung V_{th} verwechselt werden und ist über

---

[3] Die Steilheit S ist definiert als $S = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$, die Steigung der I_D-V_{GS}-Übertragungskennlinie.

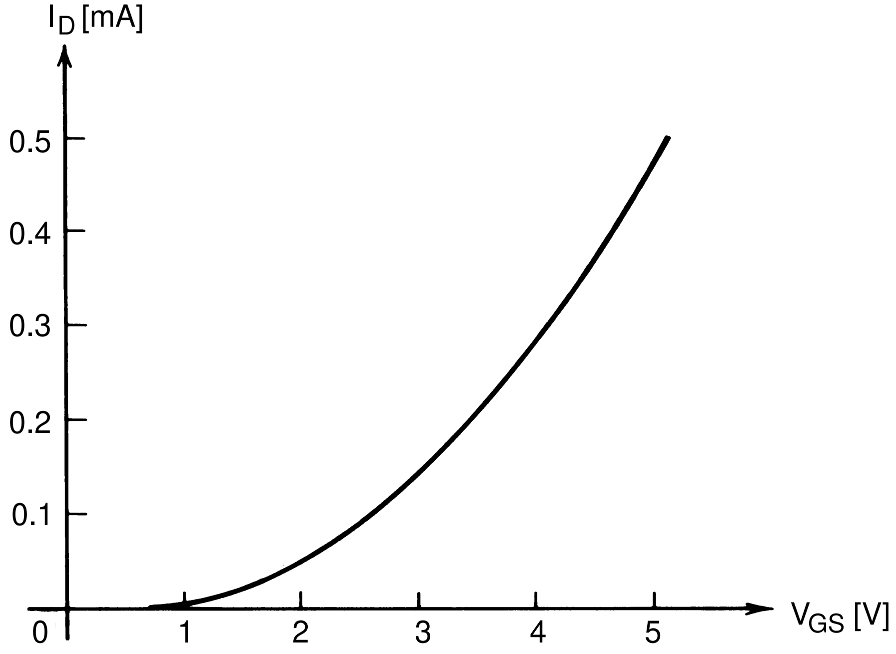


Abbildung 1.4: Übertragungskennlinie eines MOSFET mit $W = L = 20\mu$m und $V_{DS} = 5$ V. (entnommen aus [11])

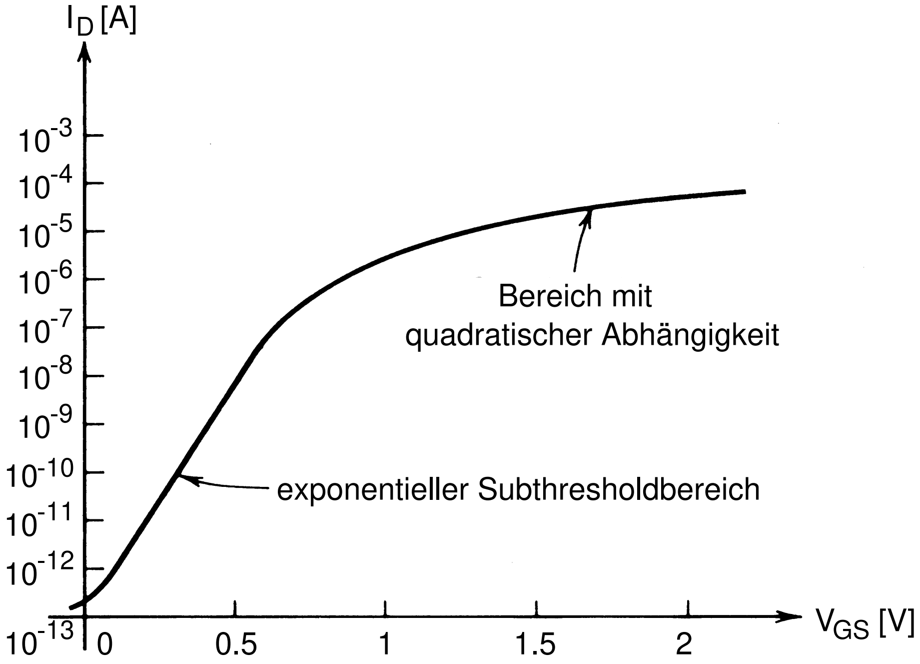


Abbildung 1.5: Übertragungskennlinie aus Abb. 1.4 in logarithmischer Darstellung zur Verdeutlichung des exponentiellen Verhaltens im Subthresholdbereich.

$V_T = kT/e$ als das sog. *thermische Spannungsäquivalent* definiert. Dabei steht k für die Boltzmannkonstante, T für die Temperatur und e für die Elementarladung. Bei $T = 300$ K gilt $V_T \simeq 26$ mV.

Da der Strom I_D unterhalb der Thresholdspannung exponentiell von der Temperatur abhängt (folgt aus Gleichung (1.3)), wird der MOS-Transistor nicht gerne in diesem Bereich betrieben. Dennoch gibt es Anwendungen, in denen man Eigenschaften der Subthresholdregion nutzen möchte oder sogar muß. Dazu zählen vor allem Schaltungen, die mit sehr kleinen Strömen arbeiten. Aus Abb. 1.5 geht hervor, daß sich auf diese Weise noch Ströme bis zu Bruchteilen von pA steuern lassen. Allerdings spielen hier bereits Leckströme eine wichtige Rolle, was auch zum Abknicken der Kurve bei 10^{-13} A führt. Die andere nutzbare Eigenschaft ist die exponentielle I_D-V_{GS}-Kennlinie, da sich hiermit in umgekehrter Richtung Ströme logarithmieren lassen. Dazu wird von außen ein Strom in den Transistor geschickt, der gemäß Gleichung (1.3) zu einer bestimmten Gate-Source-Spannung führt. Hält man die Gatespannung fest, so besteht zwischen Sourcepotential und Drainstrom der gewünschte logarithmische Zusammenhang. In Kapitel 2 wird der Schaltkreis eines adaptiven Pixels vorgestellt, in dem die beiden beschriebenen Effekte des Subthresholdbereiches ausgenutzt werden.

1.2 Passive Bauelemente

Für digitale Schaltungen reichen im allgemeinen MOS-Transistoren als Bauelemente aus, da sich hiermit alle benötigten Gatter aufbauen lassen. Analoge Schaltungen enthalten jedoch zusätzlich passive Elemente wie Kapazitäten oder Widerstände, die ebenfalls im CMOS-Prozeß zur Verfügung stehen. Dazu wird vor allem die Polysiliziumschicht[4] ausgenutzt, aus der auch die Transistorgates bestehen. Der Widerstand ist proportional zu L/W (Länge über Breite) und beträgt in einem typischen CMOS-Prozeß für $L = W$ um die 25 Ω. Mit speziellen Hochwiderstandsprozessen lassen sich Werte bis zu 2 kΩ erreichen. Über die Länge einer Polysiliziumleitung besteht nun die Möglichkeit, den Widerstand auf einen bestimmten Wert einzustellen. Allerdings führt diese Methode schnell zu großem Platzbedarf und ist nur für kleine Widerstände geeignet. Widerstände mit Werten über einigen kΩ können nur noch mit Transistoren sinnvoll realisiert werden, jedoch unter Verlust der Linearität.

Zur Realisierung von Kapazitäten wird eine zweite Polysiliziumschicht hinzugenommen, die von der ersten durch eine dünne Oxidschicht getrennt ist und einen Plattenkondensator bildet. Die Kapazität pro Fläche hängt hauptsächlich von der Oxiddicke ab und liegt typischerweise in der Größenordnung von 1 fF/μm^2. Auch hier ergibt sich das Problem, daß sich aufgrund der begrenzten Fläche nur relativ kleine Kondensatoren (einige pF) integrieren lassen.

Durch die sehr dicht liegenden Strukturen auf einem Chip treten zusätzlich parasitäre Kapazitäten auf. Diese können bei langen Leitungen einige pF betragen und sind in vielen Fällen nicht zu vernachlässigen. Durch geschicktes Layout lassen sie sich jedoch minimieren oder für die Schaltung nutzen.

Parasitäre Induktivitäten spielen dagegen nur bei sehr hohen Frequenzen eine Rolle, unter 100 MHz treten sie quasi nicht in Erscheinung. In einem Standard-CMOS-Prozeß ist keine Möglichkeit gegeben, Spulen mit einem Kern hoher Permeabilität zu erzeugen, die

---

[4] Polykristallines Silizium besteht aus vielen kleinen Einzelkristallen und zeigt eine amorphe Struktur.

dann eine meßbare Induktivität aufweisen würden. Werden für eine Schaltung derartige Spulen benötigt, sind sie entweder extern zu verdrahten, oder es ist ein anderer Prozeß zu verwenden.

1.3 Optisch sensitive Strukturen

Eine Halbleiterdiode zeigt neben der Tatsache, daß sie Strom nur in eine Richtung leitet, eine starke Lichtempfindlichkeit. Diese tritt besonders dann zu Tage, wenn die Diode in Sperrichtung betrieben wird, so daß ohne Licht nur ein geringer Sperrstrom fließt. Wird der pn-Übergang optisch bestrahlt, erzeugen die auftreffenden Photonen Elektron-Loch-Paare, die sich im elektrischen Feld trennen und als Photostrom nachgewiesen werden können. Dieser Photostrom setzt sich aus zwei Anteilen zusammen: erstens den Ladungen, die direkt in der Sperrzone erzeugt und durch das starke elektrische Feld relativ schnell abgezogen werden, und zweitens den Ladungen, die in einiger Entfernung der Sperrzone entstehen und als langsamer Diffusionsstrom, der im wesentlichen das Zeitverhalten bestimmt, abfließen. Bei hoher Sperrspannung (max. 10 - 30 V) können normale Photodioden noch Frequenzen bis in den 100 MHz-Bereich übertragen, mit sog. PIN-Dioden, die zwischen der p-Schicht und der n-Schicht eine zusätzliche, nicht dotierte Schicht (intrinsic) enthalten, werden sogar mehrere GHz erreicht.

1.3.1 Aufbau der CMOS-Photodioden

Im CMOS-Prozeß stehen drei verschiedene pn-Übergänge zur Verfügung, die sich durch unterschiedliche spektrale Empfindlichkeiten auszeichnen. Der Aufbau der einzelnen Dioden sowie die vertikale Struktur eines als Phototransistor verwendbaren, parasitären pnp-Transistors sind in Abb. 1.6 dargestellt.

Der erste pn-Übergang (n^+-Substrat) wird durch ein stark negativ dotiertes Diffusionsgebiet, das normalerweise als Source oder Drain des n-MOS dient, und dem schwach positiv dotierten Substrat gebildet. Etwa die umgekehrten Dotierungsverhältnisse ergeben sich bei der p^+-Wanne-Diode, da hier die positive Diffusion des p-MOS-Transistors und die negativ dotierte Wanne verwendet werden. Beide Sperrschichten liegen relativ nah an der Oberfläche (Tiefe etwa 0.5 μm). Die Wanne-Substrat-Diode befindet sich dagegen in einer Tiefe von einigen Mikrometern (typ. 3-4 μm) und besteht aus zwei relativ schwach dotierten Gebieten.

Die gleichzeitige Verwendung der p^+-Wanne-Diode und der Wanne-Substrat-Diode führt zu einem parasitären pnp-Transistor, der prinzipiell auch bei jedem p-MOS-Transistor auftritt (vielfach ungewollt und deshalb parasitär). Wird hier der Photoeffekt ausgenutzt, so ergibt sich aufgrund der Transistoreigenschaften eine etwa 100-fache Verstärkung des Photostroms. Allerdings ist der dynamische Bereich im Vergleich zur Photodiode mindestens 1-2 Dekaden geringer, deshalb ist die Diode vorzuziehen, wenn große Intensitätsunterschiede ($>$ 6 Dekaden) aufzulösen sind.

1.3.2 Spektrale Empfindlichkeit

Die Lichtempfindlichkeit hängt prinzipiell von zwei Faktoren ab: dem Abstand vom pn-Übergang zur Substratoberfläche und der Größe der Sperrschicht bzw. des Einzugsbe-

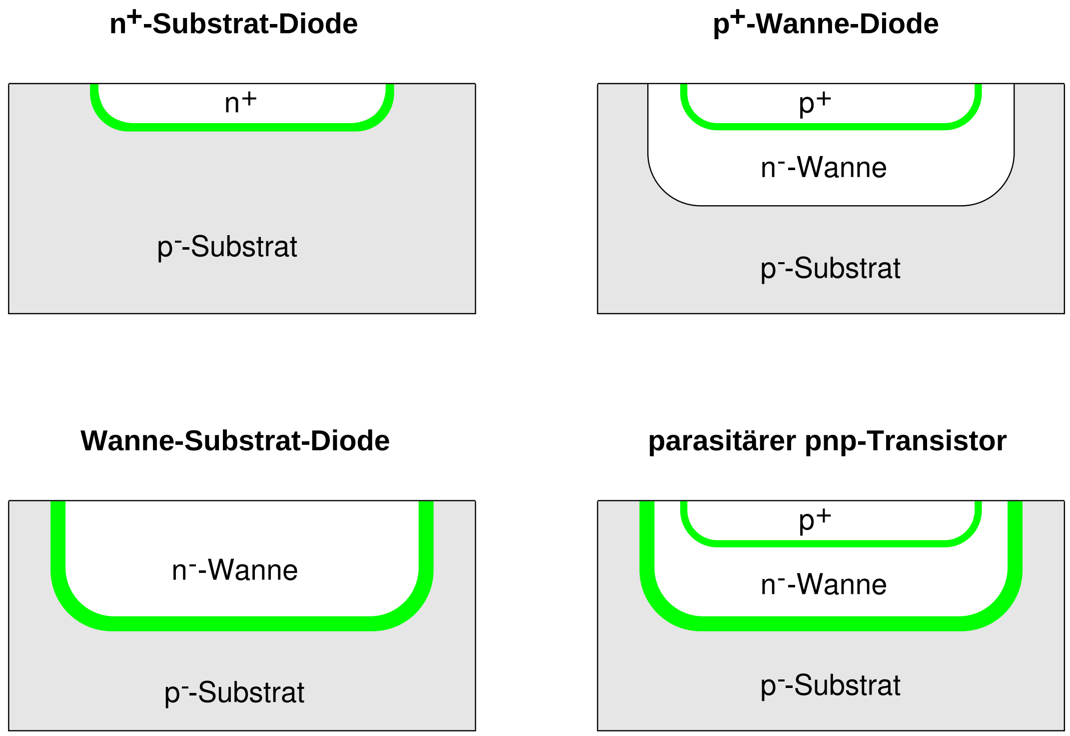


Abbildung 1.6: Die verschiedenen pn-Übergänge im CMOS-Prozeß

reichs, aus dem erzeugte Ladungen noch zur Diode diffundieren und zum Strom beitragen können. Zunächst gilt, daß eine Diode umso empfindlicher ist, je näher sie an der Oberfläche liegt, da die eindringenden Photonen bereits teilweise im darüberliegenden Silizium absorbiert werden. In Abb. 1.7 ist die sog. *Absorptionslänge*, das heißt die Strecke, nach der die Anzahl der Photonen auf das e^{-1}-fache abgefallen ist, in Abhängigkeit von der Wellenlänge aufgetragen. Sie zeigt, daß die Absorptionslänge eine starke Frequenzabhängigkeit aufweist. Kurzwelliges Licht (blau) wird sehr stark absorbiert, langwelliges Licht (rot) dringt etwa 10-fach stärker ein und Infrarotstrahlung zeigt nochmals eine deutlich größere Absorptionslänge.

Dies bedeutet, daß nah an der Oberfläche liegende pn-Übergänge wie die n^+-Substrat-Diode und die p^+-Wanne-Diode das Maximum ihrer spektralen Empfindlichkeit bei kurzwelligem Licht aufweisen, während tiefliegende Sperrschichten wie die Wanne-Substrat-Diode ihr Empfindlichkeitsmaximum eher im langwelligen Bereich haben. An der in Abb. 1.8 dargestellten spektralen Quanteneffizienz zweier CMOS-Dioden läßt sich dieser Effekt gut erkennen. Die Quanteneffizienz $Q(\lambda)$ ist dabei definiert als

$$Q(\lambda) = \frac{Anzahl\ der\ erzeugten\ und\ als\ Strom\ meßbaren\ Ladungen}{Anzahl\ der\ einfallenden\ Photonen\ der\ Wellenlänge\ \lambda}. \tag{1.4}$$

Zunächst scheint es jedoch zu verwundern, daß die Quanteneffizienz der eigentlich sehr tief liegenden Wanne-Substrat-Diode insgesamt größer ist als die von höher liegenden Dioden, da bereits ein höherer Anteil des Lichts absorbiert sein sollte. Die Ursache hierfür liegt zum einen in den unterschiedlichen Dotierungsstärken und zum anderen in der räumlichen

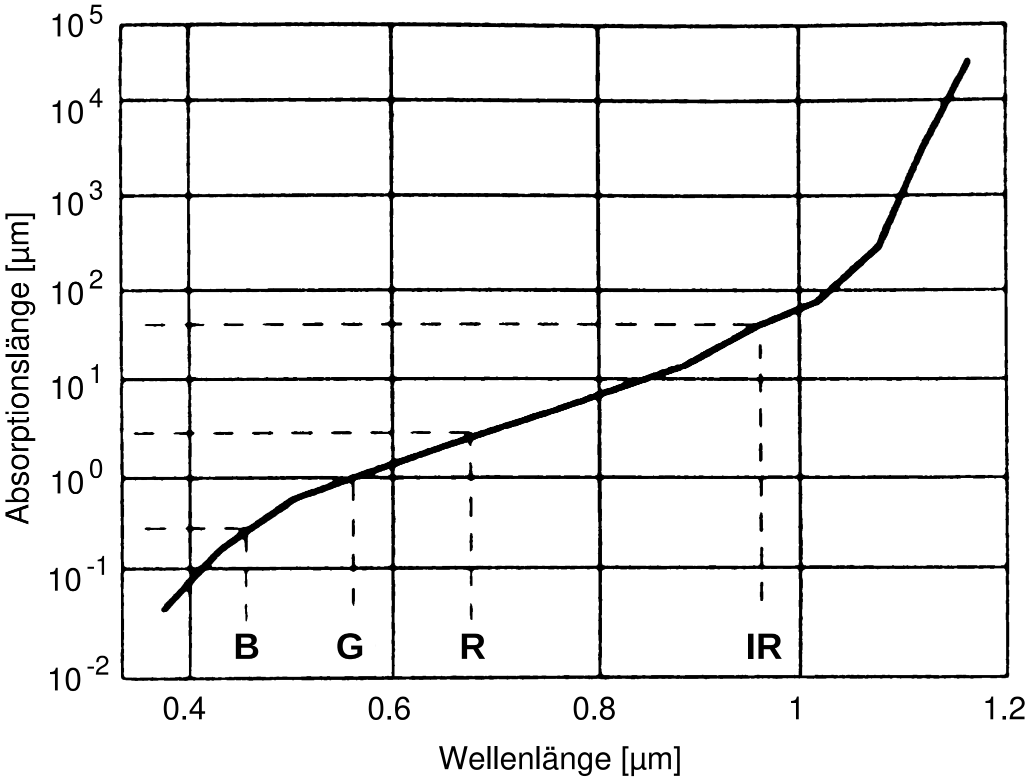


Abbildung 1.7: Spektrale Absorptionslänge in Silizium bei 300 K. Die Buchstaben B, G und R stehen für die Primärfarben blau, grün und rot. Die Markierung bei etwa 0.95 μm (IR) bezeichnet das Empfindlichkeitsmaximum der Wanne-Substrat-Diode, vgl. Abb. 1.8. (entnommen aus [8])

Umgebung der Dioden. Für die Breite d der Sperrschicht gilt

$$d \propto \sqrt{(V_d - V_{Sperr})(\frac{1}{N_p} + \frac{1}{N_n})}, \tag{1.5}$$

wobei N_p und N_n die Dichte der Dotierungsatome bei p- bzw. n-Dotierung sind.
Die Diffusionsspannung V_d, die sich aufgrund der im pn-Übergang von einer auf die andere Seite diffundierten Ladungen einstellt, hängt nur schwach von N_p und N_n ab und kann in erster Näherung als konstant angesehen werden. Die Sperrspannung V_{Sperr} ist negativ, da sie der Diffusionsspannung entgegenwirkt, und wird für eine breite Sperrschicht möglichst hoch gewählt. Aus Gleichung (1.5) folgt nun, daß die Sperrschicht mit abnehmender Dotierungsstärke wächst, daß also die Wanne-Substrat-Diode aufgrund ihrer geringen Dotierung eine weit ausgedehnte Sperrzone aufweist. Bei den anderen Dioden ist dagegen stets eine Seite stark dotiert, die Sperrschicht wird sich hier nur wenig ausdehnen.
Zusätzlich können bei der Wanne-Substrat-Diode Ladungen aus einem weiten Bereich der Umgebung zur Sperrschicht diffundieren und so einen Strom erzeugen, während dies bei der p$^+$-Wanne-Diode nicht der Fall ist, da sie durch die äußere Sperrschicht zwischen Wanne und Substrat gegen alle Ladungen, die im Substrat entstehen, abgeschirmt ist (vgl. Abb. 1.6). Sie "sieht" nur die Ladungen, die direkt in der Wanne erzeugt werden.

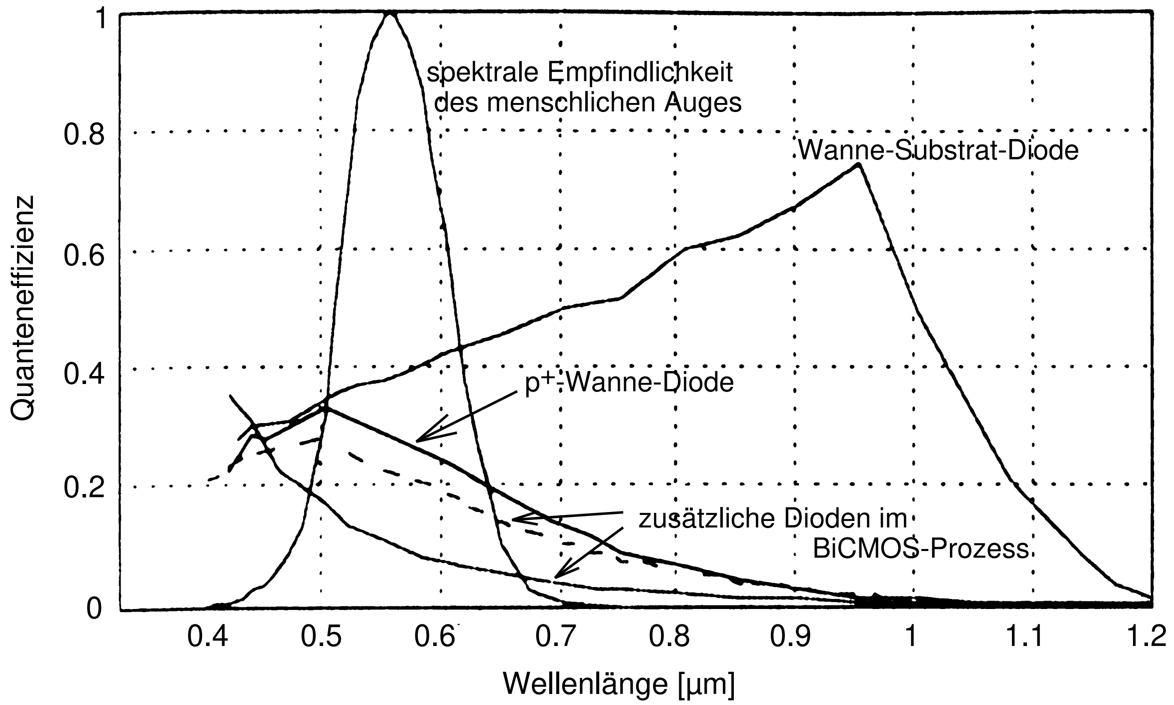


Abbildung 1.8: Spektrale Quanteneffizienz verschiedener pn-Übergänge. Zusätzlich zu den CMOS-Dioden sind die Messungen von zwei BiCMOS-Dioden (bipolarer CMOS-Prozess) dargestellt. Die spektrale Empfindlichkeit des Auges ist zum Vergleich mit abgebildet, sie wurde im Maximum auf 1 normiert. (entnommen aus [9])

Die n^+-Substrat-Diode, deren spektrale Quanteneffizienz nicht in Abb. 1.8 dargestellt ist, hat dagegen eine ähnlich hohe Empfindlichkeit wie die Wanne-Substrat-Diode, da auch sie Ladungen aus einer großen Umgebung sammeln kann.

Zum Abschluß sei noch der Abfall der Quanteneffizienz für Wellenlängen über 0.95 μm diskutiert. Damit im Halbleiter Elektronen-Loch-Paare entstehen können, muß das einfallende Photon genug Energie mitbringen, um ein Elektron aus dem Valenzband in das Leitungsband anheben zu können. In reinen Halbleitern ist diese Energie durch den Bandabstand zwischen Valenz- und Leitungsband gegeben, in dotierten Halbleitern ergibt sie sich aus dem Abstand der Störstellenniveaus vom Leitungs- bzw. Valenzband. Für Silizium liegt diese Energie bei etwa 1.3 eV und entspricht einer Wellenlänge von 0.95 μm. Die Empfindlichkeit fällt daher für größere Wellenlängen und damit kleinere Energien stark ab. Dennoch bleibt eine hohe Infrarotsensitivität im Bereich von 0.8 bis 1 μm, die sich für viele Anwendungen nutzen läßt (z. B. Sehen bei Dunkelheit).

Kapitel 2

Der adaptive Photorezeptor

2.1 Biologische Motivation

Biologische Systeme dienen oft als Vorbild für die Entwicklung künstlicher Systeme, da sie optimal an ihre Umgebung angepaßt sind. In diesem Fall geht es um die Entwicklung einer elektronischen Kamera, die die Fähigkeiten des menschlichen Auges so gut wie möglich ersetzen soll. Zwei wesentliche Bedingungen an das künstliche Auge sind ein hoher dynamischer Bereich (Mondlicht bis Sonnenlicht) und ein trotzdem deutliches Ansprechverhalten auf geringe Kontraste, unabhängig von der Umgebungshelligkeit. Wie gelingt es dem biologischen Vorbild, diesen Ansprüchen gerecht zu werden?

Abbildung 2.1 zeigt das Membranpotential eines rotempfindlichen Zapfens der Schildkrötenretina als Antwort auf verschiedene optische Reize (gemessen von Normann und Perlman in [18]). Dabei sind zwei prinzipiell unterschiedliche Kurven dargestellt. Wird der Rezeptor längere Zeit mit der gleichen Intensität bestrahlt, so stellt sich erst nach einer Weile ein konstantes Membranpotential ein. Dieses *statische Antwortverhalten* steigt logarithmisch zur Intensität mit etwa 1.8 mV/Dekade und ist in der durchgezogenen geraden Linie zu erkennen. Die steilen Kurven zeigen die Reaktion auf schnelle Beleuchtungsänderungen (*transientes Antwortverhalten*), ihre Steigung liegt im Durchschnitt bei 9.5 mV/Dekade. Die Ursache für die unterschiedliche Reaktion auf langsame und auf schnelle Signale liegt im Adaptationsverhalten des Rezeptors begründet. Wird die Intensität schlagartig von einem unteren zu einem oberen Wert verändert, so reagiert der Zapfen zunächst mit einer starken Überhöhung des Membranpotentials. Mit der Zeit geht nun diese Überhöhung wieder zurück. Das Potential nähert sich kontinuierlich dem Niveau, das es beim statischen Antwortverhalten zeigt, – der Photorezeptor adaptiert. In Abb. 2.2 ist die überhöhte Reaktion und die Adaptation nach einem Lichtwechsel am Beispiel des Schildkrötenzapfens dargestellt.

Das Adaptationsverhalten hat zur Folge, daß der Rezeptor mit hoher Verstärkung über einen großen Intensitätsbereich arbeiten kann, ohne in Sättigung zu geraten. Sein Ausgangssignal spiegelt dabei hauptsächlich die aktuellen Beleuchtungsänderungen wieder, statische Verhältnisse werden aufgrund der logarithmischen Kennlinie unterdrückt. Die überhöhte Antwort auf schnelle Signale bewirkt zusätzlich eine Kantenverstärkung, da bewegte Objekte vor allem an ihren Umrissen Intensitätsänderungen hervorrufen.

An den Stäbchen einer Krötenretina wurde außerdem nachgewiesen, daß die Reaktionszeit und damit die Bandbreite des Rezeptors nur sehr schwach mit der Intensität variiert (siehe [2]). Über einen Dynamikbereich von etwa 200 ändert sich die Verzögerungszeit,

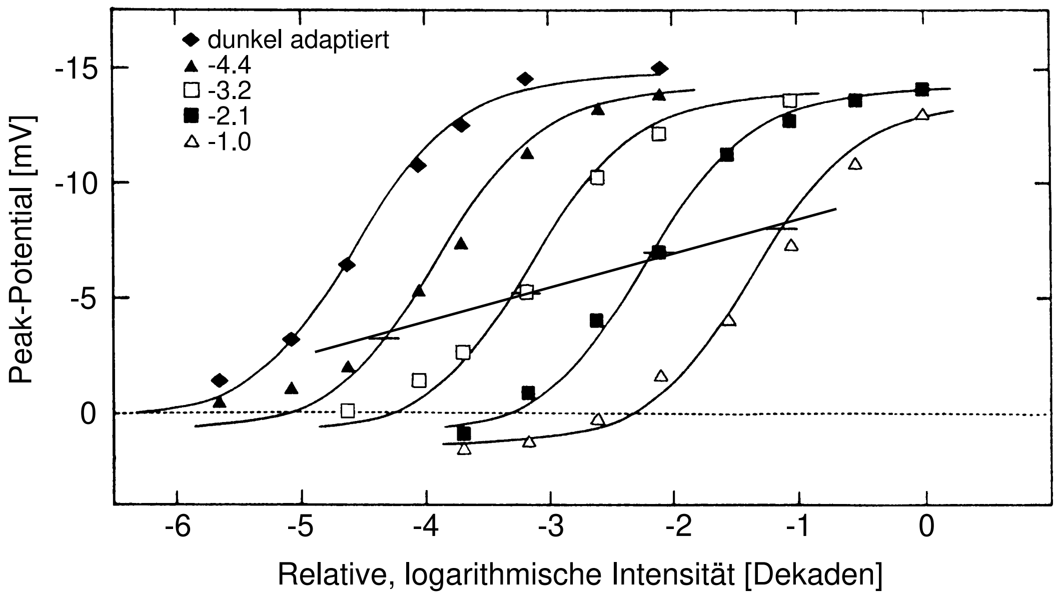


Abbildung 2.1: Antwortverhalten eines roten Zapfens der Schildkrötenretina. Das Membranpotential (relativ zum Potential bei Dunkelheit, gestrichelte Linie), ist über der Intensität aufgetragen, wobei die 0. Dekade einer Intensität von etwa 20 W/m^2 (Wellenlänge 640 nm) entspricht. Die durchgezogene Gerade bezeichnet die *statische Antwort*, die zwei Minuten nach Einstellen einer bestimmten Intensität gemessen wurde. Die Meßpunkte, die durch steilere Linien verbunden sind, geben die Peakhöhe bei schnellen Lichtwechseln (Testpulsdauer 0.5 s) wieder. Dabei wurde für jede Kurve eine eigene Grundbeleuchtung gewählt (siehe Legende), die als Ausgangspunkt für die Testpulse diente. (entnommen aus [18])

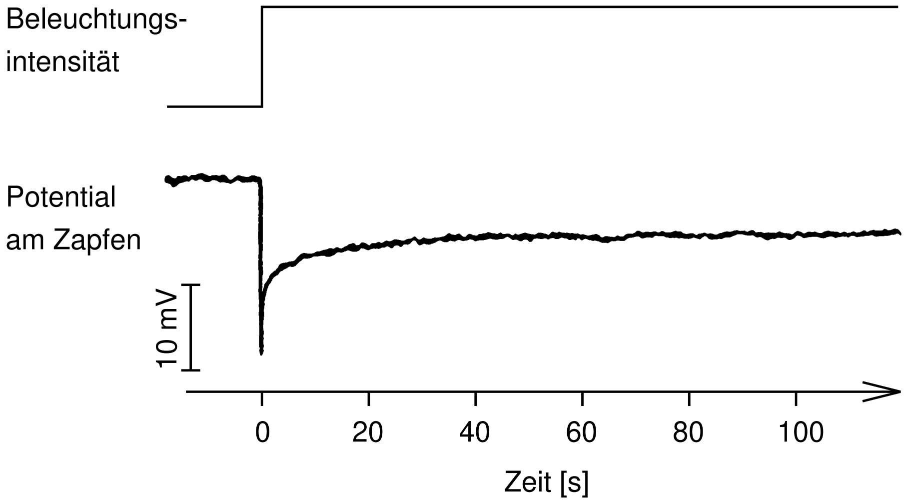


Abbildung 2.2: Adaptation eines Zapfens nach einem Intensitätssprung. Da die Membranpotentiale negativ sind, ist die Peak-Antwort invertiert dargestellt. (entnommen aus [18])

mit der der Antwortpeak auf einen Lichtblitz folgt, lediglich um einen Faktor 4. Dieses von der absoluten Helligkeit unabhängige Antwortverhalten scheint sehr nützlich für eine nachfolgende Bildverarbeitung zu sein. Ein bewegter Gegenstand zum Beispiel erzeugt sowohl bei dunklen als auch bei hellen Lichtverhältnissen nahezu die gleichen Reize. Das Ziel sollte es also sein, die verstärkte Reaktion auf schnelle Signale, die logarithmische Kennlinie bei statischen Signalen und die intensitätsunabhängige Bandbreite gemeinsam in einem elektronischen Schaltkreis zu implementieren.

2.2 Aufbau des elektronischen Photorezeptors

2.2.1 Schaltkreis und Funktion

In diesem Abschnitt wird der Schaltkreis eines adaptiven Rezeptors vorgestellt, der von T. Delbrück und C. A. Mead [9] als CMOS-Schaltung entwickelt wurde. Die Eigenschaften orientieren sich weitgehend am biologischen Vorbild, den Sinneszellen der Retina. Konzeptionell enthält der Schaltkreis, der in Abb. 2.3 dargestellt ist, drei verschiedene Komponenten. Mit Hilfe eines internen Modells versucht er, die Höhe des Eingangssignals vorherzusagen. Das Ausgangssignal ergibt sich dann aus dem Vergleich zwischen Vorhersage und tatsächlichem Eingangssignal. Schließlich korrigiert der Schaltkreis sein Modell, um zu einer besseren Vorhersage zu kommen, – er ist lernfähig.

Die Eingangsstufe des Rezeptors besteht aus einer in Sperrichtung gepolten Photodiode und dem Rückkopplungstransistor $\mathrm{M_{fb}}$. Bei typischen Beleuchtungsstärken fließen Ströme im pA- bis nA-Bereich durch die Diode. Deshalb arbeitet der Transistor $\mathrm{M_{fb}}$ in der Subthresholdregion, das heißt, die Sourcespannung V_s ist proportional zum Logarithmus des Photostroms I_{ph}. Die Gate-Source-Spannung zwischen den Potentialen V_{cap} und V_s stellt sich so ein, daß der Transistor genau den von der Diode benötigten Strom liefert. Die Spannung V_{cap} ist auf der Kapazität C_1 gespeichert und dient als Modell für die Vorhersage der Eingangsintensität.

Der Vergleich zwischen Eingangssignal und Vorhersage wird von dem aus $\mathrm{M_p}$ und $\mathrm{M_n}$ bestehenden invertierenden Verstärker übernommen. Die Spannung V_s steuert den Strom durch $\mathrm{M_n}$, während der Strom durch den p-MOS-Transistor $\mathrm{M_p}$ von der festen Biasspannung V_b eingestellt wird. Die Spannungsverstärkung v_{amp} wird durch das Verhältnis vom Ausgangswiderstand des Verstärkers zum Widerstand von $\mathrm{M_n}$ bestimmt und ist abhängig von der Länge der Transistoren. Typische Werte für die Verstärkung liegen im Bereich von einigen hundert bis einigen tausend.

Der zusätzliche Kaskodentransistor $\mathrm{M_{cas}}$ bewirkt eine weitere Erhöhung der Verstärkung, da er den Drainwiderstand von $\mathrm{M_n}$ erhöht. Außerdem wird der Verstärker schneller. Der Drainanschluß von $\mathrm{M_n}$ wird durch $\mathrm{M_{cas}}$ gegen die großen Spannungsschwankungen am Ausgang abgeschirmt, so daß die Gate-Drain-Kapazität von $\mathrm{M_n}$ nur geringe Schwankungen sieht. Damit muß die Eingangsspannung V_s nur eine kleine Kapazität treiben. Ohne Kaskode würde diese Kapazität um die Verstärkung v_{amp} erhöht am Eingang erscheinen (Miller-Effekt) und dadurch im pF-Bereich liegen. Durch Verändern der Biasspannung V_b läßt sich die Grenzfrequenz beeinflussen, ab der die Verstärkung zusammenbricht. Um beispielsweise das 100 Hz-Flackern der künstlichen Beleuchtung, das normalerweise mit einer hohen Verstärkung übertragen wird, herauszufiltern, muß nur der durch V_b eingestellte Biasstrom klein genug gewählt werden.

Durch eine Rückkopplungsschleife wird das Ausgangssignal V_o über das *adaptive Element*

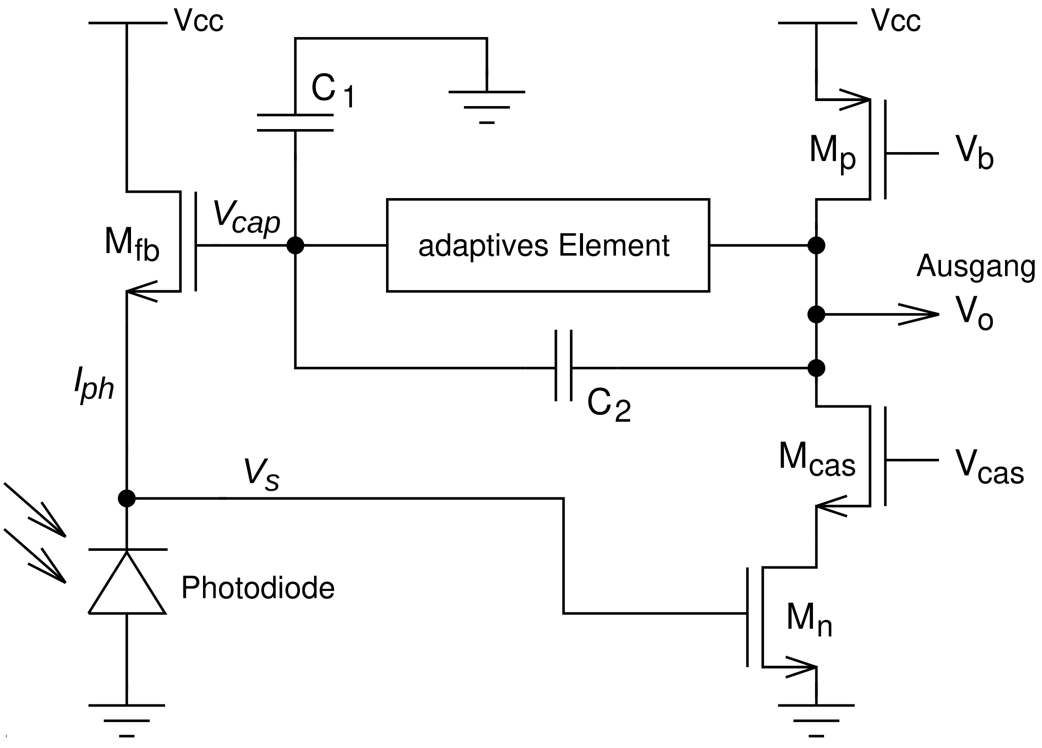


Abbildung 2.3: Schaltplan[1] des adaptiven Photorezeptors.

und den aus C_1 und C_2 gebildeten *Kapazitätsteiler* auf den Transistor M_{fb} zurückgeführt. Das adaptive Element wird im nächsten Abschnitt behandelt und kann hier vereinfacht als sehr hoher Widerstand (10^{12} Ω) angesehen werden.

Eine kleine Erhöhung des Photostroms I_{ph} versucht, die Spannung V_s herunterzuziehen. Als Reaktion darauf geht der Ausgang V_o um v_{amp} verstärkt nach oben. Gleichzeitig ist der Ausgang über den Kapazitätsteiler auf das Gate von M_{fb} rückgekoppelt. Folglich wird die Gatespannung V_{cap} erhöht und damit auch die Sourcespannung V_s. Die Rückkopplung wirkt also der anfänglichen Störung entgegen, so daß V_s nahezu konstant gehalten wird.

Für sehr langsame Änderungen ist die Verstärkung des Rezeptors gering, da die Rückkopplung durch den zwar hohen, aber endlichen Widerstand des adaptiven Elements erfolgt. V_o braucht sich nicht stark zu verändern, um V_s konstant zu halten. Werden aber schnelle Änderungen betrachtet, so kann aufgrund der kurzen Zeitskala kein Strom durch das adaptive Element fließen. Die Schwankungen von V_o werden nun über den Kapazitätsteiler aus C_1 und C_2 auf V_{cap} zurückgeführt. Dies führt zu einer Dämpfung des rückgekoppelten Signals und erfordert somit stärkere Reaktionen von V_o, um V_s konstant zu halten. Die Verstärkung des Schaltkreises für schnelle Signale wird durch das Verhältnis von C_1 zu C_2 bestimmt: je größer C_1 relativ zu C_2, desto größer die Verstärkung.

---

[1] Im Schaltplan sind die Transistoren ohne Bulkanschluß dargestellt. Dies liegt daran, daß im CMOS-Prozeß das Bulkpotential meist festgelegt ist. Beim n-MOS-Transistor liegt der Bulkanschluß auf niedrigstem Potential (z. B. ground), beim p-MOS-Transistor auf höchstem Potential (Vcc). Die Bulkkontaktierung wird nur dann angegeben, wenn sie davon abweicht. Bei einem Prozeß mit p-dotiertem Substrat ist dies nur beim p-MOSFET möglich, beim n-MOSFET ist der Bulkanschluß mit dem Substrat identisch, welches stets auf dem niedrigsten Potential liegt (vgl. Abb. 1.2).

2.2.2 Adaptives Element

Nach einem schnellen Intensitätsprung reagiert der Ausgang mit einer hohen Verstärkung. Dadurch entsteht eine Differenz zwischen der Ausgangsspannung V_o und der Kapazitätsspannung V_{cap}, das heißt, der auf C_1 gespeicherte Zustand entspricht nicht mehr der wirklichen Situation. Der Rezeptor beginnt nun, sich auf die geänderten Bedingungen einzustellen, er adaptiert. Dies geschieht, indem Ladungen über das adaptive Element auf den Kondensator C_1 fließen. Der neue Adaptationszustand ist erreicht, wenn kein Unterschied mehr zwischen V_o und V_{cap} besteht.

Die Adaptationszeiten betragen bei den Zapfen der Retina einige Sekunden. Um diese Zeiten in einer elektronischen Schaltung zu realisieren, werden große Kapazitäten und hohe Widerstände benötigt. Kondensatoren sind jedoch aufgrund ihres Flächenbedarfs möglichst klein zu halten, so daß die Widerstände umso höher ausfallen müssen. Für die Zeitkonstante t eines RC-Gliedes gilt die Formel $t = RC$. Bei einer Kapazität von $C = 1$ pF wird demnach ein Widerstand von $R = 10^{12}\ \Omega$ benötigt, um eine Zeitkonstante von $t = 1$ s zu erhalten. Ohmsche Widerstände im CMOS-Prozeß sind dafür jedoch viel zu klein (vgl. Abschnitt 1.2), deswegen muß ein anderer Weg gegangen werden.

Im adaptiven Element, das in Abb. 2.4 schematisch und als CMOS-Struktur dargestellt ist, werden Transistoren zur Erzeugung eines hohen Widerstandes benutzt. Das adaptive Element besteht aus einem p-MOS-Transistor, bei dem Drain und Gate kurzgeschlossen sind, und einem parasitären bipolaren pnp-Transistor mit zwei Kollektoren. Der eine Kollektor ist mit der Basis kurzgeschlossen, der andere wird durch das Substrat gebildet und liegt damit fest auf Masse. Dieses System verhält sich wie zwei parallel geschaltete Dioden mit entgegengesetzter Polarität. Der Strom steigt in beiden Richtungen exponentiell mit der angelegten Spannung an, wobei im Bereich des Ursprungs ein sehr hochohmiges Gebiet existiert. Abb. 2.5 zeigt eine mit *Spectre* (vgl. Abschnitt 2.4) durchgeführte Simulation der Strom-Spannung-Kennlinie, aus der sich der Widerstand als reziproke Steigung ergibt. Die Nichtlinearität der Kennlinie führt dazu, daß der Widerstand für kleine Signale groß und für große Signale klein ist. Die Adaptation ist daher für kleine Signale langsam und für große Signale schnell. Dieses Verhalten ist durchaus nützlich, da der Rezeptor bei starker Veränderung der äußeren Bedingungen, z. B. Bewegung vom Schatten in die Sonne, schnell adaptieren kann, trotzdem aber eine hohe Empfindlichkeit für die Änderung kleiner Signale behält.

Für den Fall, daß $V_o > V_{cap}$ gilt, schaltet der MOSFET ein und der bipolare Transistor aus. Da die Spannungsdifferenzen im Normalfall unter 0.7 V liegen, arbeitet der p-MOS im Subthresholdbereich. Der Strom wird dann durch die Gleichung

$$I_m = I_{0,m}\, e^{\Delta V/nV_t}\, (1 - e^{-\Delta V/V_t}) \tag{2.1}$$

beschrieben, die für $\Delta V = V_o - V_{cap}$ $(= V_{GS} = V_{DS})$ aus Gleichung (1.3) folgt. Die Gate-Source-Spannung V_{GS} und die Drain-Source-Spannung V_{DS} sind identisch, da Gate und Drain kurzgeschlossen sind. Der Strom $I_{0,m}$ hängt von den beiden Parameter W und L, also der Geometrie des Transistors ab.

Im umgekehrten Fall, für $V_{cap} > V_o$, schaltet der bipolare Transistor ein. Die Wanne dient als Basis und liegt auf einem niedrigeren Potential als der Emitter, der mit V_{cap} verbunden ist. Für bipolare Transistoren gilt allgemein eine exponentielle Strom-Spannungs-Abhängigkeit, die sich durch die Formel

$$I_b = I_{0,b}\, (e^{-\Delta V/V_t} - 1) \tag{2.2}$$

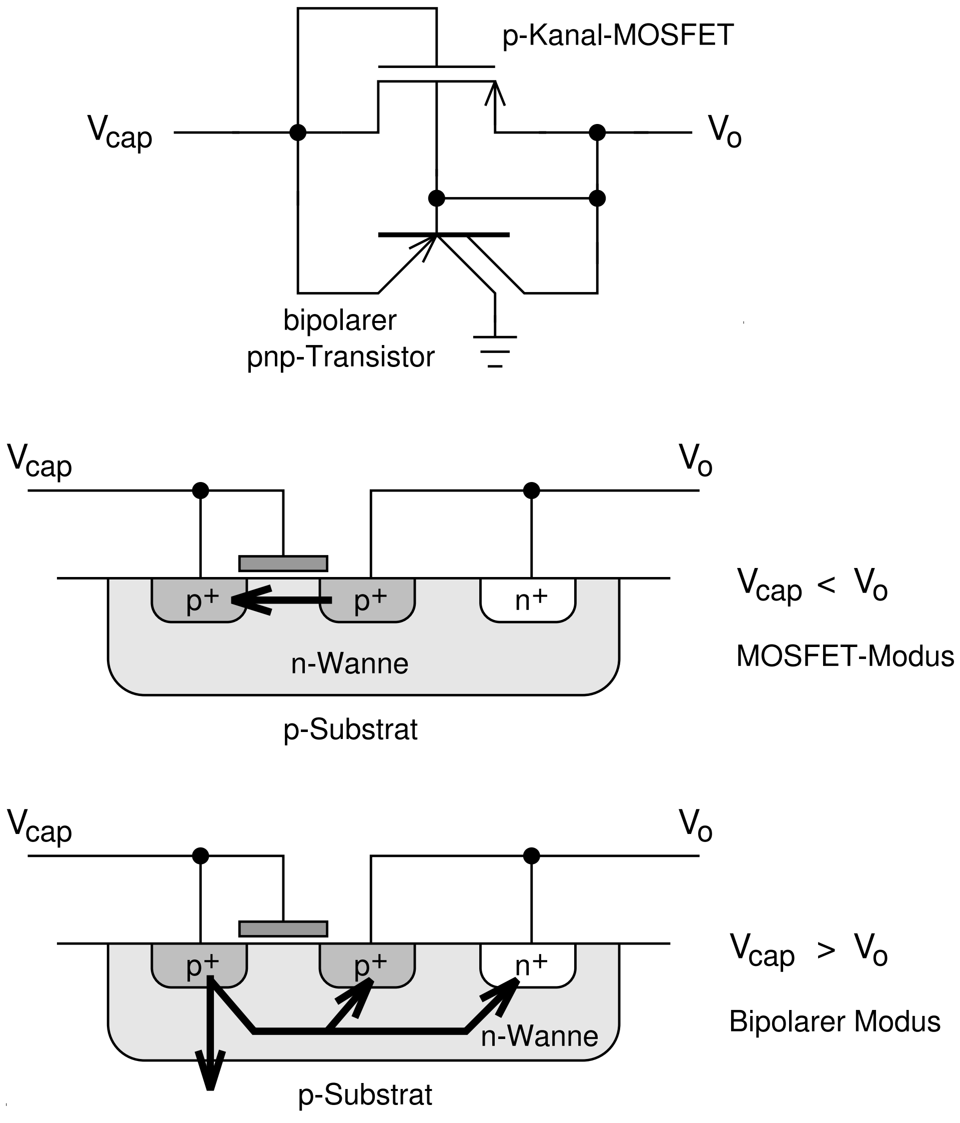


Abbildung 2.4: Aufbau des adaptiven Elements.
Oben: schematische Darstellung, bestehend aus Parallelschaltung von p-Kanal-MOSFET und pnp-Transistor.
Mitte: Stromfluß für den Fall, daß die Kapazitätsspannung V_{cap} kleiner als die Ausgangsspannung V_o ist. Die Struktur arbeitet als MOS-Transistor, bei dem Drain und Gate kurzgeschlossen sind.
Unten: Stromfluß für den Fall, daß V_{cap} größer als V_o ist. Der MOS-Transistor ist gesperrt, dafür arbeitet die Struktur als bipolarer pnp-Transistor mit zwei Kollektoren.
Die schwarzen Pfeile in der CMOS-Struktur kennzeichnen jeweils den Stromfluß in positiver Richtung. (entnommen aus [9])

ausdrücken läßt. Für den Gesamtstrom I, der sich aus der Summe der Einzelströme zusammensetzt, gilt die Gleichung

$$I = I_b - I_m - I_{par}. \tag{2.3}$$

Zusätzlich zu den beiden Transistorströmen I_m und I_b existiert bei Beleuchtung noch ein parasitärer Photostrom I_{par}, der in der Emitter-Basis-Diode entsteht und in Richtung der Kapazität C_1 fließt. Er kann die Adaptationszeit stark verkürzen, weshalb das adaptive Element so gut wie möglich gegen Licht abgeschirmt werden muß. In erster Näherung ist I_{par} unabhängig von ΔV und bewirkt eine Verschiebung der Kennlinie nach unten. Der Adaptationszustand, der durch die Bedingung $I = 0$ charakterisiert ist, tritt daher nicht bei $\Delta V = 0$ ein, sondern bei einer negativen Spannungdifferenz ΔV.

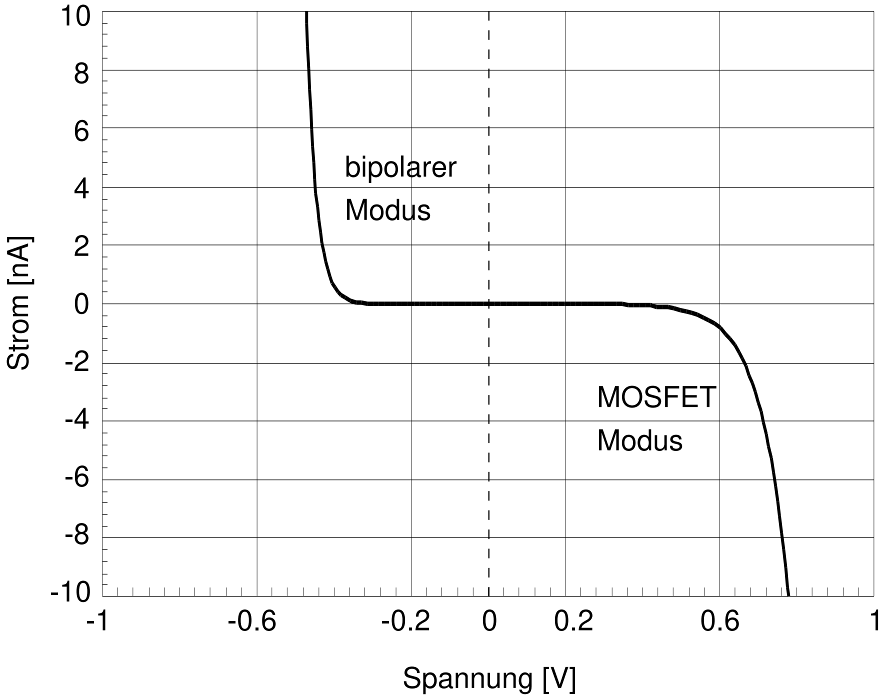


Abbildung 2.5: Simulation der Strom-Spannungs-Kennlinie des adaptiven Elements. Die Kurven sehen aufgrund des exponentiellen Verhaltens bei jeder Skalierung gleich aus, wobei die Spannung logarithmisch mit dem Strom skaliert. Der steilere Anstieg im bipolaren Modus führt besonders bei hohen Spannungsdifferenzen zu einer Asymmetrie im Adaptationsverhalten.

Abb. 2.6 zeigt die Kennlinie für den MOSFET-Modus in logarithmischer Darstellung. Sie wurde an einem Transistor ($W = 598$ μm, $L = 1.2$ μm) aus dem Heidelberger ASIC-Labor gemessen. Die Messung bei Tageslicht ergibt einen Photostrom von $I_{par} = 70$ nA, der sich als Offset bei kleinen Spannungen bemerkbar macht. Bei Dunkelheit fällt die Kurve dagegen exponentiell mit kleiner werdender Spannung ab. Der Photostrom läßt sich unter realen Betriebsbedingungen nicht auf 0 reduzieren, da die auftreffenden Photonen an den verschiedenen Schichten gestreut werden und so auch verhältnismäßig gut abgeschirmte Gebiete erreichen können.

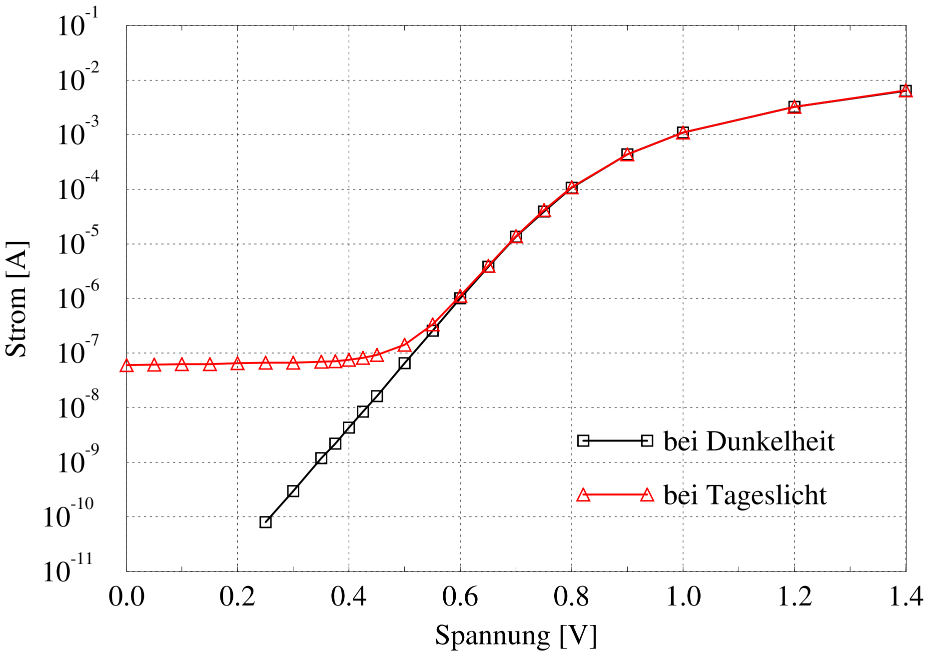


Abbildung 2.6: Messung der Kennlinie eines adaptiven Elements im MOSFET-Modus mit $W = 598\ \mu$m und $L = 1.2\ \mu$m. Bei Tageslicht ist der parasitäre Photostrom I_{ph} zu erkennen, der für Spannungen von $\Delta V < 0.6$ V den eigentlichen Transistorstrom I_m dominiert und zu einem Plateau bei etwa 70 nA führt. Die Stromskala ist logarithmisch, daher ergibt sich für die Messung bei Dunkelheit im Subthresholdbereich eine Gerade. Für Spannungen über 0.7 V geht die Kurve in die quadratische Strom-Spannungs-Abhängigkeit über.

2.3 Probleme der Subthreshold-Simulation

Die theoretischen Transistormodelle sind so gut entwickelt, daß sich analoge Schaltkreise in vielen Fällen hinreichend genau simulieren lassen. Dies ist notwendig, um die Funktionsfähigkeit eines integrierten Schaltkreises vor der Produktion überprüfen zu können. So können notfalls noch Parameter verändert werden, die die Eigenschaften der Schaltung verbessern und die Erfolgsquote für einen funktionierenden Chip erhöhen. Als Grundlage für die Simulation dienen die Prozeßparameter, die durch die Produktionsfirma zur Verfügung gestellt werden. Sie werden durch Meßreihen ermittelt und sollen für eine möglichst gute Übereinstimmung zwischen Simulation und tatsächlichem Verhalten sorgen.

Für den adaptiven Photorezeptor wurde der 1.2 μm CMOS-Prozeß von AMS verwendet, der in Kapitel 3 näher beschrieben wird. Nach ersten Überprüfungen von eigenen Meß- und Simulationsdaten stellte sich heraus, daß für den normalen Arbeitsbereich der Transistoren (linearer Bereich und Sättigung) eine gute Übereinstimmung vorhanden ist. Die Abweichung von Simulation und Messung liegt unter 50% und fällt in den Bereich, der sich durch Simulation mit *worst case*[2] Parametern ergibt. Für den Subthresholdbereich

---

[2] Die Prozeßparameter unterliegen gewissen Schwankungen. Daher werden sowohl typische Parameter (typical mean) als auch Parameter für den Fall größter Abweichung (worst case) angegeben.

ist diese Übereinstimmung jedoch nicht mehr vorhanden. Wie aus Abb. 2.7 zu erkennen ist, weicht die Simulation um so mehr von der Messung ab, je kleiner die Spannung bzw. der Strom wird. Bei einer Spannung von $\Delta V = 0.3$ V unterscheiden sich beide Werte bereits um einen Faktor 100.

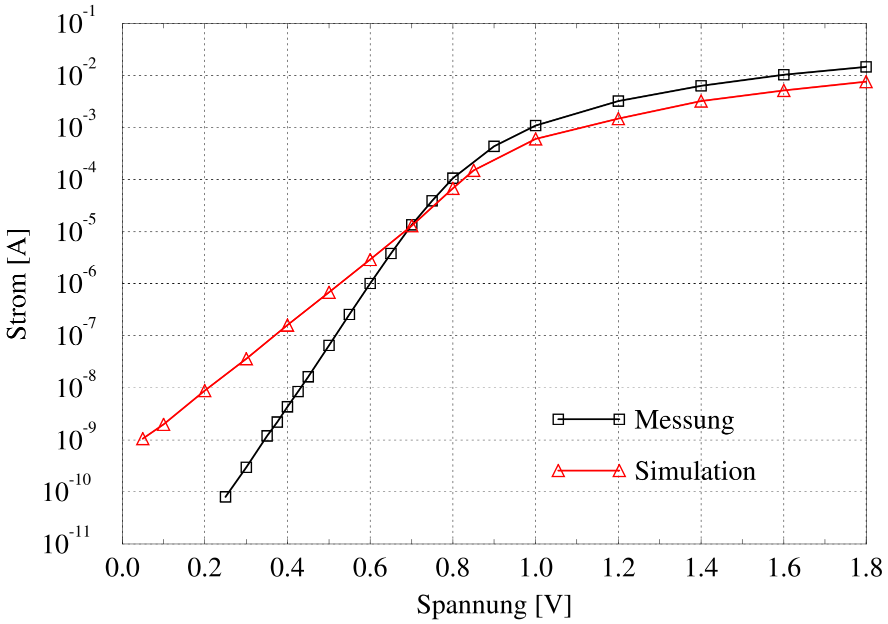


Abbildung 2.7: Vergleich zwischen Simulation und Messung bei einem adaptiven Element mit $W = 598$ μm und $L = 1.2$ μm. Für Spannungen über 0.7 V stimmen die Meßdaten relativ gut mit der Simulation überein (Abweichung $\leq 50\%$). Im Subthresholdbereich ($\Delta V < 0.7$ V) dagegen weichen Meß- und Simulationsergebnisse deutlich voneinander ab, wobei der berechnete Strom höher ist als der gemessene.

Welche Auswirkungen ergeben sich daraus für die Simulation des adaptiven Photorezeptors? Zunächst gilt, daß zwei Transistoren des Rezeptors im Subthresholdbereich arbeiten: der logarithmierende Transistor $\mathrm{M_{fb}}$ und der p-MOS-Transistor des adaptiven Elements. Diese beiden Bauelemente werden in der Simulation nicht richtig behandelt, da der berechnete Strom zu hoch ist. Für den Transistor $\mathrm{M_{fb}}$ folgt in umgekehrter Richtung, daß bei gleichem Strom eine zu niedrige Gate-Sourcespannung und damit ein zu hohes V_s simuliert wird (siehe Schaltplan in Abb. 2.3). V_s wird jedoch durch die Rückkopplung konstant gehalten, indem sich die Gatespannung V_{cap} und die Ausgangsspannung V_o entsprechend anpassen. Der Fehler, der durch die falsche Simulation von $\mathrm{M_{fb}}$ erzeugt wird, besteht demnach in einem geringfügig verschobenen Ausgangspotential V_o. Dieser Effekt kann aber jederzeit durch eine Korrektur der Biasspannung V_b ausgeglichen werden.
Für den Transistor im adaptiven Element zeigen sich dagegen deutliche Auswirkungen. Hier ist es wichtig, daß kleine Ströme fließen, damit sich eine lange Adaptationszeit ergibt. Durch die höheren Ströme in der Simulation wird die Adaptationszeit jedoch verkürzt und beträgt statt einiger Sekunden nur noch einige ms. Um vernünftige Simulationsergebnisse zu erhalten, müssen die Signale, mit denen der Rezeptor stimuliert wird, um einen Faktor

100 bis 1000 in der Zeit herunterskaliert werden. Damit ergibt sich ein Verhalten, daß bis auf die verkürzte Zeitskala den wirklichen Messungen entsprechen sollte.
Im folgenden Abschnitt werden einige Simulationsergebnisse vorgestellt, die als Grundlage für das Layout des Photorezeptors dienten. Die Zeitachse ist aus dem oben genannten Grund jeweils um einen Faktor von etwa 2.5 Dekaden verkürzt.

2.4 Simulation des Photorezeptors

Sämtliche Simulationen wurden mit *Spectre*, einem auf *Spice* aufbauenden Simulator, durchgeführt (Nähere Informationen in [4] und [5]). Für die MOS-Transistoren kam hierbei das sog. *Level-2 Modell* zum Einsatz, das sich im wesentlichen an den in Abschnitt 1.1 beschriebenen Gleichungen orientiert. Die beiden Kapazitäten des Rezeptors wurden etwa im Verhältnis 9:1 gewählt (C_1 = 597 fF, C_2 = 67 fF), das adaptive Element hat eine Länge von $L = 2.2$ μm und eine Breite von $W = 2$ μm. Die Parameter der übrigen Transistoren sind in Tabelle 2.1 angegeben. Für die Biasspannungen gelten die Werte $V_b = 3.5$ V und $V_{cas} = 2.5$ V, die Versorgungsspannung V_{cc} beträgt 5 V. Da in Spectre keine optischen Eigenschaften simuliert werden können, mußte die Photodiode durch eine Stromquelle ersetzt werden. Für den Photostrom I_{ph} in Abhängigkeit von der Lichtintensität J gilt die Gleichung

$$I_{ph} = e\ Q\ n_{Photon} = e\ Q\ \frac{J\ A}{h\nu}. \tag{2.4}$$

Q bezeichnet die Quanteneffizienz, e die Elementarladung. Die Anzahl n_{Photon} der pro Zeiteinheit auftreffenden Photonen ergibt sich aus dem Quotienten der Gesamtenergie pro Zeit ($E/t = P = J \times Fläche = J\ A$) und der Energie eines Photons ($E_\nu = h\nu$). Die Photonenzahl hängt also sowohl von der Lichtleistung P, als auch von der Frequenz ν bzw. Wellenlänge λ ab, wobei $\nu = c/\lambda$ gilt. Wird mit einer Wellenlänge von beispielsweise 600 nm und einer Intensität von $J = 1$ W/m^2 beleuchtet, so ergibt sich für eine Diode mit einer Fläche von 15×15 μm^2 und einer Quanteneffizienz von $Q = 0.5$ ein Strom I_{ph} von

$$I_{ph} = 1.6 \cdot 10^{-19}\, C \cdot 0.5 \cdot \frac{1\, W/m^2 \cdot 225\, \mu m^2 \cdot 600\, nm}{6.626 \cdot 10^{-34} Js \cdot 3 \cdot 10^8\, m/s} = 42\, pA. \tag{2.5}$$

In der Simulation entspricht diesem Photostrom allerdings ein 2 bis 3 Dekaden höherer Strom, da I_{ph} durch den im Subthresholdbereich schlecht simulierbaren Transistor M_{fb} fließt (vgl. Abschnitt 2.3).

Transistor	W [μm]	L [μm]
M_{fb}	4.0	1.2
M_n	2.0	3.0
M_{cas}	2.0	8.2
M_p	2.0	8.0

Tabelle 2.1: Länge und Breite der im adaptiven Schaltkreis verwendeten Transistoren. Die Werte wurden im wesentlichen aus [9] übernommen.

2.4.1 Antwort auf langsame und schnelle Signale

In Abb. 2.8 ist die Simulation der Rezeptorkennlinien dargestellt. Sie enthält zwei prinzipiell unterschiedliche Kurven. Die schwach ansteigende Gerade (Steigung $\simeq$ 100 mV/Dekade) ist die statische Antwort. Sie gibt jeweils die Spannung an, die dem vollständig adaptierten Schaltkreis entspricht. In der Simulation ist die Adaptation nach 2 Sekunden abgeschlossen, so daß für jeden Wert diese Zeit abgewartet werden muß. Die steileren Kurven beschreiben die Antwort auf schnelle Signale. Dazu wurde der Photostrom ausgehend vom adaptierten Niveau sprunghaft verändert (Anstiegszeit 10 μs) und die Höhe des resultierenden Spannungspeaks aufgetragen. Die Steigung der Kurven beträgt etwa

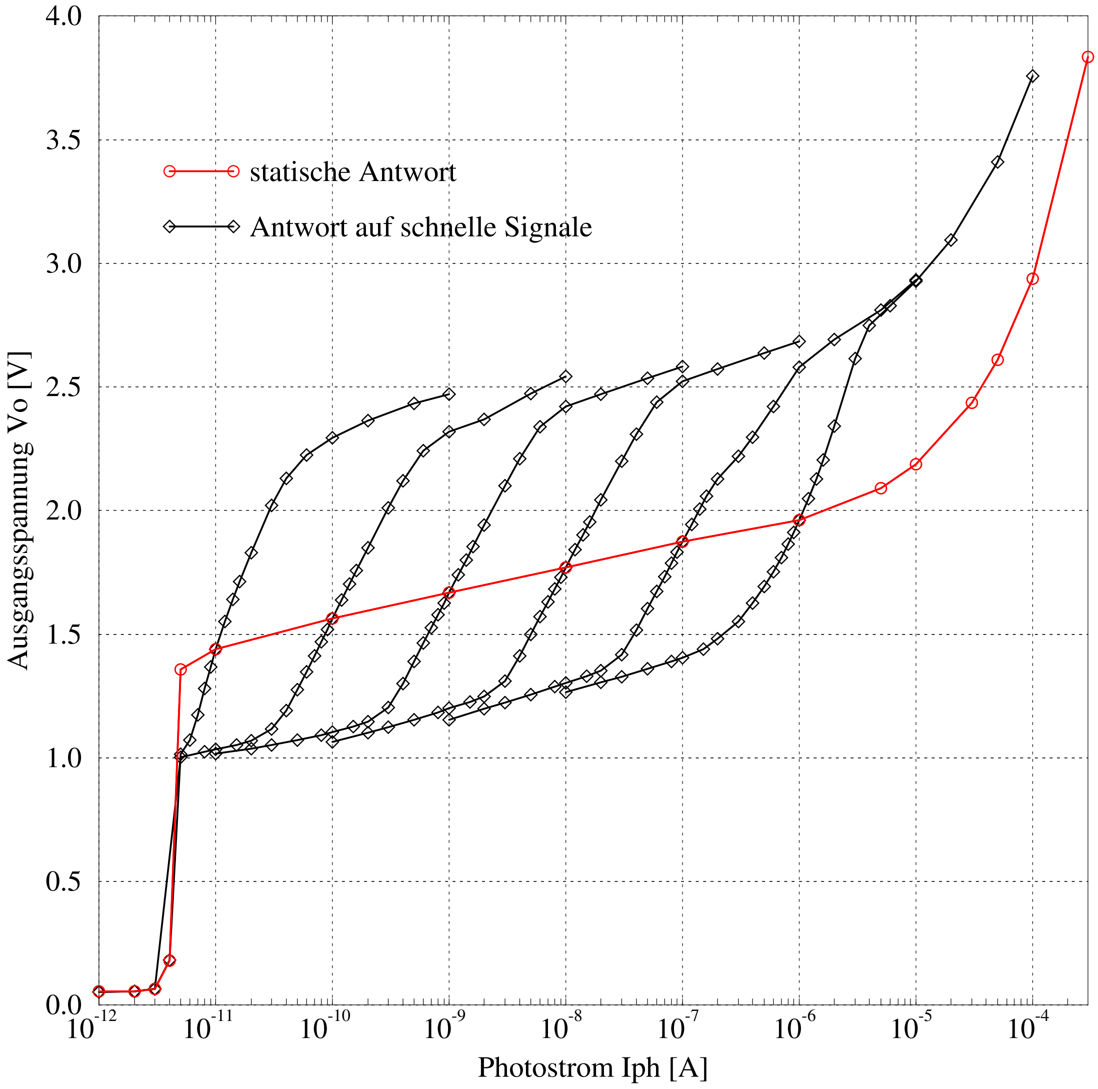


Abbildung 2.8: Simulation des adaptiven Photorezeptors über einen Dynamikbereich von 8 Dekaden. Die schwach ansteigende Gerade entspricht der Reaktion auf langsame Signale (statische Antwort). Bleibt der Photostrom über eine längere Zeit konstant, so adaptiert der Rezeptor auf dieses Niveau. Für schnelle Signale reagiert der Schaltkreis dagegen mit einer hohen Verstärkung, die in den steil ansteigenden Kurven deutlich wird.

1.3 V/Dekade. Für das Verhältnis der Steigungen von schneller und langsamer Antwort ergibt sich damit ein Wert von 13:1. Beim biologischen Vorbild in Abschnitt 2.1 beträgt dieses Verhältnis nur etwa 5:1, das heißt, der Wert des simulierten Schaltkreises liegt mehr als doppelt so hoch. Dies kann eine nützliche Eigenschaft sein, wenn es um Bewegungserkennung geht. Durch die höhere Verstärkung von schnellen Signalen ist die Empfindlichkeit für bewegte Objekte verstärkt, sie heben sich deutlicher vom statischen Hintergrund ab. Dafür ist die Kontrastempfindlichkeit für langsame Signale reduziert, da die logarithmische Kennlinie im Verhältnis flacher verläuft.

Grundsätzlich ist jedoch eine gute Übereinstimmung zwischen der Simulation des elektronischen Rezeptors mit der Messung des Retinazapfens festzustellen. Das Verhalten beider Sensoren zeigt über einen großen Dynamikbereich die gleichen charakteristischen Eigenschaften. Daß die Ausgangsspannung des CMOS-Rezeptors bei sehr kleinen Strömen plötzlich abfällt, ist auf ein Problem des Simulationsprogramms zurückzuführen. Für die richtige Berechnung benötigt das Programm von jedem Knoten der Schaltung einen endlichen Widerstand nach Masse. Dieser Widerstand ist auf 10^{12} Ω begrenzt. Damit kann der Strom nicht unter einen bestimmten Wert sinken, ohne daß der Simulator falsche Ergebnisse liefert. Es besteht zwar die Möglichkeit, den Widerstand heraufzusetzen, davon wurde in der vorliegenden Simulation jedoch kein Gebrauch gemacht. Der steile Anstieg der logarithmischen Kennlinie für Ströme über 10 μA erklärt sich durch den Übergang vom Subthresholdbereich in die quadratische Strom-Spannungs-Abhängigkeit beim Rückkopplungstransistor M_{fb}.

2.4.2 Adaptation und optische Täuschung

Das Adaptationsverhalten des Auges führt dazu, daß ein über längere Zeit betrachtetes Bild in der Netzhaut gespeichert wird. Wird der Blick in eine andere Richtung gelenkt, ist das Bild noch einige Sekunden in negativer Form wahrzunehmen. Von dieser optischen Täuschung möge sich jeder selbst überzeugen, indem das Telefon aus Abb. 2.9 für ungefähr eine halbe Minute fixiert und anschließend auf ein einfarbiges Blatt geschaut wird. Das Telefon ist weiterhin zu erkennen, allerdings hebt es sich hell und damit invertiert vom Hintergrund ab.

Diese Art von optischer Täuschung läßt sich auch mit dem adaptiven Photorezeptor simulieren. Dazu werden zwei gleichartige Rezeptoren, die in Zukunft auch mit Pixel bezeichnet werden, verwendet. Der eine Pixel wird konstant mit der gleichen Intensität beleuchtet, der andere zunächst mit einer um drei Dekaden geringeren Intensität. Dann wird das Beleuchtungsniveau des zweiten Pixels sprungartig auf das Niveau des ersten gehoben. Die Reaktion des Rezeptors ist in Abb. 2.10 zu sehen, wobei wiederum die Reduzierung der Zeitskala zu beachten ist. Aufgrund des schnellen Helligkeitswechels zeigt der Pixel eine große Verstärkung, so daß das Ausgangssignal über das adaptierte Niveau des anderen Pixels hinausschießt. Für eine gewisse Zeit ist nun ein negatives Bild des ursprünglichen Signals zu sehen. Es wird zunehmend schwächer, je mehr der Rezeptor an seine aktuelle Intensität adaptiert, und verschwindet schließlich.

Dieses Verhalten entspricht der optischen Täuschung mit dem Telefon. Die Pixel, die das schwarze Telefon sehen, werden zunächst mit geringer Intensität beleuchtet. Beim Blick auf ein weißes Blatt erhöht sich die Helligkeit, so daß diese Pixel mit einer erhöhten Verstärkung reagieren und ein invertiertes Bild erzeugen. Nach einiger Zeit ist das Negativbild wieder verschwunden.

Abbildung 2.9: Beispiel einer optischen Täuschung. Der schwarze Punkt in der Mitte der Wählscheibe muß für etwa 30 Sekunden fixiert werden. Anschließend ist das Telefon beim Blick auf ein einfarbiges Blatt in invertierter Form zu erkennen. Ursache dieser Täuschung ist die Adaptation der Photorezeptoren des Auges.

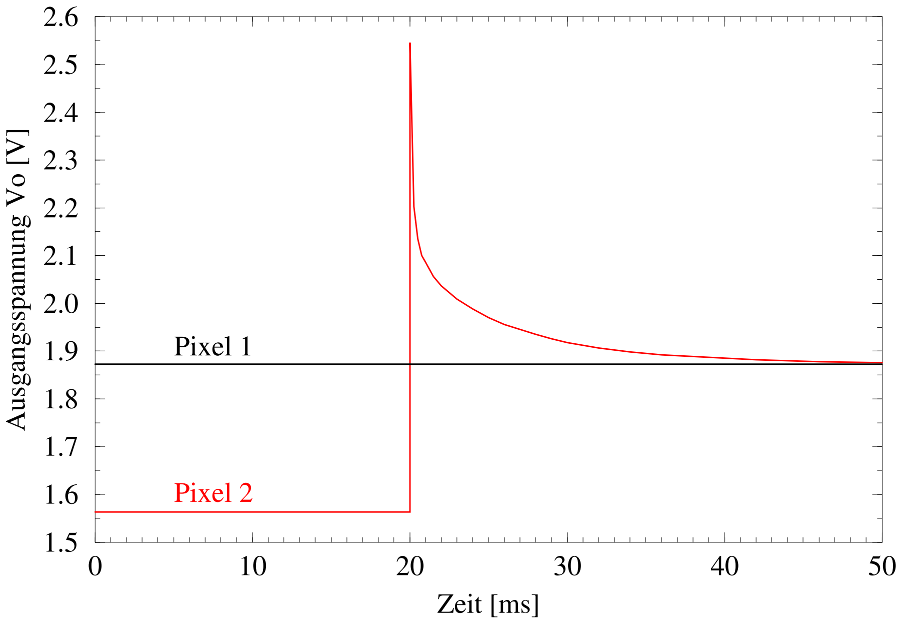


Abbildung 2.10: Simulation zweier Photorezeptoren. Der eine wird mit gleichbleibender Intensität beleuchtet und zeigt ein konstantes Ausgangssignal. Der andere beginnt bei geringerer Beleuchtung (3 Dekaden weniger) und erfährt bei 20 ms einen Intensitätssprung auf das Niveau des ersten Rezeptors. Es ist die überhöhte Reaktion auf den Kontrastwechsel sowie die anschließende Adaptation zu erkennen.

Die abfallende Kurve in Abb. 2.10 entspricht dem Adaptationsverhalten des Schildkrötenzapfens aus Abb. 2.2. Sowohl der biologische als auch der elektronische Rezeptor zeigen bis auf die invertierten Verhältnisse den gleichen Kurvenverlauf. Zunächst fällt die Kurve stark ab, nähert sich dann aber nur noch langsam dem adaptierten Zustand. Beim künstlichen Rezeptor wird dies durch die nichtlinearen Eigenschaften des adaptiven Elements erreicht. Bei großen Spannungsdifferenzen ist der Widerstand klein und die Adaptation schnell, bei kleinen Differenzen wird der Widerstand hoch und der Abfall der Ausgangsspannung verlangsamt sich.
Abb. 2.11 zeigt den umgekehrten Fall. Die Intensität wird sprungartig um 3 Dekaden erniedrigt, worauf der Pixel mit einer überhöhten Reaktion nach unten reagiert. Die Ausgangsspannung steigt anschließend wieder an und erreicht nach einiger Zeit das adaptierte Niveau.

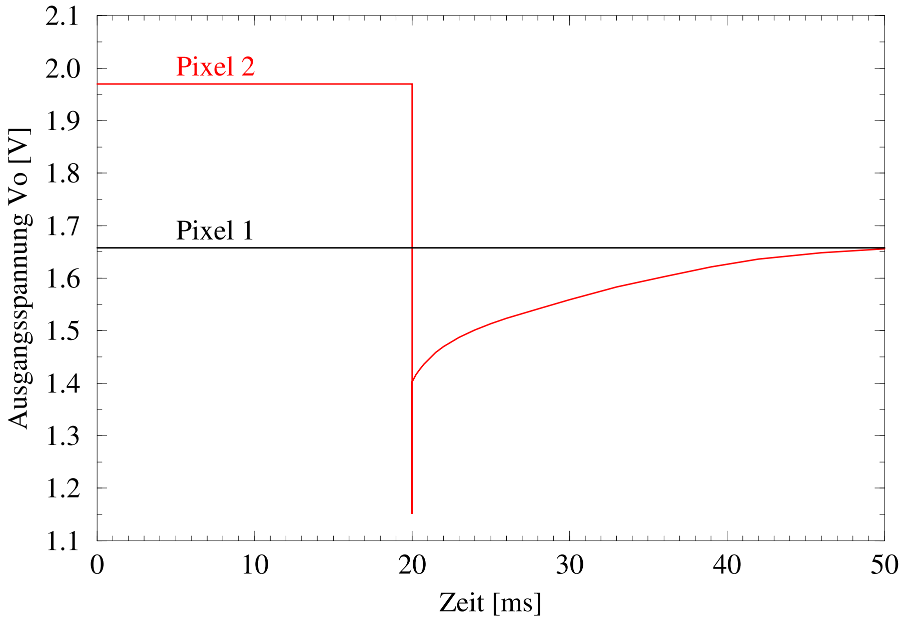


Abbildung 2.11: Die gleiche Simulation wie in Abb. 2.10, mit dem Unterschied, daß der Intensitätssprung nach unten erfolgt.

2.4.3 Übertragungsfunktion

Die Übertragungsfunktion gibt die Verstärkung in Abhängigkeit von der Frequenz an. Zur Simulation wurde der adaptive Schaltkreis mit einem sinusförmigen Strom stimuliert. Der Photostrom variierte dabei zwischen 20 und 40 nA, beschrieb also eine Schwingung mit 30 nA Offset und 10 nA Amplitude. Die Amplitude der Ausgangsspannung ist in Abb. 2.12 über der Frequenz aufgetragen. In diesem Bild sind die beiden charakteristischen Bereiche wiederzufinden, die als statische Antwort (Reaktion auf langsame Signale) bzw. als transiente Antwort (Reaktion auf schnelle Signale) bezeichnet werden. Für langsame Signale zeigt der Rezeptor eine geringe Verstärkung, er befindet sich auf der schwach ansteigenden, logarithmischen Kennlinie in Abb. 2.8. Für schnelle Signale ist die

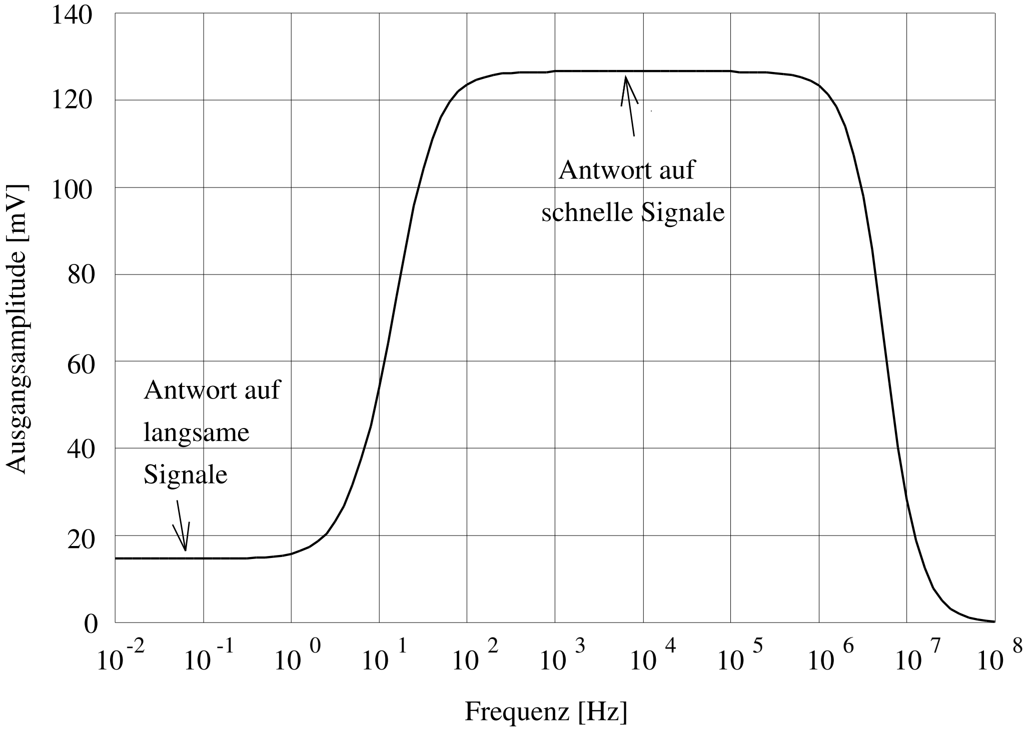


Abbildung 2.12: Simulation der Übertragungsfunktion des adaptiven Photorezeptors. Aufgetragen ist die Amplitude der Ausgangsspannung über der Frequenz des Eingangssignals. Der Offset des Eingangsstroms beträgt 30 nA, die Amplitude der sinusförmigen Schwingung 10 nA.

Verstärkung hoch und bleibt über einen Frequenzbereich von mehreren Größenordnungen konstant. Der Übergang von niedriger zu hoher Verstärkung liegt in der Simulation bei etwa 10 Hz. Aufgrund der falsch simulierten Subthresholdregion befindet sich dieser Übergang in Wirklichkeit bei niedrigeren Frequenzen (1 – 10 mHz).

Der Abfall der Verstärkung bei sehr hohen Frequenzen hat zwei Ursachen. Zunächst begrenzt die endliche Bandbreite des invertierenden Verstärkers (gebildet aus $\mathrm{M_n}$ und $\mathrm{M_p}$) die Gesamtbandbreite des Rezeptors. Durch Erhöhen der Lastkapazität am Ausgang als auch durch Erhöhen der Biasspannung V_b, das heißt verringern des Querstroms, läßt sich der Verstärker zusätzlich verlangsamen. In der Simulation wurde $V_b = 3.5$ V gewählt und keine Kapazität an den Ausgang gelegt.

Die zweite Ursache für den Abfall der Verstärkung bei hohen Frequenzen liegt in den Gate-Kanal-Kapazitäten von $\mathrm{M_n}$ und $\mathrm{M_{fb}}$. Zur Verkleinerung des Miller-Effekts bei $\mathrm{M_n}$ ist zwar der Kaskodentransistor $\mathrm{M_{cas}}$ vorhanden (vgl. Absatz 2.2), dennoch bleibt eine Restkapazität in der Größenordnung von einigen fF. Sowohl diese Kapazität als auch die des Transistors $\mathrm{M_{fb}}$ müssen vom Photostrom der Diode getrieben werden. Nimmt nun die Beleuchtungsintensität ab, so verkleinert sich der Photostrom und damit auch die Geschwindigkeit des Rezeptors. Die höchste Grenzfrequenz ergibt sich demnach für starke Beleuchtung und hohen Querstrom durch den Verstärker. Andersherum besteht die Möglichkeit, durch einen kleinen Querstrom und damit einen langsamen Verstärker das 100 Hz-Flackern der künstlichen Raumbeleuchtung zu verringern.

2.4.4 Stromaufnahme

Ein wesentlicher Vorteil analoger Bildverarbeitung ist die geringe Leistungsaufnahme. Dies ist insbesondere bei portablen Systemen von Bedeutung, die im Batteriebetrieb arbeiten. Die Stromaufnahme des adaptiven Pixels wurde für verschiedene Biasspannungen V_b simuliert und in Tabelle 2.2 dargestellt. Sie hängt hauptsächlich von dem durch den Pixelverstärker fließenden Querstrom ab. Dieser wird durch die Spannung V_b eingestellt und sinkt mit steigendem V_b. Ein zweiter Beitrag zur Stromaufnahme wird durch den Photostrom gebildet. Er liegt jedoch normalerweise unter 1 nA (vgl. Gleichung (2.5)), so daß er gegenüber dem Verstärkerstrom vernachlässigbar ist. Lediglich bei sehr hohen Intensitäten (> 100 W/m^2) steigt der Photostrom in Bereiche, die mit dem Verstärkerstrom vergleichbar sind. Aus Tabelle 2.2 ist zu schließen, daß der Stromverbrauch einer Matrix aus beispielsweise 10000 Pixeln für $V_b = 4$ V noch unter 1 mA liegt.

Biasspannung V_b [V]	3.5	3.75	4.0
Stromaufnahme I [nA]	790	340	80

Tabelle 2.2: Stromaufnahme des adaptiven Pixels bei verschiedenen Spannungen V_b.

2.4.5 Kontinuierliche Simulation über mehrere Dekaden

Zum Abschluß soll noch eine fortschreitende Simulation über einen möglichst großen Dynamikbereich vorgestellt werden. Dazu wird der Photostrom kontinuierlich von 10 pA bis 10 μA variiert. Die Ausgangsspannung des adaptiven Schaltkreises und der stimulierende Photostrom sind in Abb. 2.13 über der Zeitachse aufgetragen.

Nach jeweils 15 ms (was in der Realität aufgrund der problematischen Subthresholdsimulation einigen Sekunden entspricht) steigt der Strom sprunghaft um einen Faktor 10 an. Der Photorezeptor reagiert darauf mit einer hohen Verstärkung, die einen überhöhten Spannungspeak zur Folge hat. Danach fällt die Ausgangsspannung ab, und der Pixel adaptiert auf ein Niveau, das nur wenig über dem der vorhergehenden Stromdekade liegt. Gleichzeitig wird der Photostrom mit 400 Hz (entspricht in der Realität etwa 1 Hz) um einen Faktor 2 moduliert. Diese relativ geringe Schwankung wird vom Rezeptor verhältnismäßig stark übertragen, weil die Frequenz im oberen Plateau der Übertragungsfunktion (vgl. Abb. 2.12) liegt. In der siebten Dekade, das heißt ab 10 μA, ist der Strom bereits so hoch, daß die logarithmische Kennlinie verlassen und die quadratische Strom-Spannungs-Abhängigkeit erreicht wird. Aus diesem Grund ist hier eine noch stärkere Reaktion der Ausgangsspannung zu beobachten.

Insgesamt läßt sich festhalten, daß der adaptive Photorezeptor über einen Bereich von sechs Größenordnungen grundsätzlich das gleiche Antwortverhalten zeigt. Die Verstärkung für schnelle Signale ist in jeder Dekade etwa gleich groß und mit jeder Größenordnung erhöht sich der Offset um den gleichen Wert. Daraus folgt, daß der Rezeptor über den gesamten Dynamikbereich die gleiche Kontrastempfindlichkeit aufweist. Der Kontrast ist definiert als das Verhältnis zweier Intensitäten. Werden beispielsweise zwei Pixel mit unterschiedlichen Intensitäten bestrahlt, in der Weise, daß der Kontrast zwischen beiden Beleuchtungsstärken konstant bleibt, so reagieren beide Rezeptoren mit einem ähnlichen Ausgangssignal. Die Spannung des einen Pixels unterscheidet sich nur durch einen absoluten Offset von der des anderen. Die Differenz beider Ausgangsspannungen ergibt damit einen konstanten Wert, der allein vom Kontrast der Intensitäten abhängt.

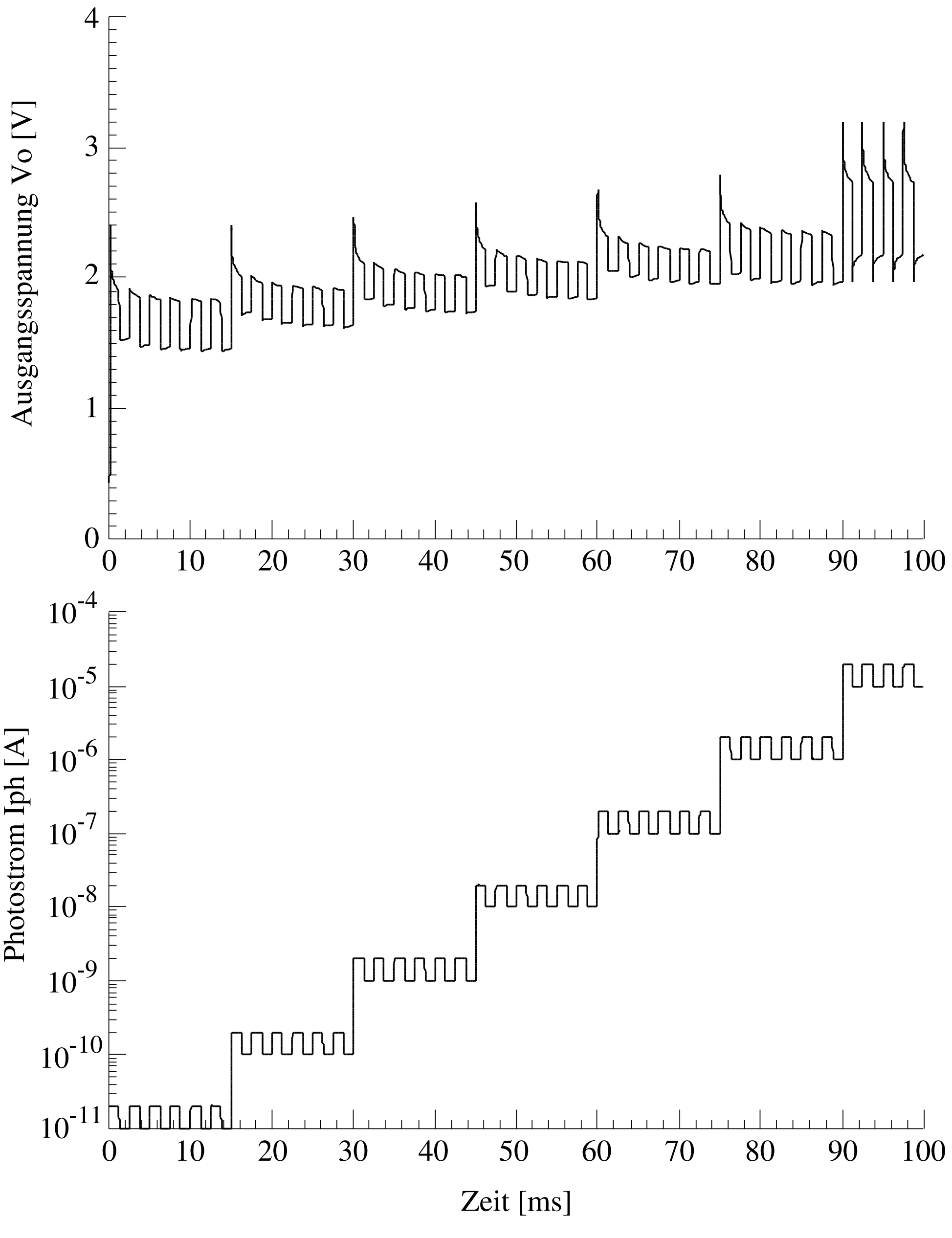


Abbildung 2.13: Kontinuierliche Simulation des adaptiven Photorezeptors über 7 Dekaden. Die untere Kurve zeigt den stimulierenden Photostrom auf einer logarithmischen Skala. Er wird alle 15 ms um eine Dekade erhöht und innerhalb einer Dekade mit einer Frequenz von 400 Hz rechteckförmig moduliert. Dabei schwankt die Stromstärke um einen Faktor 2.
Die obere Kurve zeigt das Ausgangssignal des Schaltkreises auf einer linearen Skala. Es ist eine relativ hohe Verstärkung der schnellen, aber schwachen Modulation zu beobachten. Die großen, aber weniger häufigen Änderungen um eine Dekade erzeugen dagegen nur im ersten Moment ein hohes Signal und adaptieren dann auf ein niedrigeres Niveau. Insgesamt steigt die Kurve nur geringfügig über den gesamten Dynamikbereich an. Es ist wiederum die verkürzte Zeitskala zu beachten.

Kapitel 3

Design und Layout des Vision Chips

In der Simulation zeigt der adaptive Photorezeptor ein Verhalten, das dem biologischen Vorbild sehr nahe kommt und für den Vision Part des Blindenhilfssytems geeignet zu sein scheint. Allerdings muß sich dieses Verhalten auch durch Messungen bestätigen lassen. Auf der Grundlage des adaptiven Schaltkreises wurde daher ein Mikrochip entwickelt, der sowohl den Pixel in verschiedenen Ausführungen als auch einige zusätzliche Teststrukturen enthält. Außerdem ist bereits eine 20×20 Pixelmatrix integriert, welche die Aufnahme und Verarbeitung eines vollständigen, aus 400 Pixeln bestehenden Bildes ermöglicht.
Zur Entwicklung wurde das Softwarepaket *Cadence* benutzt, das alle Optionen vom schematischen Schaltplan bis zum fertigen Layout zur Verfügung stellt. Das Design wurde für den 1.2 μm CMOS-Prozeß von AMS (Austria Micro Systems) ausgelegt, der über zwei Metall- und zwei Polylagen verfügt. Die Größe von 1.2 μm bezeichnet die kürzeste, mögliche Gatelänge, die in diesem Prozeß erlaubt ist. Auch andere geometrische Parameter wie Länge und Breite der Metall-, Polysilizium- und Diffusionsschichten oder Abstände zwischen diesen sind durch die sog. *Design Rules* auf maximale oder minimale Werte festgelegt. Innerhalb dieser Grenzen kann sich der CMOS-Designer frei entfalten. Allerdings hat er keinen Einfluß auf vertikale Strukturen wie Schichtdicken oder Diffusionstiefen, da diese durch den Prozeß vorgegeben sind. Er sieht den Chip von oben und hat in zwei Dimensionen die Möglichkeit, das Layout zu gestalten.

3.1 Ein Blick auf den gesamten Chip

In Abb. 3.1 ist das Layout des kompletten Chips dargestellt. Das Bild wurde im Maßstab 72:1 vergrößert und vermittelt einen ersten Eindruck über den Aufbau des 3.5×2.5 mm^2 großen CMOS-Designs. Das Layout läßt sich grob in zwei Bereiche einteilen, die als deutlich getrennte Strukturen zu erkennen sind. Der untere, ungeordnet wirkende Teil enthält einige Versionen des Photorezeptors und verschiedene Teststrukturen. Der obere Teil besteht aus einer Matrix mit 400 Pixeln, die in 20 Zeilen mit je 20 Pixeln angeordnet sind. In den folgenden Abschnitten des Kapitels wird auf beide Bereiche näher eingegangen.
Am Rand des Chips liegen die Anschlußpads, die als violette Quadrate dargestellt sind. Über sie lassen sich die Siliziumstrukturen mit der Außenwelt verbinden. Dazu wird ein feiner Gold- oder Aluminiumdraht vom Pad zu einem Anschluß im Chipgehäuse oder auf einer Platine gezogen. Dieser Vorgang heißt *bonden.* In der Mitte des unteren Bereichs sind einige kleinere Pads zu sehen (kleine violette Quadrate), die nicht gebondet wer-

Abbildung 3.1: Layout des Vision Chips in 72-facher Vergrößerung den können. Dafür ist es möglich, diese Probepads mit sehr feinen Nadeln unter einem Mikroskop zu kontaktieren. Auf diese Weise können Signale eingespeist oder Spannungen und Ströme gemessen werden. Die Methode ist zwar umständlicher als die Kontaktierung über Bondpads, jedoch lassen sich aus Platzgründen nicht alle benötigten Anschlüsse mit den größeren Pads realisieren.

Die schwarze Linie, die den gesamten Chip umgibt, wird als die sog. *Scribe Line* bezeichnet. Sie ist notwendig, um beim Sägen des Wafers[1] eine Beschädigung der CMOS-Strukturen durch absplitternde Siliziumteile zu verhindern.

Abb. 3.2 zeigt ein Mikroskopbild des produzierten Chips. Das Photo weist eine große Ähnlichkeit mit Abb. 3.1 auf, und die verschiedenen Strukturen lassen sich eindeutig zuordnen. Am Rand des Bildes sind die Enden der Bonddrähte zu erkennen, die die Pads mit dem Gehäuse (hier nicht sichtbar) verbinden. Die dunklen Flecken, die teilweise zusätzlich zur Chipstrukur vorhanden sind, werden durch Staub auf dem Chip oder durch Schmutz auf dem Mikroskopobjektiv verursacht.

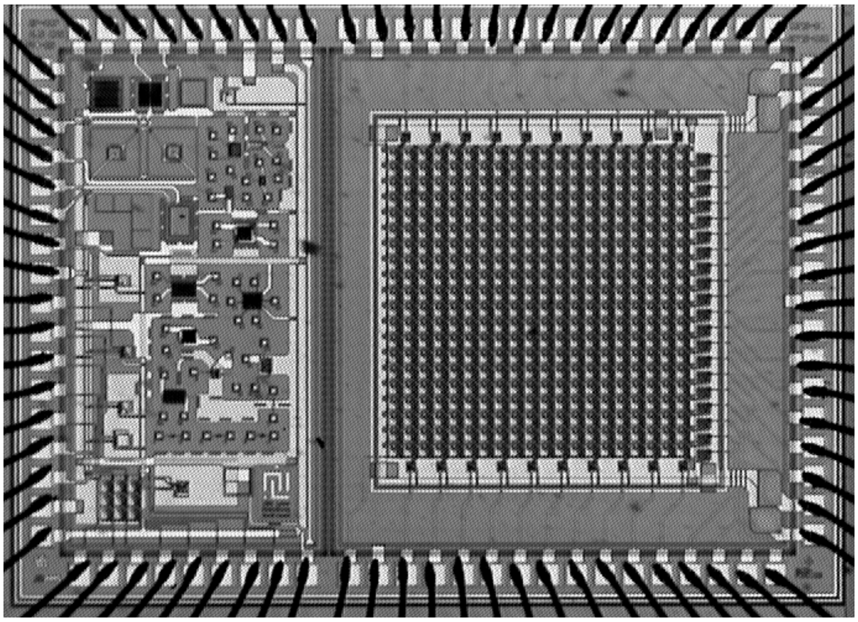


Abbildung 3.2: Mikroskopbild des Vision Chips in 32-facher Vergrößerung

3.2 Layout des Photorezeptors

Beim Layout eines analogen Schaltkreises muß die Form jedes Bauteils von Hand bzw. mit der Maus am Bildschirm gezeichnet werden. Dazu existiert in Cadence ein Graphikeditor, der das Erstellen von geometrischen Strukuren wie Rechtecken oder Polygonen erlaubt. Die Größe der einzelnen Komponenten (z. B. Länge und Breite der Transistoren) entspricht den im Schaltplan festgelegten Werten, die sich in der Simulation als sinnvoll

---

[1] Als Wafer wird die etwa 200 μm dicke, kreisförmige Siliziumscheibe bezeichnet, auf der die CMOS-Strukturen erzeugt werden. Sie hat einen Durchmesser von etwa 15 cm, so daß viele einzelne Chips nebeneinander Platz finden.

erwiesen haben. Für den adaptiven Rezeptor sollte sich insgesamt ein kleines und kompaktes System ergeben, das eine annähernd quadratische Form aufweist. So besteht die Möglichkeit, mehrere Pixel zu einer Zeile oder einer Matrix anzuordnen.

3.2.1 Der Standardpixel

Das Layout des adaptiven Schaltkreises belegt in der Standardversion eine Fläche von ungefähr 50×50 μm^2 und ist in Abb. 3.3 zu sehen. Es wird von den beiden Kapazitäten C_1 und C_2 dominiert, die sich links unten im Bild befinden und etwa die Hälfte der Pixelfläche einnehmen. Sie sind aus zwei übereinanderliegenden Polysiliziumschichten zusammengesetzt, die durch die Farben hellrot und dunkelrot dargestellt werden. Die Kapazitäten haben die Werte 597 fF bzw. 67 fF und belegen eine Fläche von etwa 840 μm^2 bzw. 91 μm^2.

dem Bereich, in dem beide Schichten übereinander liegen, bildet sich der leitfähige Kanal aus. Die Länge und Breite der einzelnen Kanäle ist im letzten Kapitel in Tabelle 2.1 angegeben. Die kleinen, schwarzen Quadrate stellen Kontakte zwischen der aus Aluminium bestehenden Metallschicht (blau-violett) und der Diffusions- oder Polyschicht dar. Über die Metallschicht werden die Bauteile miteinander verbunden.

Neben der Photodiode zeigen auch die Transistoren eine gewisse Lichtempfindlichkeit. Dies ist in diesem Fall unerwünscht, so daß die adaptive Elektronik gegen Licht abgeschirmt werden muß. Dazu dient die zweite Metallage, die der AMS-Prozeß zur Verfügung stellt. Mit dieser durch kleine, graue Punkte dargestellten Schicht ist der größte Teil des Pixels abgedeckt, lediglich die Diode bleibt frei. Gleichzeitig läßt sich die auf Masse liegende zweite Metallschicht dazu benutzten, entsprechende Knoten des Schaltkreises mit Masse zu versorgen.

Das adaptive Element, das die Adaptationszeit des Rezeptors bestimmt, reagiert auf Licht besonders empfindlich. Daher befindet es sich weit von der Photodiode entfernt am rechten unteren Ende des Photorezeptors. Auf diese Weise wird erreicht, daß nur wenige gestreute Photonen oder diffundierende Ladungsträger bis zum adaptiven Element vordringen können. Werden allerdings mehrere Pixel übereinander angeordnet, so liegt die Diode des einen Pixels in der Nähe des adaptiven Elements des darüberliegenden Nachbarpixels. In diesem Fall sollte durch weitere Schutzstrukturen eine zusätzliche Abschirmung erfolgen.

3.2.2 Die 3 × 3 Pixelmatrix

Um aus den Einzelrezeptoren ein System zu erhalten, das Bilder aufnehmen und verarbeiten kann, werden viele Pixel zweidimensional nebeneinander angeordnet. Dabei können durch Übersprechen Effekte auftreten, die am Einzelpixel nicht nachzuweisen sind. Um diese Effekte zu untersuchen, wurde eine 3×3 Matrix aus den im letzten Abschnitt vorgestellten Pixeln auf dem Chip implementiert. Sie ist im Layout des gesamten Chips (siehe Abb. 3.1) in der rechten unteren Ecke zu erkennen. Das Ausgangssignal jedes Pixels wird separat auf ein Pad geführt, so daß bei Bedarf alle 9 Spannungen gleichzeitig gemessen werden können. Durch gezielte Stimulation eines Photorezeptors läßt sich damit das Übersprechen auf alle anderen Rezeptoren der Matrix bestimmen.

Zwischen den Pixeln verlaufen die Versorgungsleitungen für die verschiedenen Spannungen (V_b, V_{cas}, V_{cc}) und für die Ausgangssignale der Pixel. Dies sind sowohl horizontal wie auch vertikal zwei Metalleitungen, die für einen gewissen Abstand zwischen den Rezeptoren sorgen. Dadurch wächst die effektive Pixelgröße auf $58 \times 56\ \mu\text{m}^2$. In der einen Richtung mußten die Leitungen dabei in die zweite Metallebene gelegt werden, damit sie sich mit den Leitungen der ersten Metallage berührungsfrei überkreuzen können. Dies führt aber zu einer Unterbrechung der Abschirmung, da die Leitungen durch einen $1.8\ \mu$m breiten Spalt voneinander getrennt sein müssen. Der Abstand liegt bereits im Bereich einiger Lichtwellenlängen, so daß hier mit dem Eindringen von Photonen und somit einer Störung der adaptiven Elektronik zu rechnen ist.

Auf zusätzliche Schutzstrukturen, die das adaptive Element besser vor dem Übersprechen des Nachbarpixels schützen könnten, wurde hier noch verzichtet. Sie kommen erst bei der großen 20×20 Matrix zum Einsatz. In der kleinen Matrix besteht so die Möglichkeit, den Einfluß der Photodiode auf das in der Nähe liegende adaptive Element des nächsten Pixels direkt zu untersuchen.

3.2.3 Variationen des Standardpixels

Zusätzlich zu dem oben beschriebenen Pixellayout befinden sich noch weitere Pixelvarianten auf dem Chip. Dabei wurde jeweils ein Parameter verändert, um dessen Auswirkungen auf das Gesamtsystem untersuchen zu können. Die Pixel befinden sich auf dem Chip (Abb. 3.1) links neben der kleinen Pixelmatrix am unteren Rand.

Das Verhältnis von photosensitiver Fläche zum Rest der Pixelfläche beträgt im Standardpixel etwa 1:10. Dies bedeutet, daß weniger als ein Zehntel des auftreffenden Lichts ausgenutzt wird. Außerdem können die Bildstrukturen, die genau zwischen die Dioden einer Pixelmatrix fallen, bei einer scharf eingestellten Optik nicht wahrgenommen werden. Es wurde daher ein Pixel entworfen, dessen Photodiode die gleiche Größe wie der Rest der Pixelelektronik aufweist, das heißt, das Verhältnis beträgt 1:1. Dadurch benötigt der Pixel insgesamt mehr Platz, sein Flächenbedarf ist von 2500 μm^2 auf 4300 μm^2 gestiegen. Er ist in der linken Hälfte von Abb. 3.4 dargestellt. Durch einen Designfehler ist jedoch bei diesem Pixel auch die Photodiode mit Metall abgedeckt, was zu einer eingeschränkten Lichtempfindlichkeit führt.

An den Simulationen im letzten Kapitel hat sich gezeigt, daß das Verhältnis zwischen transienter und statischer Verstärkung beim elektronischen Rezeptor höher als beim Schildkrötenzapfen ist. Durch eine Veränderung der beiden Kapazitäten C_1 und C_2 läßt sich dieses Verhältnis beeinflussen. Je größer C_2 gegenüber C_1 wird, desto geringer wird die transiente Verstärkung im Vergleich zur statischen. In Abb. 3.4 ist auf der rechten Seite ein Pixel gezeigt, bei dem C_1 dreimal so groß ist wie C_2. Das Kapazitätsverhältnis beträgt nur noch 3:1, während es im Standardpixel bei 10:1 liegt. Der veränderte Pixel wird demnach eine geringere Vestärkung für schnelle Signale aufweisen. Er entspricht besser dem biologischen Vorbild, zeigt aber keine so ausgeprägte Bewegungserkennung mehr.

Bei einem weiteren Testpixel wurde auf die Metallabdeckung verzichtet. Auf diese Weise läßt sich der Einfluß untersuchen, den das Licht auf die Elektronik des Photorezeptors ausübt.

3.3 Die 20×20 Pixelmatrix

Ein einzelner Pixel bietet die Möglichkeit, alle Eigenschaften des Photorezeptors zu messen und in entsprechenden Kurven darzustellen. Dennoch läßt sich daraus nur indirekt ableiten, wie sich eine Kamera verhalten wird, die aus vielen Pixeln zusammmengesetzt ist. Um einen ersten Eindruck davon zu erhalten, befindet sich auf dem Chip eine aus 20×20 Pixeln bestehende Matrix. Unter Verwendung einer zusätzlichen Optik (Linse, Objektiv) lassen sich damit vollständige Bilder aufnehmen, wenn auch in einer relativ groben Auflösung.

3.3.1 Ausleseprinzip und Aufbau

Wurden bei der 3×3 Matrix noch alle Ausgangsleitungen auf ein Pad geführt, so ist dies bei 400 Pixeln nicht mehr sinnvoll realisierbar. Daher muß eine Möglichkeit gefunden werden, wie sich mehrere Pixel über die gleiche Leitung auslesen lassen. In diesem Fall wird die Auslese so realisiert, daß die 20 Pixel einer Spalte an der gleichen Leitung liegen, das heißt, für 400 Pixel werden 20 Leitungen benötigt. Zwischen Pixelausgang und Ausleseleitung befindet sich jeweils ein Schalttransistor, der dafür sorgt, daß die Verbindung zwischen dem Ausgangssignal des entsprechenden Pixels und der Ausleseleitung hergestellt oder unterbrochen wird. Die jeweils in einer Zeile liegenden 20 Schalttransistoren werden über ein gemeinsames Selektionssignal angesteuert. Damit wird erreicht, daß stets alle Pixel einer Zeile ein- oder ausgeschaltet sind. Indem nun jede Zeile einmal selektiert wird, lassen sich nacheinander alle 400 Pixel auslesen.

In Abb. 3.5 ist ein Blockdiagramm der Pixelmatrix abgebildet. An jeder der Ausleseleitungen, die abwechselnd nach oben und unten herausgeführt sind, befindet sich ein Verstärker. Er sorgt dafür, daß der Ausgang niederohmiger wird und somit einen größeren Strom für die nachfolgende Last (Verstärkungselektronik auf der Ausleseplatine) liefern kann. Am Eingang der Selektionsleitungen liegt je ein Pegelkonverter, der die extern generierten Steuersignale in die vom Schalttransistor benötigten Spannungen umwandelt. Verstärker und Konverter werden in den nächsten beiden Abschnitten (3.3.2 und 3.3.3) näher erläutert.

Zu jedem Pixel der Matrix werden noch die Versorgungsspannungen (V_{cc} und Masse) und die Biasspannungen (V_b und V_{cas}) geführt, was mit Auslese- und Selektionsleitung zu 6 verschiedenen Leitungen zwischen den Pixeln führt. Abb. 3.6 zeigt eine Ecke der 20×20 Matrix, auf der einige Pixel mit den entsprechenden Anschlußverbindungen zu sehen sind. Horizontal verlaufen zwischen den Rezeptoren je drei Metalleitungen (Metall 1, blau-violett). Von oben nach unten sind dies die Biasspannung V_b, die Selektionsleitung und die Spannungsversorgung (V_{cc}). Vertikal sind jeweils zwei Leitungen zu erkennen (Metall 2, grau gepunktet), links die Ausleseleitung und rechts die Biasspannung V_{cas}. Dazu parallel liegt die Metallabschirmung, die bis auf die Photodiode den gesamten Pixel abdeckt. Sie dient als Massezuführung. Wie bei der 3×3 Matrix gilt auch hier, daß die Lichtabschirmung durch den Spalt zwischen den Metalleitungen verringert wird. Daher sollte sich diese Unterbrechung möglichst nicht über einem lichtempfindlichen Transistor, sondern neben der Pixelelektronik befinden.

Gegenüber dem Layout des Standardpixels sind beim Matrixpixel einige Änderungen vorgenommen worden. Die Photodiode ist von einer Schutzstruktur aus Substratkontakten umgeben, die das Substrat niederohmig auf Masse legt. Dies bewirkt, daß der über das

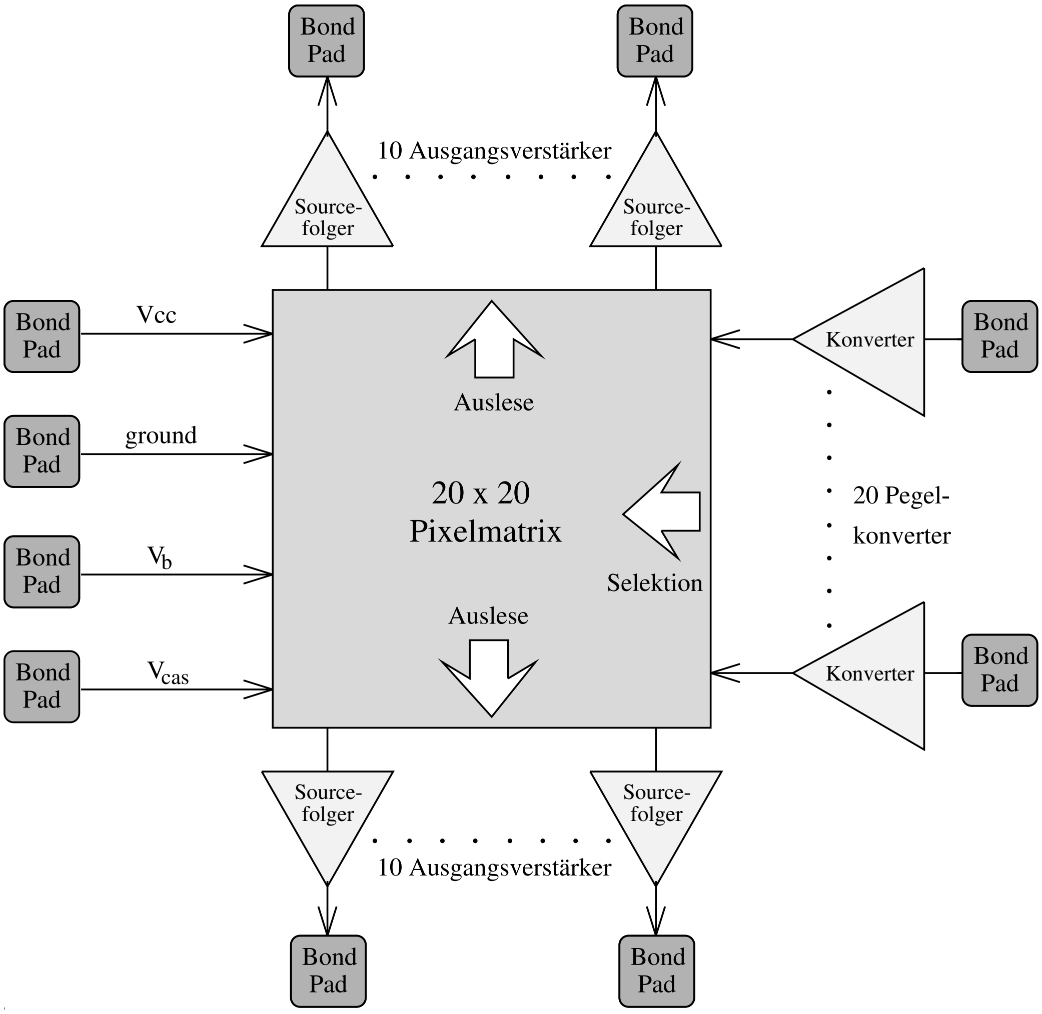


Abbildung 3.5: Blockdiagramm der Pixelmatrix. Die Zeilen werden mit Hilfe der Pegelkonverter nacheinander selektiert und die Pixel nach oben bzw. unten über die Ausgangsverstärker ausgelesen. Zusätzlich benötigt jeder Pixel noch die Spannungen V_b, V_{cas}, V_{cc} und Masse.

Substrat fließende Photostrom direkt von einer Metallschicht mit niedrigem Widerstand abgeführt wird. Damit kann er weiter entfernt liegende Strukturen, vor allem das adaptive Element, nicht mehr beeinflussen. Um die quadratische Geometrie des Pixels beibehalten zu können, wurde auch die Form der Kapazitäten etwas verändert. Ihre absolute Größe entspricht jedoch weiterhin der des Standardpixels.

Zusätzlich ist im Layout der schon erwähnte Schalttransistor zu erkennen. Er befindet sich am Ende der roten Polysilziumleitung, die von der Selektionsleitung (mittlere, horizontale Leitung) nach oben in den Pixel führt. Alle anderen Strukturen sind prinzipiell gleich geblieben.

Die gesamte Matrix ist im oberen Teil des Chiplayouts (Abb. 3.1) dargestellt. Da sie um 90 Grad gedreht ist, befinden sich die Pegelkonverter oben und die Ausleseverstärker rechts bzw. links. Die Selektionssignale schalten bei dieser Orientierung die Spalten, während zeilenweise ausgelesen wird.

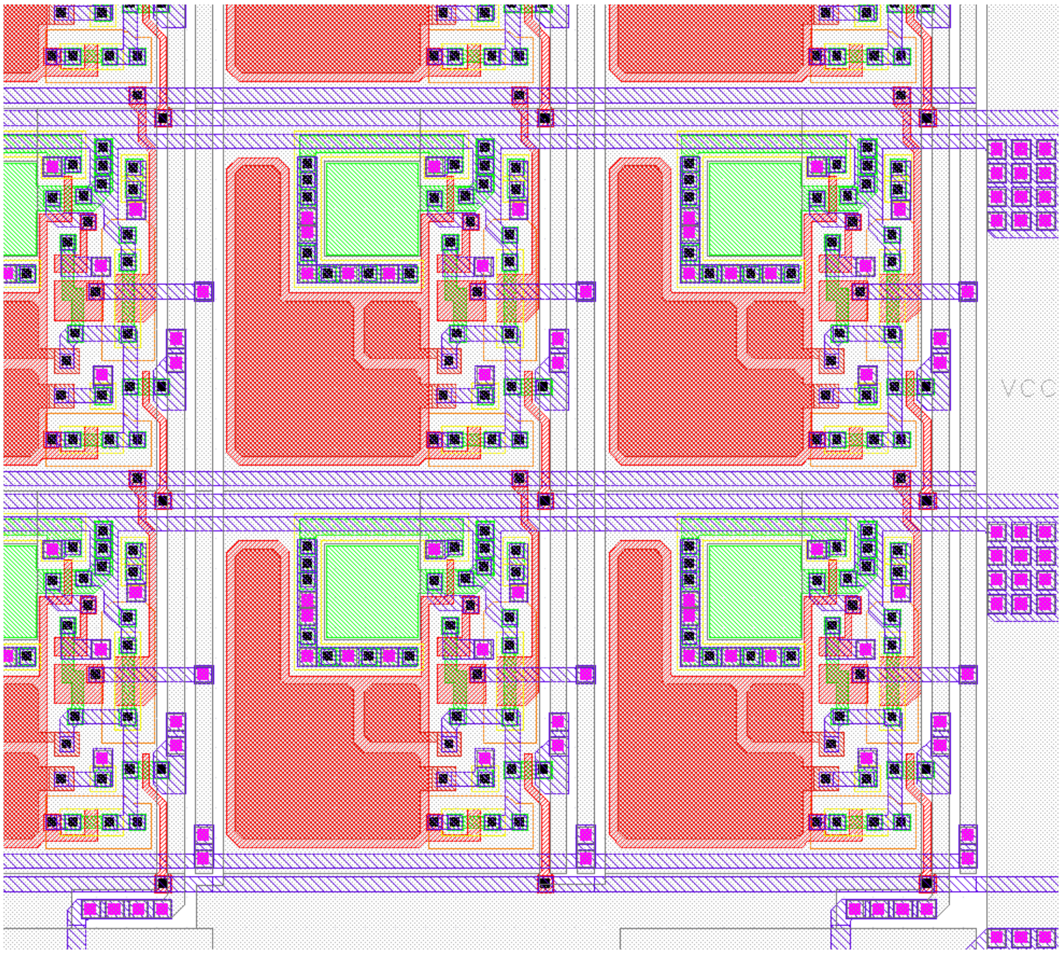


Abbildung 3.6: Ausschnitt aus der 20 × 20 Matrix. Von rechts kommen die Signale zur Zeilenselektion, nach oben und unten werden die Ausgangssignale ausgelesen. Die Matrixpixel unterscheiden sich etwas von den Standardpixeln. Sie besitzen einen Schutzring um die Photodiode und einen Schalttransistor, der das Ausgangssignal auf die Ausleseleitung legt.

3.3.2 Der Ausleseverstärker

Jeder Photorezeptor besitzt einen invertierenden Verstärker, der für die Rückkopplungsschaltung notwendig ist (vgl. Abschnitt 2.2.1). Er ist so ausgelegt, daß er wenig Platz benötigt und einen geringen Stromverbrauch aufweist. Damit besitzt er aber einen relativ hohen Ausgangswiderstand und ist nicht geeignet, die weiterführende Elektronik außerhalb des Chips zu treiben. Aus diesem Grund wurde jede Ausleseleitung mit einem zusätzlichen Verstärker versehen. Sein Schaltbild ist in Abb. 3.7 dargestellt.
Prinzipiell besteht der Verstärker aus zwei hintereinandergeschalteten Sourcefolgern. Ein Sourcefolger ist analog dem Emitterfolger bei bipolaren Transistoren so aufgebaut, daß sich der Arbeitswiderstand in der Source- bzw. Emitterleitung befindet. Der Arbeitswiderstand wird dabei als Transistor ausgelegt, da ohmsche Widerstände aus Polysilizium einen großen Platzbedarf mit sich bringen. Beim Sourcefolger handelt es sich um einen nicht invertierenden Verstärker, dessen Spannungsverstärkung kleiner als 1 ist. Der Ein-

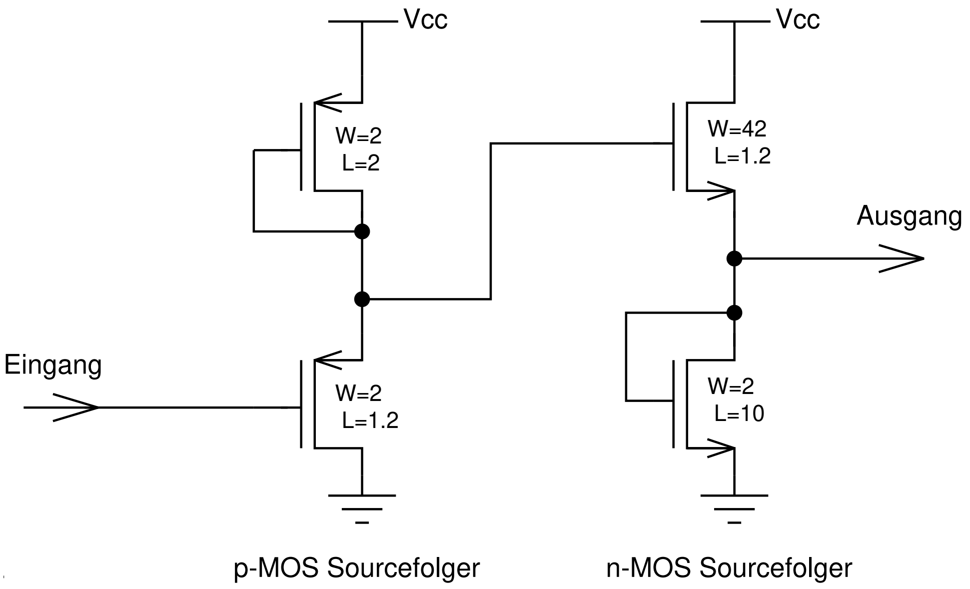


Abbildung 3.7: Schaltplan des Ausleseverstärkers. Er ist aus zwei Stufen aufgebaut, die jeweils aus einem Sourcefolger bestehen. Die angegeben Zahlenwerte entsprechen der Länge und Breite der Transistoren in μm.

gangswiderstand ist sehr hoch, da der Eingang direkt auf ein Gate führt. Der Ausgangswiderstand wird durch die Transistorgeometrie festgelegt und ist umso kleiner, je breiter die Transistoren sind. Sourcefolger werden daher meist als Impedanzwandler eingesetzt, wenn es darum geht, einen hohen Ausgangswiderstand in einen kleinen Ausgangswiderstand zu transformieren.

Die erste Stufe des Verstärkers besteht aus einem p-MOS-Sourcefolger. Sein linearer Übertragungsbereich liegt zwischen 0 und 3 V und umfaßt damit den gesamten Ausgangsbereich des Photorezeptors. Der Sourcefolger dämpft das Signal (Faktor $\simeq$ 0.67) und schiebt es um etwa 2 V nach oben. Es liegt nun im linearen Übertragungsbereich der zweiten Verstärkerstufe, die durch einen n-MOS-Sourcefolger gebildet wird. Hier wird das Signal nochmal gedämpft (Faktor wieder $\simeq$ 0.67), so daß insgesamt eine Spannungsverstärkung von 0.45 vorliegt. In Abb. 3.8 ist eine Simulation des Ausleseverstärkers gezeigt, in der die Ausgangspannung über der Eingangsspannung aufgetragen ist. Unterhalb von 3 V zeigt sich ein lineares Übertragungsverhalten, so daß die Ausgangssignale des Pixels zwar gedämpft, aber sonst unverfälscht übertragen werden.

Damit der Verstärker die notwendige Impedanzanpassung durchführen kann, muß er einen kleinen Ausgangswiderstand besitzen. Dies wird durch einen breiten Transistor (W = 42 μm, L = 1.2 μm) am Verstärkerausgang erreicht. Er in der rechten Hälfte des Layouts in Abb. 3.9 zu erkennen. Die anderen drei Transistoren sind kleiner gewählt worden, ihre genaue Größe ist im Schaltplan angegeben. Sie sind so angepaßt, daß sich bei möglichst geringer Dämpfung eine gute Linearität in der Übertragung ergibt.

Das Frequenzverhalten des Verstärkers soll hier nicht näher beschrieben werden, da er nur bei relativ kleinen Frequenzen ($<$ 1 kHz) betrieben wird. In diesem Bereich verhält sich der Verstärker wie bei statischem Betrieb, es machen sich noch keine frequenzabhängigen Effekte bemerkbar.

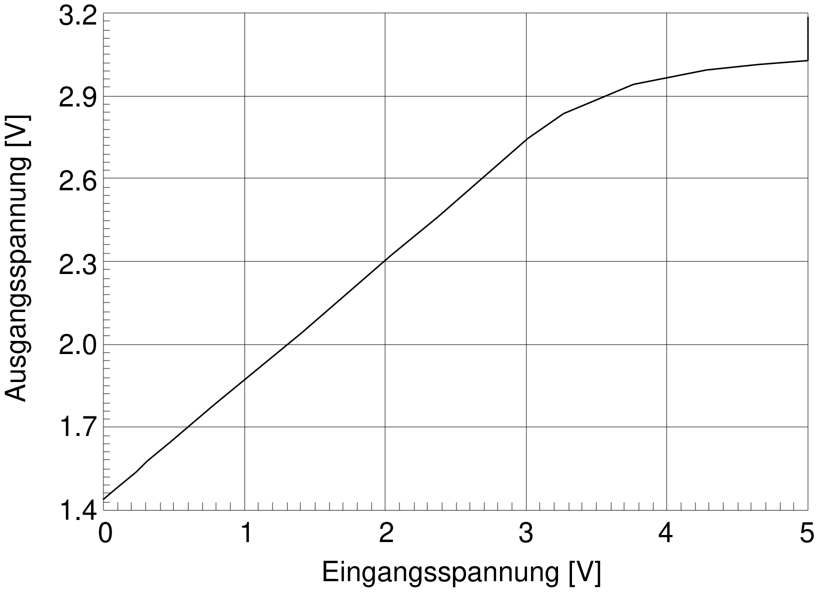


Abbildung 3.8: Simulation des Ausleseverstärkers. Die Ausgangsspannung ist über der Eingangsspannung aufgetragen. Unterhalb von 3 V zeigt sich ein lineares Übertragungsverhalten mit einer Spannungsverstärkung von 0.45.

3.3.3 Der Pegelkonverter

Zur Ansteuerung und Auslese der Pixelmatrix sollte bereits vorhandene Elektronik genutzt werden. Dabei bot sich für die Zeilenselektion die Verwendung von Outputregistern an, deren Ausgangssignale dem NIM[2]-Standard folgen. Im NIM-Standard entspricht der Strom 0 A der logischen Null und der Strom −16 mA der logischen Eins. Die Signalleitungen werden mit 50 Ω abgeschlossen, so daß eine Spannung von 0 V bzw. −0.8 *V* am Widerstand abfällt. Der Schalttransistor im Pixel benötigt aber für die logische Eins einen anderen Pegel. Er ist eingeschaltet, wenn 5 V anliegen. Die NIM-Signale müssen daher zunächst in die richtigen Schaltsignale für den Transistor umgewandelt werden. Dazu wird der in Abb. 3.10 als Schaltbild dargestellte, vierstufige Pegelkonverter verwendet.

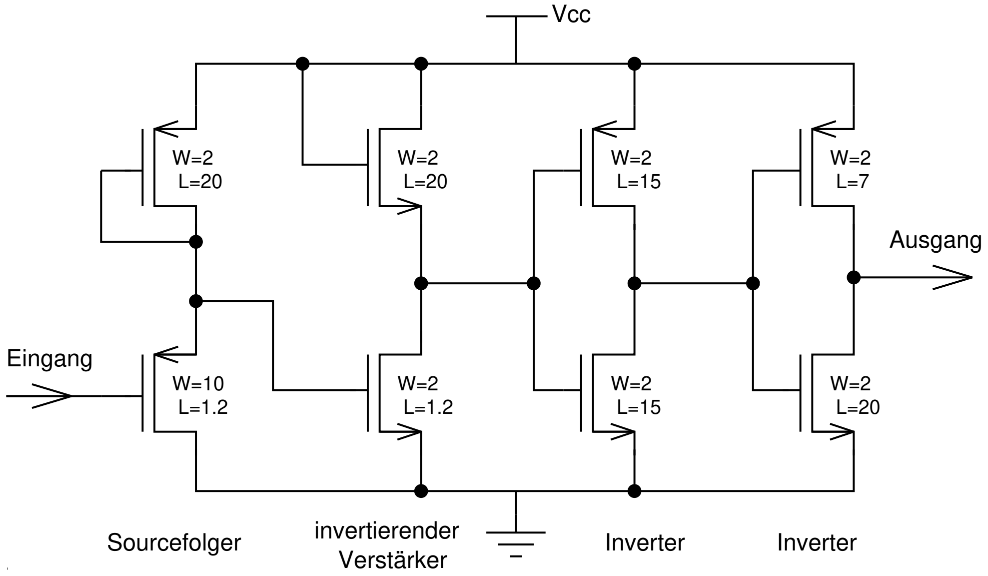


Abbildung 3.10: Schaltplan des Pegelkonverters. Er besteht aus vier Stufen mit jeweils zwei Transistoren. Die angegeben Zahlenwerte entsprechen der Länge und Breite der Transistoren in μm.

Die erste Stufe wird durch einen p-MOS-Sourcefolger gebildet. Er ist in der Lage, bei positiver Versorgungsspannung auch negative Eingangssignale zu verarbeiten. Die Ausgangsspannung des Sourcefolgers bleibt dabei stets positiv. Auf diese Weise lassen sich die negativen NIM-Signale in den positiven Spannungsbereich schieben, um dort weitere Veränderungen vorzunehmen.

Da 0V auf 0V und −0.8V auf 5V konvertiert werden sollen, müssen die Signale zusätzlich zu einer Spannungsverschiebung invertiert und verstärkt werden. Dies geschieht in der zweiten Stufe. Allerdings ist der hier verwendete, invertierende Verstärker, der aus zwei n-MOS-Transistoren besteht, nicht in der Lage, den vollen Spannungshub von 5 V zu liefern. Dazu werden noch zwei Inverterstufen benötigt, die jeweils aus einem n-MOS und einem p-MOS gebildet werden. Beide Transistorgates eines Inverters sind mit dem

---

[2] NIM = Nuclear Instrument Module

Eingang verbunden. Liegt am Eingang eine niedrige Spannung (< 1 V) an, so wird der p-MOS geöffnet und der n-MOS gesperrt. Das Ausgangssignal geht auf 5 V. Liegt am Eingang eine hohe Spannung (> 4 V) an, so verhält es sich umgekehrt, und der Ausgang geht auf 0 V. Der Inverter ermöglicht damit den nötigen Spannungshub von 5 V.
Eine Simulation des Konverters, bei der die Ausgangsspannung über der Eingangsspannung aufgetragen wurde, ist in Abb. 3.11 dargestellt. Liegen 0 V am Eingang, so zeigt der Ausgang ebenfalls 0 V, liegen dagegen -0.8 V an, so geht der Ausgang auf 5 V. Bei einer Spannung von etwa -370 mV schaltet der Konverter von einem Pegel zum anderen. Damit stehen die zur Ansteuerung des Schalttransistors benötigten Steuersignale zur Verfügung.
Abb. 3.12 zeigt das Layout des Konverters. Links befindet sich der Eingang für die NIM-Signale, rechts der Ausgang für die Signale, die zum Schalttransistor im Pixel geführt werden.

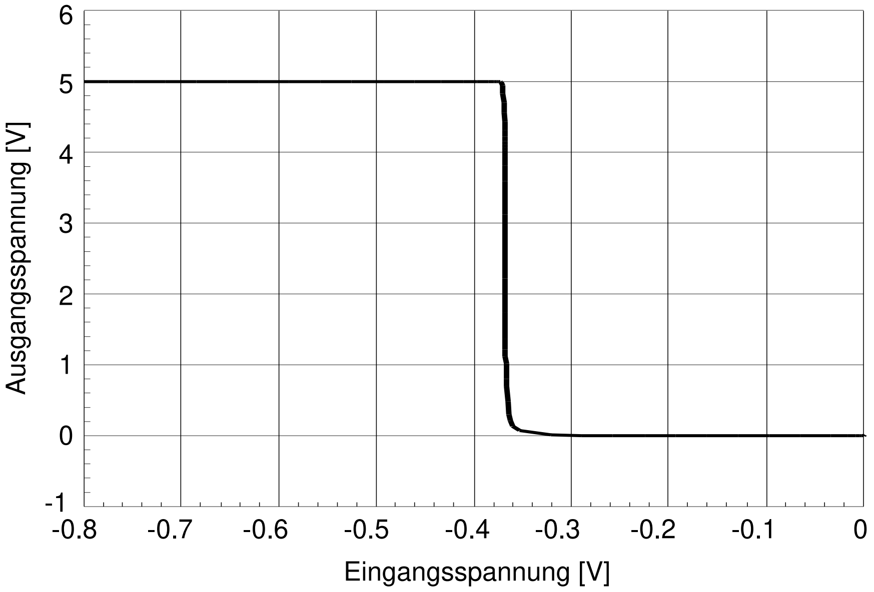
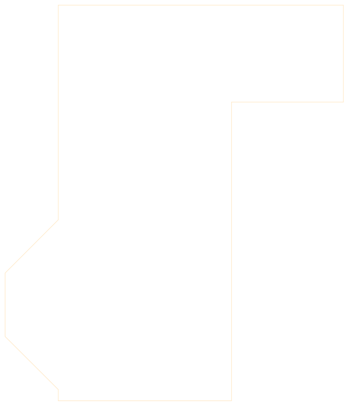


Abbildung 3.11: Simulation des Pegelkonverters. Die Ausgangsspannung ist über der Eingangsspannung aufgetragen. Bei 0 V am Eingang geht der Ausgang ebenfallls auf 0 V, während bei einer Eingangsspannung von -0.8 V am Ausgang 5 V liegen.

3.4 Teststrukturen

Neben den bereits vorgestellten Layouts von Photorezeptor und Pixelmatrix befinden sich noch eine Reihe von Teststrukturen auf dem Chip, die im wesentlichen das untere Drittel der Fläche in Abb. 3.1 füllen. Sie bieten die Möglichkeit, verschiedene Eigenschaften des CMOS-Prozesses zu messen, insbesondere die Lichtempfindlichkeit von Transistoren und Dioden.
Viele Anschlüsse der Teststrukturen konnten nicht auf Bondpads geführt werden, da der Rand des Chips nicht genügend Platz bietet. Diese Elemente sind mit kleineren Testpads verbunden und müssen unter dem Mikroskop mit feinen Nadeln kontaktiert werden.



- Eine Photodiode mit logarithmierendem Transistor.
- Verschiedene Versionen des adaptiven Elements. Dabei wurde jeweils die Länge und Breite des Transistorkanals verändert, um einen anderen Widerstand zu erreichen.
- Der Ausgangsverstärker aus Abschnitt 3.3.2, um die Kennlinie messen zu können.
- Der Pegelkonverter aus Abschnitt 3.3.3, um das genaue Schaltverhalten überprüfen zu können.
- Verschiedene Transistoren, die sich durch ihre Kanallängen und -breiten voneinander unterscheiden. Sie bieten die Möglichkeit, die Kennlinien zu messen und sie mit der Simulation zu vergleichen.
- Ein D-Flip-Flop, an dem sich Messungen bezüglich Geschwindigkeit und Instabilität durchführen lassen.

Nicht an allen zur Verfügung stehenden Teststrukturen sind im Laufe der Diplomarbeit Messungen vorgenommen worden. Im wesentlichen wurden die Strukturen untersucht, die direkte Rückschlüsse auf die Eigenschaften des adaptiven Photorezeptors zulassen. Dazu gehören vor allem die Photodioden und das adaptive Element.

Kapitel 4

Meßaufbau

Der im letzten Kapitel vorgestellte Vision Chip besteht prinzipiell aus zwei Bereichen: den Teststrukturen und der Pixelmatrix. Die Teststrukturen, zu denen hier auch die als Einzelpixel ausgelegten adaptiven Photorezeptoren gehören, sollten durch verschiedene Messungen insbesondere auf ihre optischen Eigenschaften untersucht werden. Dazu mußte der Meßaufbau eine große Flexibiltät und vor allem genau definierte optische Bedingungen aufweisen. Bei der Pixelmatrix wurde dagegen angestrebt, den Chip in eine Kamera einzubauen und alle 400 Pixel in Echtzeit auszulesen. Hierfür mußte ein Auslesesystem zusammengestellt werden, daß die Steuersignale zur Zeilenselektion liefern und die Ausgangssignale der Pixel entsprechend verarbeiten kann.

4.1 Optischer Tisch

Die Untersuchung der optischen Eigenschaften erfolgte in einem verdunkelten Raum (Resthelligkeit $< 100\mathrm{nW/m^2}$). Der Meßaufbau, der in Abb. 4.1 schematisch dagestellt ist, wurde auf einem schwingungsisolierten Tisch montiert, der Gebäude- und Trittschwingungen weitgehend abdämpft. Der Tisch besteht aus einer mit einem Gewinderaster versehenen, verwindungssteifen Platte, die auf vier Luftpolstern gelagert ist. Seine Eigenfrequenz liegt bei etwa 2 Hz und damit unter den für Bodenerschütterungen typischen Frequenzen von $30 - 100$ Hz.

Der Chip selber befindet sich auf einem Testboard, das die zur Messung nötigen Schaltungen beinhaltet. Es ist an einem XY-Fahrtisch befestigt und kann senkrecht zur optischen Achse bewegt werden. Die Beleuchtung der CMOS-Strukturen erfolgt mit Hilfe eines Lasers, dessen Strahl durch eine Optik (Raumfilter, Mikroskopobjektive) auf einen kleinen Lichtfleck fokussiert werden kann. Abb. 4.2 zeigt ein Bild des schwingungsisolierten Tisches mit optischem Aufbau.

4.1.1 Abschwächung und Fokussierung des Lasers

Als Lichtquelle diente ein Halbleiterlaser mit einer Wellenlänge von 675 nm und einer maximalen Strahlungsleistung von 10 mW. Er zeichnet sich durch seine geringen Abmessungen und seine hohe Lebensdauer aus. Durch eine Steuerspannung ist er über einen Frequenzbereich von 0 bis 100 MHz in der Ausgangsleistung modulierbar. Die Modulationstiefe beträgt allerdings maximal 80 %. In den Messungen sollte aber ein Intensitätsbereich von mehr als 6 Dekaden zur Verfügung stehen. Dies konnte durch die zusätzliche

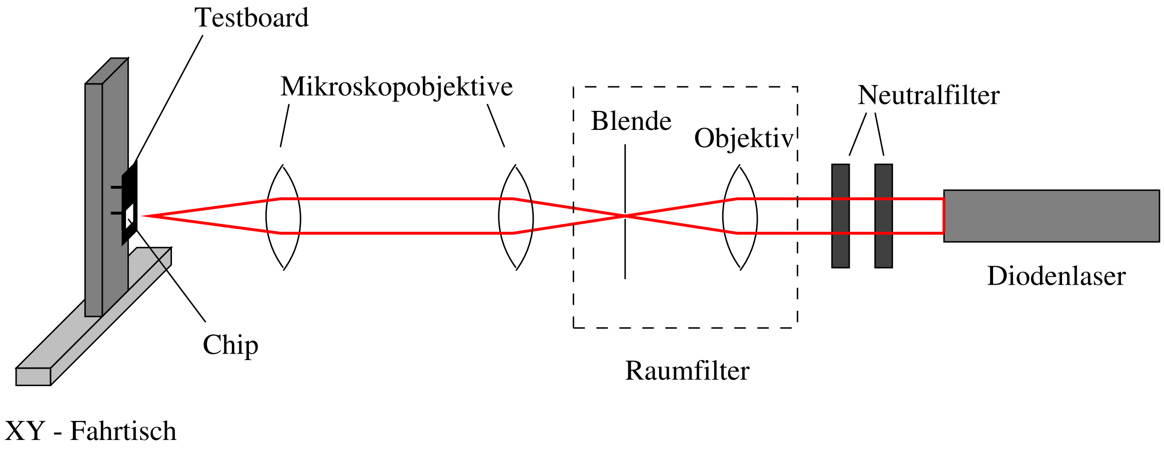


Abbildung 4.1: Optischer Meßaufbau in schematischer Darstellung

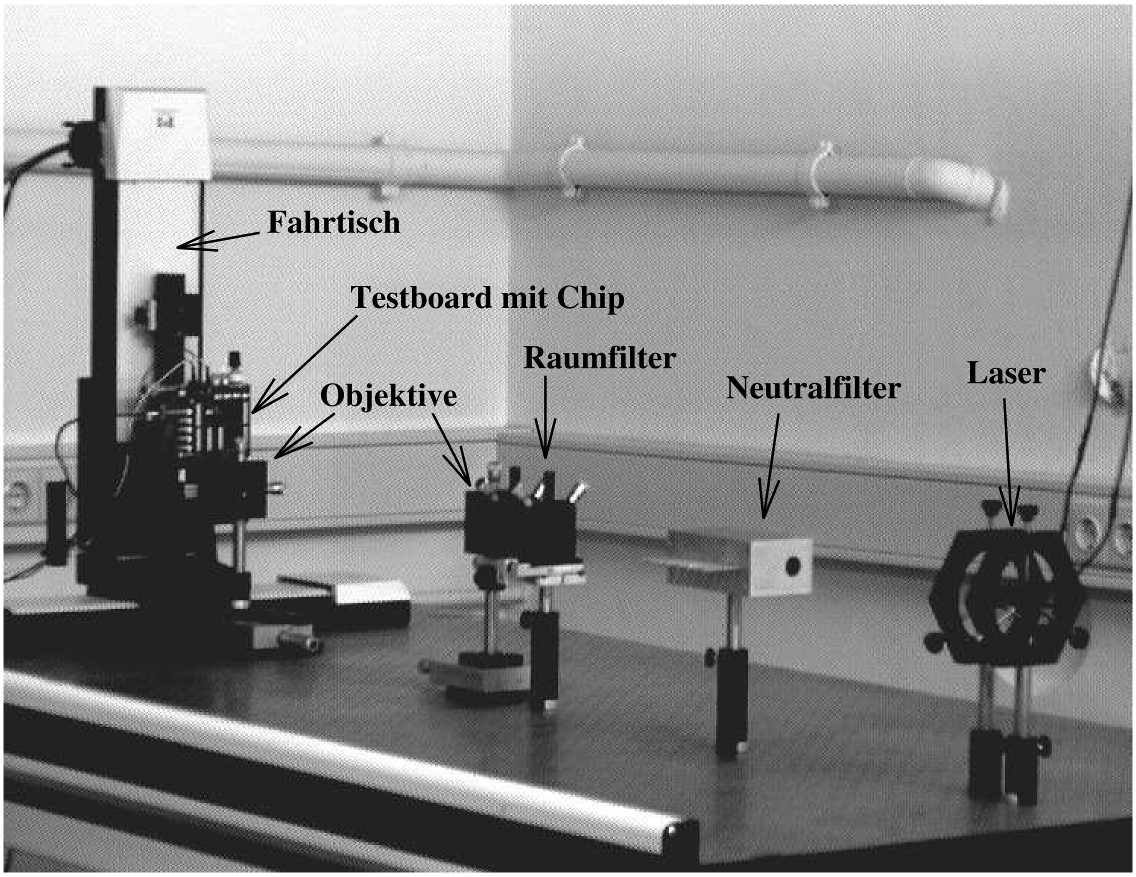


Abbildung 4.2: Bild des optischen Aufbaus. Die einzelnen Elemente sind auf einer schwingungsisolierten Tischplatte montiert.

Verwendung von sog. *Neutralfiltern* erreicht werden, die die Intensität jeweils um einen bestimmten Faktor abschwächen. Insgesamt ließ sich unter Verwendung von 11 Filtern mit einer Abschwächung auf jeweils 10 % ein Dynamikbereich von über 11 Dekaden abdecken. Um den Laserstrahl beim Hereinschieben oder Herausziehen eines Filters nicht zu unterbrechen, befinden sich die Neutralfilter in einer speziellen Halterung. Wie in Abb. 4.3 zu erkennen ist, wird der Filter (hellgrauer Kreis) dabei nur gut zur Hälfte von der Halterung umgeben. Auf diese Weise kann er mit der offenen Seite in den Strahl geschoben werden, ohne diesen zu unterbrechen.

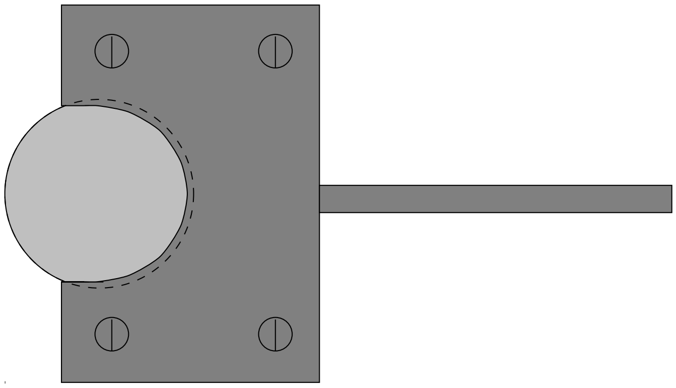


Abbildung 4.3: Mechanische Halterung für die Neutralfilter

Zur Bestimmung der optischen Eigenschaften der verschiedenen geometrischen Chipstrukturen und zur gezielten Stimulation eines einzelnen Pixels ist ein sehr kleiner Lichtfleck erforderlich. Dies wird durch die Fokussierung des Laserstrahls mit Hilfe eines Mikroskopobjektivs erreicht. Allerdings zeigt der aus dem Laser kommende Lichtstrahl im Normalfall kein gaußförmiges Intensitätsprofil, sondern weist Beugungsringe und fleckenartige Muster auf. Sie entstehen z. B. durch Streuung an Staubteilchen oder Kratzern auf den optischen Flächen und verhindern die Erzeugung eines sauberen Lichtflecks. Wird der Strahl fokussiert, so geht das von den Störstellen kommende Streulicht nicht durch den Brennpunkt. Durch eine geeignete Blende in der Brennebene kann somit das unerwünschte Streulicht herausgefiltert werden. Die Verbindung eines fokussierenden Mikroskopobjektivs mit einer entsprechenden Blende wird als sog. *Raumfilter* bezeichnet. Die Blende kann nicht beliebig klein gewählt werden, da sich der Laserstrahl aufgrund von Beugungseffekten nicht auf einen Punkt fokussieren läßt. Es ergibt sich vielmehr ein Beugungsscheibchen, dessen minimaler Durchmesser d durch die Formel[1]

$$d = \frac{4\,\lambda\,f}{\pi\,D} \tag{4.1}$$

beschrieben wird. Dabei steht λ für die Lichtwellenlänge, f für die Brennweite des Objektivs und D für den Durchmesser des Laserstrahls. Um die Intensitätsverluste durch die Lochblende gering zu halten, wird der Blendendurchmesser in der Praxis etwas größer als der minimal mögliche Fokusdurchmesser gewählt. Bei dem verwendeten Diodenlaser mit einem Strahldurchmesser von $D = 4$ mm und einer Wellenlänge von $\lambda = 675$ nm

---

[1] Eine Herleitung findet sich in [3].

ergibt sich mit dem im Raumfilter verwendeten Objektiv der Brennweite $f = 16$ mm ein minimaler Fokusdurchmesser von

$$d = \frac{4 \cdot 675\, nm \cdot 16\, mm}{\pi \cdot 4\, mm} = 3.4\, \mu m. \tag{4.2}$$

Die Lochblende im Raumfilter besitzt mit 5 μm aus dem genannten Grund einen etwas größeren Durchmesser.
Durch ein zweites Mikroskopobjektiv wird der Laserstrahl nach der Blende wieder parallelisiert. Ein drittes Objektiv fokussiert den Strahl schließlich auf den Chip. Befindet sich der Chip genau in der Brennebene, so läßt sich ein Lichtfleck mit 5 μm Durchmesser (= Durchmesser der Lochblende) erzeugen. Wird ein größerer Lichtfleck benötigt, muß lediglich die Brennebene gegenüber Chipoberfläche verschoben werden.
Die Positionierung der Optik ist sehr genau duchzuführen. Dazu sind die Halterungen für Blende und Objektive mit Mikrometerschrauben versehen, die eine mikrometergenaue Justierung in verschiedenen Freiheitsgraden erlauben. Insbesondere die Blende des Raumfilters muß sich exakt im Brennpunkt des fokussierenden Objektivs befinden, um möglichst wenig Lichtleistung zu verlieren.

4.1.2 Fahrtischsteuerung

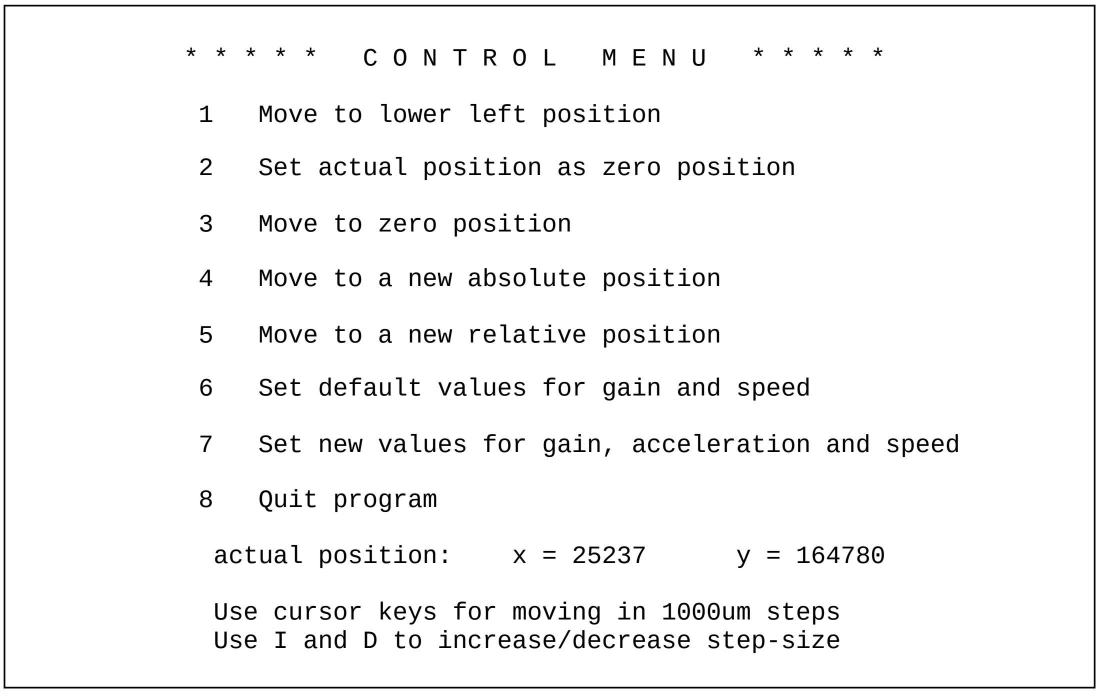
Die Größe der CMOS-Strukturen liegt im Bereich einiger Mikrometer. Zu ihrer Untersuchung muß der fokussierte Laserstrahl genau auf dem Chip positioniert werden können. Dies wird durch einen Fahrtisch erreicht, der nicht den Lichtstrahl selber, sondern die Testplatine mit dem Chip in der XY-Ebene senkrecht zur Strahlrichtung bewegt. Der Fahrtisch besteht aus zwei gleichartigen Linearverstellern[2], die jeweils einen Verstellweg von 30 cm bei einer Positionsauflösung von 1 μm aufweisen. Die Positionsreproduzierbarkeit liegt sogar bei 0.1 μm. Das Funktionsprinzip beruht auf einem mit einem Gleichstrommotor realisierten Spindelantrieb und einer optischen Positionserfassung (Drehscheibe auf der Anstriebsspindel mit 2000 Unterteilungen). Dabei werden in einem Regelkreis die Soll-Position und die Ist-Position miteinander verglichen und bei Abweichungen entsprechende Steuersignale an den Motor ausgegeben. Die Regelung erfolgt nicht nur für die Ortsposition, sondern auch für Beschleunigung, Geschwindigkeit und Abbremsverhalten. Die entsprechenden Sollwerte für diese Parameter können im Prinzip frei gewählt werden. Um jedoch die maximale Positionsgenauigkeit zu erreichen, müssen sie gut aufeinander abgestimmt sein.
Die Ansteuerung des Fahrtisches erfolgte über eine serielle Schnittstelle. Als Steuerungsrechner wurde ein auf der 68030 CPU von Motorola basierendes System verwendet, das in erster Linie als Kontrolleinheit für das sog. CAMAC[3]-Crate eingesetzt wird (siehe [14] und [21]). Das hauptsächlich in der Physik verwendete CAMAC-System bietet die Möglichkeit, Steuer- und Signalverarbeitungssysteme aus einzelnen Modulen aufzubauen und über ein digitales Bussystem zu kontrollieren. Da für die noch zu erläuternde Auslese der 20 × 20 Pixelmatrix ein Aufbau aus CAMAC-Modulen verwendet wurde, bot sich die Nutzung des damit vorhandenen Rechners auch für die Fahrtischsteuerung an.

---

[2] Linearversteller M-535.21 kombiniert mit dem Motor Controller C-804.10 von der Firma Physik Instrumente in Waldbronn (siehe [19]).

[3] CAMAC = Computer Applications to Measurement and Control

Die notwendige Steuerungssoftware wurde in C, einer zur Hardwareprogrammierung relativ gut geeigneten Sprache, geschrieben. Der Rechner selbst läuft unter dem Echtzeitbetriebssystem OS-9. Abb. 4.4 zeigt das Hauptauswahlfenster der Fahrtischsteuerung. Durch Drücken der entsprechenden Taste lassen sich die einzelnen Menüpunkte anwählen. Die beiden Koordinaten x und y geben die aktuelle Ist-Position an, die über die im Linearversteller integrierte Positionsmessung ermittelt wird. Mit Hilfe der Software lassen sich absolute und relative Koordinaten gezielt anfahren und alle Parameter des Systems (z. B. Verstärkung der Regelsignale, Geschwindigkeit, Beschleunigung) verändern. Als sehr nützlich hat sich die Tatsache erwiesen, daß die Geschwindigkeit über einen Bereich von 10 cm/s bis zu 1 μm/s variiert werden kann. Damit lassen sich einerseits schnell große Distanzen überwinden, andererseits kann aber auch sehr langsam über die Chipstrukturen gefahren werden, um deren optisches Empfindlichkeitsprofil zu vermessen.



```
* * * * *   C O N T R O L   M E N U   * * * * *

 1   Move to lower left position

 2   Set actual position as zero position

 3   Move to zero position

 4   Move to a new absolute position

 5   Move to a new relative position

 6   Set default values for gain and speed

 7   Set new values for gain, acceleration and speed

 8   Quit program

  actual position:    x = 25237      y = 164780

  Use cursor keys for moving in 1000um steps
  Use I and D to increase/decrease step-size
```

Abbildung 4.4: Hauptauswahlfenster der Fahrtischsteuerung. Neben der exakten Positionseingabe läßt sich der Tisch auch mit den Cursortasten um eine bestimmte Schrittweite in die jeweilige Richtung bewegen.

4.2 Aufbau der Testplatine

Die für die Schaltungen auf dem Chip benötigten Spannungen müssen extern erzeugt und zugeführt werden. Außerdem lassen sich viele der Teststrukturen nur mit Hilfe eines zwischengeschalteten Verstärkers messen, da sie selber nicht in der Lage sind, die Meßgeräte zu treiben. Aus diesem Grunde wurde eine Testplatine aufgebaut, auf der die äußere Beschaltung des Chips untergebracht ist. Abb. 4.5 zeigt eine auf 75% verkleinerte Draufsicht der Platine. Rechts ist die Fassung mit dem Vision Chip (kleines Rechteck) zu erkennen, links die Auslese- und Versorgungselektronik.

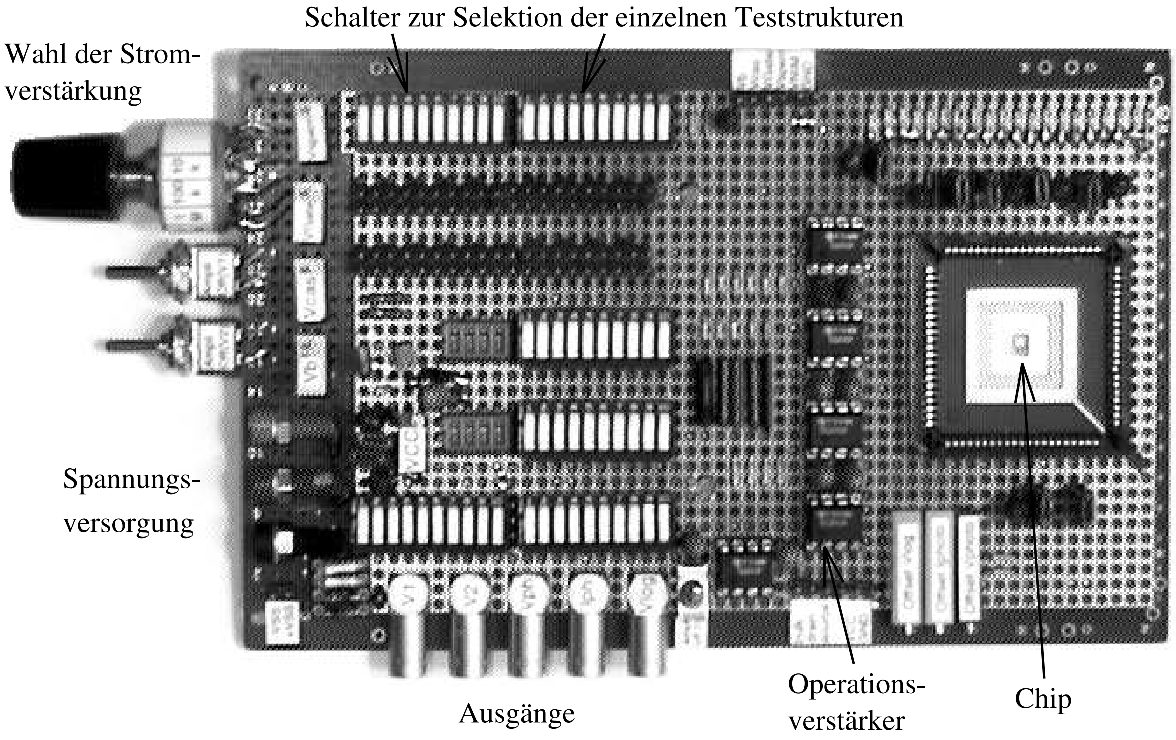


Abbildung 4.5: Bild der Testplatine mit dem Chip (rechts) und der Versorgungs- bzw. Verstärkungselektronik (Mitte und links).

4.2.1 Spannungsversorgung

Die gesamte Testplatine wird mit den Spannungen $V_{DD+} = 9$ V, $V_{DD-} = -9$ V und Masse betrieben. Sie kommen von einer externen Gleichspannungsquelle. Auf der Platine werden sie durch Kondensatoren gegen Störungen geschützt und können direkt als Versorgungsspannung für die vorhandenen Operationsverstärker verwendet werden. Alle weiteren Spannungen werden aus V_{DD+} und V_{DD-} abgeleitet.

Der Chip benötigt eine gut stabilisierte Spannungsversorgung mit $V_{cc} = 5$ V. Sie wird mit Hilfe einer regelbaren Zenerdiode (Typ TL431CLP) erzeugt. Die dazu erforderliche Schaltung, die einen Ausgangsstrom von maximal 100 mA gewährleistet, ist in Abb. 4.6 dargestellt. Die verwendete Zenerdiode besitzt im Gegensatz zu gewöhnlichen Zenerdioden einen dritten Anschluß, den sog. Referenzeingang. Die Diode sorgt dafür, daß die Spannung V_{ref} an diesem Eingang konstant bleibt, und zwar auf etwa 2.5 V. Durch einen Spannungsteiler, gebildet aus R_3 und dem regelbaren Widerstand R_2, läßt sich die Ausgangsspannung V_{cc} auf den gewünschten Wert einstellen. Um beispielsweise zu erreichen, daß $V_{cc} = 5$ V gilt, müssen R_2 und R_3 gleich groß gewählt werden. Dann beträgt die Referenzspannung V_{ref} gerade die Hälfte von V_{cc}, also 2.5 V. Die auf der Platine verwendeten Widerstände haben die Werte $R_2 = 0 - 50$ kΩ und $R_3 = 40$ kΩ.

Am Widerstand R_1 fällt die überflüssige Spannung ab. Dies sind bei einer Eingangsspannung von $V_{DD+} = 9$ V und einer Ausgangsspannung von $V_{cc} = 5$ V gerade 4 V. Der Widerstand muß so klein gewählt werden, daß auch bei größter Belastung (100 mA) nicht mehr als 4 V abfallen. Das heißt: $R_1 = 4\,\text{V}/100\,\text{mA} = 40\ \Omega$. Die Leistung, die dabei

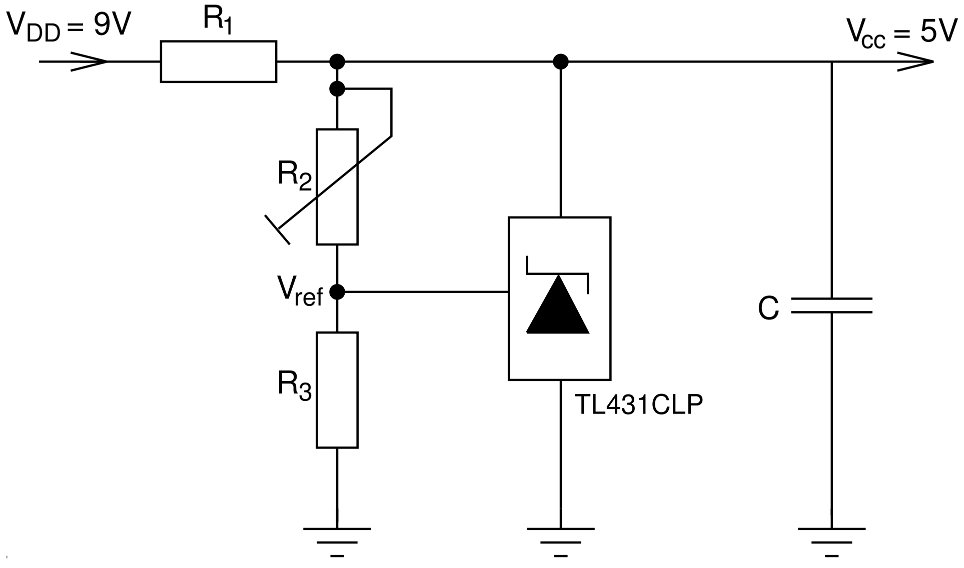


Abbildung 4.6: Schaltplan der Spannungsregelung für die Chipversorgung. Verwendet wird das als Zenerdiode arbeitende, regelbare Spannungsreferenzelement TL431CLP.

im Widerstand als Wärme verloren geht, beträgt $P = RI^2 = 0.4$ W. Es ist daher darauf zu achten, daß der Widerstand bezüglich der Verlustleistung ausreichend dimensioniert wird.

Der Kondensator C, der zwischen Masse und V_{cc} liegt, sorgt für eine zusätzliche Glättung. Auf diese Weise werden Spannungsspitzen, die durch Einstreuung oder schnelle Lastwechsel entstehen können, reduziert. Die übrigen Spannungen, die zur Chipansteuerung benötigt werden, müssen nur eine geringe Leistung aufbringen. Sie lassen sich jeweils durch einen einfachen Spannungsteiler realisieren. Im einzelnen sind dies die Spannungen V_b und V_{cas} des adaptiven Rezeptors, V_{Gate} als Gatespannung des Phototransistors und des logarithmierenden Testtransistors und V_{Sperr} für die in Sperrichtung betriebenen Photodioden.

4.2.2 Spannungsfolger als Impedanzwandler

Die invertierenden Verstärker, die in jedem adaptiven Pixel vorhanden sind, können nur eine sehr kleine Last treiben. Aus diesem Grund wurden auf der Testplatine zwei aus Operationsverstärkern aufgebaute sog. *Spannungsfolger* verwendet. Der Name Spannungsfolger resultiert aus der Tatsache, daß die Spannungsverstärkung den Wert 1 besitzt und damit die Ausgangsspannung der Eingangsspannung folgt. Die Schaltung, die in Abb. 4.7 gezeigt wird, zeichnet sich durch einen hohen Eingangswiderstand und einen kleinen Ausgangswiderstand aus. Sie führt damit eine Impedanzanpassung durch. Der genaue Wert des Eingangswiderstands hängt vom verwendeten Operationsverstärker ab. Hier wurde ein rauscharmer Typ eingesetzt (TL071CP), dessen Eingangstransistor aus einem JFET[4] besteht. Diese Transistoren weisen einen hohen Eingangswiderstand auf, der typischerweise im Bereich von einigen GΩ liegt.

---

[4] JFET = Junction Field Effect Transistor

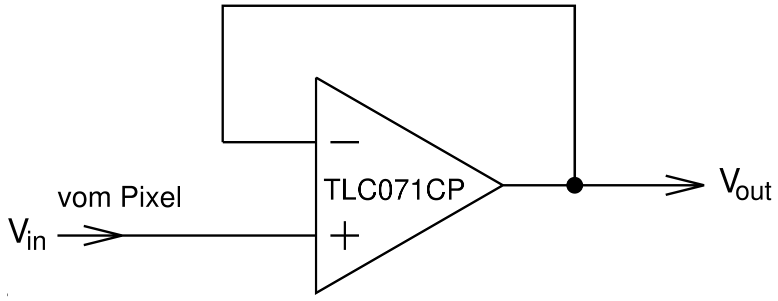


Abbildung 4.7: Schaltplan des Spannungsfolgers. Er befindet sich zur Impedanzanpassung auf der Testplatine.

Die Funktionsweise des Spannungsfolgers läßt sich verstehen, indem eine spezielle Eigenschaft des rückgekoppelten Operationsverstärkers betrachtet wird: Die Spannungsdifferenz zwischen invertierendem (-) und nicht invertierendem Eingang (+) ist nahezu Null. Da der Ausgang direkt auf den invertierenden Eingang rückgekoppelt ist, entspricht die Ausgangsspannung der am invertierenden Eingang anliegenden Spannung. Diese wird vom Operationsverstärker auf dem gleichen Wert gehalten wie die am nicht invertierenden Eingang anliegende Spannung. Die Folge ist das erwünschte Verhalten, der Ausgang folgt der Spannung am Eingang.

Über eine Reihe von kleinen Schaltern läßt sich jeder einzelne Pixel auf einen der beiden Spannungsfolger schalten. Dies ist auch mit den Pixeln der 20 × 20 Matrix möglich. Dazu wird die entsprechende Zeile ebenfalls über einen Schalter selektiert und dann die gewünschte Spalte auf den Verstärker geschaltet. Durch die Verwendung von zwei Spannungsfolgern können gleichzeitig zwei Pixel gemessen werden. Damit ist die Möglichkeit gegeben, Übersprechen zwischen den Pixeln zu ermitteln. Die Messungen an den Pixeln wurden in den meisten Fällen mit einem Oszilloskop durchgeführt, das die gleichzeitige Darstellung von zwei Ausgangssignalen erlaubte.

Zur Messung des logarithmierenden Testtransistors wurde ebenfalls ein Spannungsfolger eingebaut. Der hier eingesetzte Operationsverstärker (TLC271CP) besitzt allerdings einen noch höheren Eingangswiderstand von mehr als 10^{12} Ω, weil sein Eingangstransistor aus einem MOSFET besteht. Der hohe Widerstand ist nötig, da die Logarithmierung nur im Subthresholdbereich funktioniert und dort sehr kleine Ströme fließen (vgl. Abschnitt 1.1.2).

4.2.3 Transimpedanzverstärker für die Photodioden

Für die auf dem Chip vorhandenen Photodioden läßt sich der im letzten Abschnitt vorgestellte Spannungsfolger nicht verwenden, da sie keine Spannung, sondern einen Strom liefern. Weil der Photostrom sehr klein werden kann (10^{-6} – 10^{-12} A), ist er unter Umständen mit einfachen Strommeßgeräten nicht mehr nachzuweisen. Deshalb wurde zur Messung ein sog. *Transimpedanzverstärker* eingesetzt, der einen Strom in eine dazu proportionale Spannung konvertiert. Abb. 4.8 zeigt den Schaltplan, der aus zwei Operationsverstärkern und fünf Widerständen besteht. Der linke Operationsverstärker, der direkt mit der Photodiode verbunden ist, wird wieder von dem sehr hochohmigen und rauscharmen CMOS-Typ TLC271CP gebildet, der auch bei dem logarithmierenden Transistor zum Einsatz kam. Der Eingangsstrom, der in den Operationsverstärker fließt, muß klein sein gegenüber dem zu messenden Photostrom. Dies ist nur bei einem hohen Eingangswiderstand, wie ihn der TLC271CP aufweist, gewährleistet.

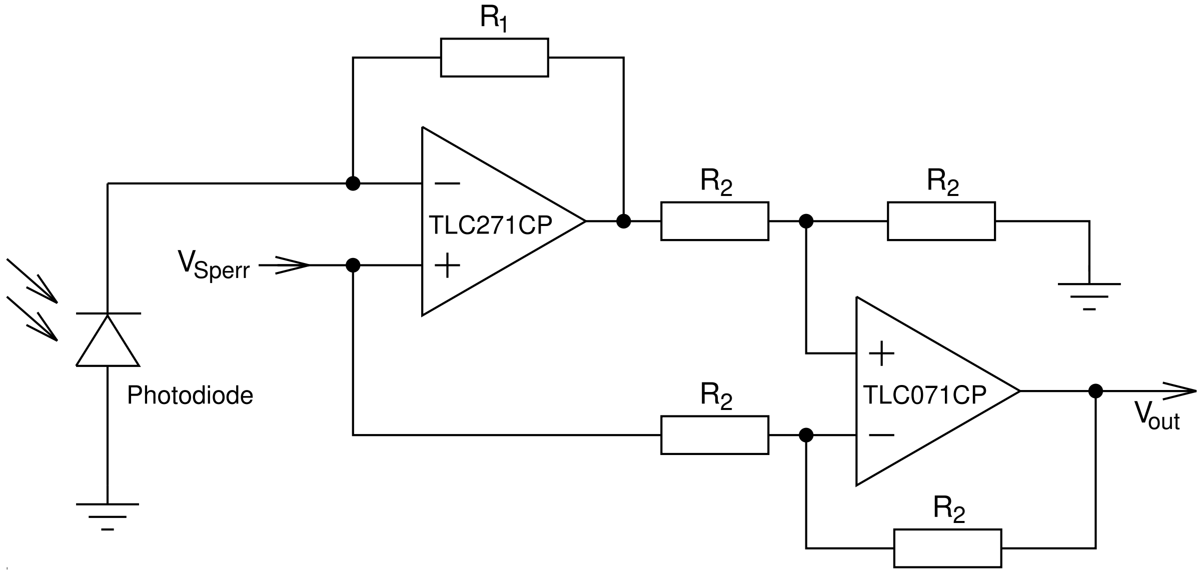


Abbildung 4.8: Schaltplan des Transimpedanzverstärkers zur Auslese der Photodioden. Er konvertiert den durch die Photodiode fließenden Strom in eine dazu proportionale Spannung.

Die Photodiode muß für eine hohe Empfindlichkeit und Geschwindigkeit mit einer Sperrspannung V_{Sperr} betrieben werden. Dazu wird V_{Sperr} an den nicht invertierenden Eingang gelegt und durch den Operationsverstärker auch auf den invertierenden Eingang übertragen. An der Diode liegt damit ebenfalls die Sperrspannung V_{Sperr}, die bei den durchgeführten Messungen typischerweise 5 V betrug.
Da der Strom in den Operationsverstärker zu vernachlässigen ist, muß der gesamte Photostrom über den Rückkopplungswiderstand R_1 abfließen. Dies ruft an R_1 einen Spannungsabfall von $V_{photo} = R_1 I_{photo}$ hervor. Der Ausgang liegt demnach auf einer Spannung, die proportional zum Strom I_{photo} und zum Widerstand R_1 ist. Allerdings weist die Ausgangsspannung einen absoluten Offset auf, der gerade V_{Sperr} beträgt. Dies ist für die Messung ungünstig, da kleine Änderungen auf einem großen Offset untersucht werden müssen. Aus diesem Grund wurde ein zweiter Operationsverstärker nachgeschaltet, der die Differenz zwischen V_{Sperr} und der Ausgangsspannung des ersten Verstärkers bildet. Die so gewonnene Spannung besitzt keinen Offset mehr, sie ist direkt proportional zum Photostrom.
Die Differenzbildung erfolgt mit Hilfe einer nicht invertierenden Verstärkerschaltung. Die Verstärkung v hängt von den für die Rückkopplung auf den invertierenden Eingang verwendeten Widerständen ab. Da die Widerstände gleich groß gewählt wurden ($R_2 = 50$ kΩ), gilt $v = 2$. Damit ist die Ausgangsspannung doppelt so groß wie die eigentlich erwünschte Differenzspannung. Dieses Problem ist jedoch zu lösen, indem

die Ausgangsspannung des ersten Operationsverstärkers nicht direkt auf den Eingang des zweiten gegeben wird, sondern über einen Spannungsteiler. Beide Widerstände des Spannungsteilers wurden gleich groß gewählt, so daß die Spannung, die in der Mitte abgegriffen wird, der Hälfte der eigentlichen Spannung entspricht. Durch die Verstärkung von $v = 2$ des nachfolgenden Verstärkers wird diese Halbierung gerade wieder aufgehoben.
Durch Verändern des Widerstands R_1 läßt sich der Arbeitsbereich des Transimpedanzverstärkers beeinflussen. Auf der Testplatine kann R_1 mit einem Drehschalter in einem Bereich von 10 kΩ – 10 GΩ variiert werden. Wird davon ausgegangen, daß die Ausgangsspannungen zwischen 10 mV und 1 V liegen dürfen, so läßt sich damit ein Strombereich von 1 pA bis zu 100 μA abdecken.
Da sich nur ein Verstärker dieser Art auf der Platine befindet, müssen die einzelnen Dioden über Schalter selektiert und auf den Eingang des Verstärkers gelegt werden. Falls der Photostrom direkt gemessen werden soll, kann der Verstärker auch abgeschaltet und die Diode ohne Umweg auf den Ausgang gelegt werden. Dies ist allerdings nur bei entsprechend hohen Strömen sinnvoll.

4.3 Aufbau und Auslese der Kamera

4.3.1 Übersicht über den Aufbau

Die auf dem Chip integrierte 20 × 20 Pixelmatrix benötigt ein relativ aufwendiges Auslesesystem, um vollständige Kamerabilder in Echtzeit (mindestens 25 Bilder/s) liefern zu können. Dies liegt daran, daß auf dem Chip keine Steuerelektronik oder Digitalisierung untergebracht wurde und damit die Zeilenselektion und die Weiterverarbeitung der Ausgangssignale extern erfolgen muß.
Abb. 4.9 zeigt eine schematische Darstellung des Auslesesystems. Links im Bild ist die Kamera zu erkennen. Sie besteht aus einem lichtdichten Gehäuse, in dem der Vision Chip mit einer Verstärkerplatine untergebracht ist. Durch ein Objektiv mit 25 mm Brennweite wird ein Bild der Umgebung auf die Rezeptormatrix projeziert. Da die Fläche der Matrix sehr klein ist (etwa 1.3 × 1.3 mm), ergibt sich ein relativ kleiner Öffnungswinkel von 3°. Das Objektiv zeigt damit eine starke Telewirkung.
Die Ansteuerung und Auslese der Kamera erfolgt über ein CAMAC-Crate (vgl. Abschnitt 4.1.2), das in der Mitte von Abb. 4.9 dargestellt ist. Es enthält vier Module: zwei Outputregister mit je 16 Kanälen, einen Analog-Digital-Konverter (abgekürzt: ADC) mit 32 Kanälen und den bereits in Abschnitt 4.1.2 erwähnten OS-9 Rechner, der für die Steuerung der einzelnen Module verantwortlich ist. Die Outputregister liefern die zur Zeilenselektion benötigten NIM-Signale, wobei jeder Einschub jeweils 10 Leitungen kontrolliert. Nach Selektion einer Zeile konvertiert der ADC die 20 analogen Ausgangssignale der Spalten in einen digitalen Zahlenwert. Dabei wird der Eingangsstrom über einen gewissen Zeitraum integriert und die gesammelte Ladung anschließend digitalisiert. Ein NIM-Signal am Gateeingang des ADC's bestimmt die Zeitspanne der Integration. Solange eine logische Eins (−0.8 V) anliegt, sind die Eingänge offen und alle ankommenden Ladungen werden gespeichert. Geht das Signal auf Null, wird die Integration beendet und die Umwandlung in digitale Werte beginnt. Der Startzeitpunkt des Gatesignals wird durch einen Triggerpuls vom Outputregister gesteuert. Dieser Puls wird auf einen Signalformer (Shaper) geführt, der daraus einen Rechteckpuls mit bestimmter Länge erzeugt. Er befindet sich

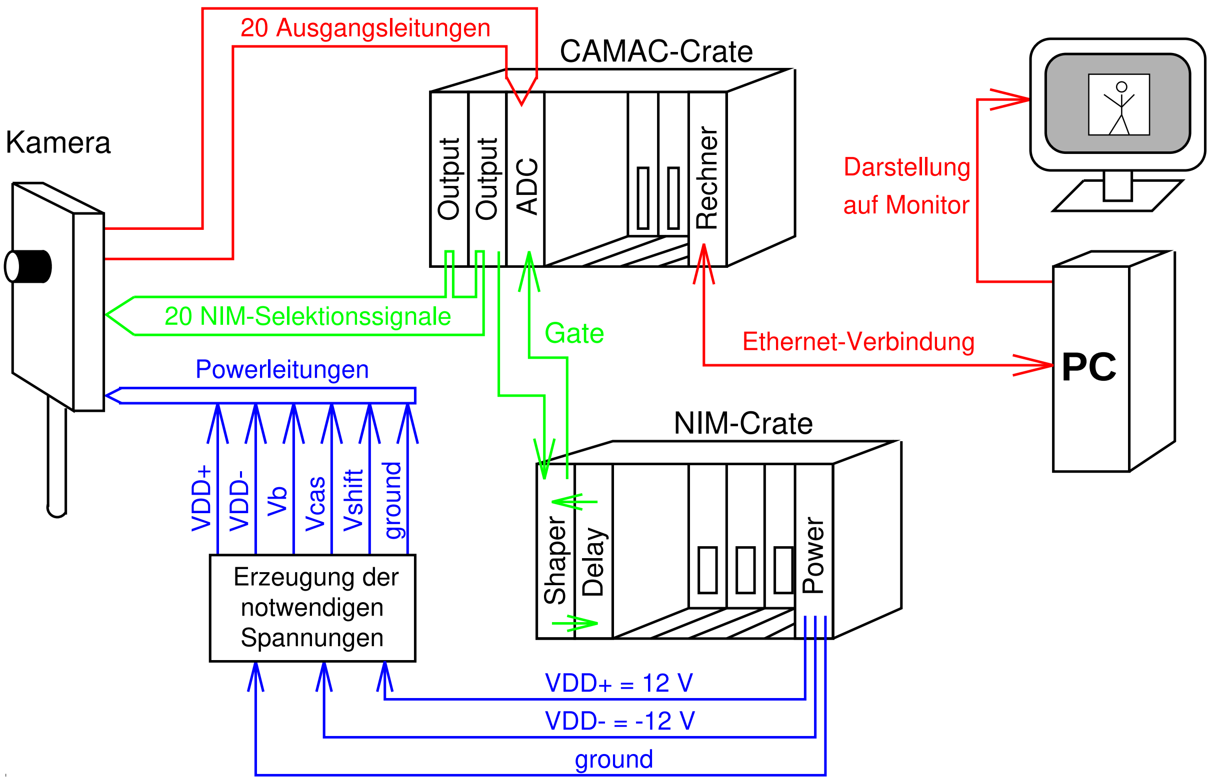


Abbildung 4.9: Schematischer Aufbau des Kameraauslesesytems. Die Zeilenselektion erfolgt über digitale Outputregister, die Ausgangssignale der Spalten werden mit einem ADC digitalisiert. Das Kamerabild läßt sich in Echtzeit auf einem PC-Monitor darstellen.

zusammen mit einem Verzögerungsmodul (Delay) in einem NIM-Crate[5]. Mit Hilfe des Delay-Moduls läßt sich die genaue Dauer des Rechteckpulses einstellen, die für die Digitalisierung der Pixelspannungen bei etwa 200 ns liegt. Der Ausgang des Shapers ist schließlich mit dem Gateeingang des ADC's verbunden.
Über den CAMAC-Bus werden die digitalisierten Werte auf den als Crate-Controller arbeitenden Rechner übermittelt. Das hier ablaufende Steuerprogramm erlaubt eine variable Bildrate von 0.5 Hz bis nahezu 50 Hz und kann bei Bedarf eine Offset- und Steigungskorrektur der einzelnen Pixel sowie der gesamten Ausleseelektronik vornehmen. Über eine Ethernetverbindung werden die Daten an einen PC (Personal Computer) weitergegeben, der sowohl die Bildausgabe auf dem Monitor als auch eine weitergehende Bildverarbeitung wie Kantenverstärkung oder Rauschunterdrückung ermöglicht[6].
Eine externe Platine erzeugt die von der Kamera (Vision Chip und Verstärkerschaltungen) benötigten Spannungen. Dadurch ist es beispielsweise möglich, die beiden Biasspannungen V_b und V_{cas} einzustellen, ohne die Kamera öffnen zu müssen. Die beiden Hauptver-

---

[5] Ein NIM-Crate bietet ähnlich wie ein CAMAC-Crate die Möglichkeit, verschiedene Module einzubauen und miteinander zu verschalten. Vom Crate werden jedoch lediglich verschiedene Versorgungsspannungen zur Verfügung gestellt, es existiert kein digitales Bussystem für Steuerung und Datenaustausch wie beim CAMAC-System.

[6] Das auf dem PC unter Windows 95 laufende Programm wurde von Johannes Schemmel in C++ geschrieben. Er arbeitet als Diplomand ebenfalls an der Entwicklung des Vision Parts (siehe [20]).

sorgungsspannungen $V_{DD+} = 12$ V und $V_{DD-} = -12$ V werden dabei von der Powerversorgung des NIM-Crates geliefert, das diese Spannungen standardmäßig zur Verfügung stellt. Alle Kabelverbindungen zwischen Kamera und Auslesesystem bestehen aus sog. *Twisted-Pair*-Leitungen. Dabei sind mehrere Adern zu einem Flachbandkabel zusammengefaßt, wobei jeweils zwei zusammengehörige Adern miteinander verdrillt sind. Auf diese Weise wird ein gewisser Abschirmeffekt gegen Störeinflüsse von außen und gegen Übersprechen von parallel liegenden Leitungen erzielt.

4.3.2 Funktionsweise der Kameraplatine

Die Ausgangssignale der adaptiven Pixel liegen nach dem Passieren des auf dem Chip integrierten Ausleseverstärkers (vgl. Abschnitt 3.3.2) im Bereich von 1.5 V bis 2.8 V. Der ADC ist jedoch nur in der Lage, Spannungen von 0 V bis 1.5 V zu verarbeiten. Dies bedeutet, daß die Ausgangsspannungen um 1.5 V nach unten verschoben werden müssen, bevor sie digitalisiert werden können. Auf der Kameraplatine befindet sich daher für jede der 20 Ausleseleitungen ein Addierer, der die extern einstellbare, negative Spannung V_{shift} zur jeweiligen Ausgangsspannung V_{pixel} dazu addiert. Das Schaltbild des Addierers, ist in Abb. 4.10 dargestellt.

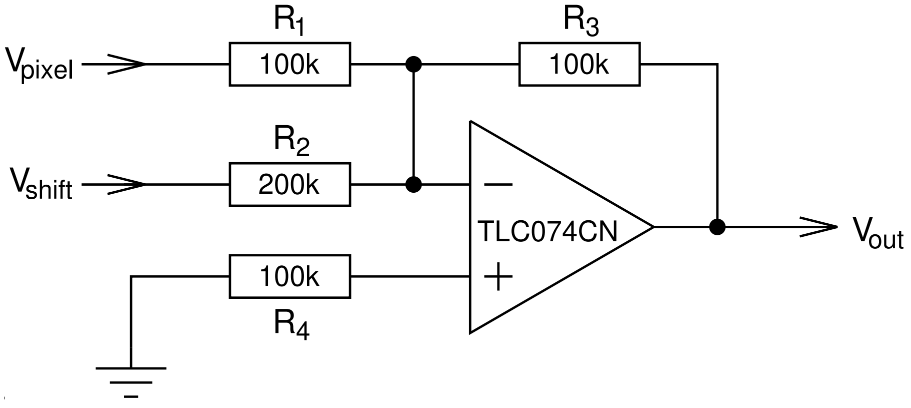


Abbildung 4.10: Schaltbild des zur Offsetverschiebung eingesetzten Addierverstärkers (Levelshifter).

Der positive Eingang des Operationsverstärkers wird über den Widerstand R_4 auf Masse gelegt. Damit wird auch der negative Eingang quasi auf Masse gehalten, und die beiden Spannungen V_{pixel} und V_{shift} führen über die beiden Widerstände R_1 und R_2 zu einem Strom von $I_{pixel} = V_{pixel}/R_1$ bzw. $I_{shift} = V_{shift}/R_2$. Da der Eingang des Operationsverstärkers sehr hochohmig ist, können die beiden Ströme nur über den Widerstand R_3 abfließen, an dem sie den Spannungsabfall V_{out} hervorrufen. Es gilt also $I_{pixel} + I_{shift} + V_{out}/R_3 = 0$ und damit

$$V_{out} = -R_3\left(I_{pixel} + I_{shift}\right) = -R_3\left(\frac{V_{pixel}}{R_1} + \frac{V_{shift}}{R_2}\right). \tag{4.3}$$

Durch Einsetzen der verwendeten Widerstände mit $R_1 = R_3 = 100\,\mathrm{k\Omega}$ und $R_2 = 200\,\mathrm{k\Omega}$ ergibt sich $V_{out} = -(V_{pixel} + V_{shift}/2)$. Mit einer negativen Shiftspannung von $V_{shift} = -3$V läßt sich also die Pixelspannung V_{pixel} vom Betrag her in den richtigen Bereich verschieben. Der Addierer wird daher auch als Levelshifter bezeichnet. Allerdings erfährt das Signal dabei eine Invertierung, die aber durch die nachgeschaltete, nochmal invertierende Elektronik wieder aufgehoben wird. Der verwendete Operationsverstärker TLC074CN entspricht dem rauscharmen JFET-Typ TLC071CP mit der Ausnahme, daß sich vier Verstärker in einem Gehäuse befinden.

Die Eingänge des ADC's weisen einen Widerstand von etwa 80 Ω auf und benötigen differentielle Eingangssignale. Aus diesem Grund enthält die Kameraplatine für jeden Kanal einen zusätzlichen Verstärker, der genug Leistung zum Treiben der ADC-Eingänge besitzt und über einen differentiellen Ausgang verfügt. Abb. 4.11 zeigt sein Schaltbild, das aus einem invertierenden (unten) und einem nicht invertierenden Verstärker (oben) zusammengesetzt ist. Das Ausgangssignal des Levelshifters wird auf die Eingänge der beiden Verstärker gegeben und um einen Faktor -1 bzw. 1 verstärkt. Der Spannungshub zwischen den beiden differentiellen Signalpegeln am Ausgang der Operationsverstärker ist damit doppelt so groß wie die Eingangsspannung. An den Widerständen R_6 und R_7 in der Ausgangsleitung, die zusammmen 94 Ω betragen, fällt allerdings im Vergleich zu den 80 Ω Eingangswiderstand des ADC's mehr als die Hälfte der Ausgangsspannung ab. Damit liegen die zu digitalisierenden Signale im erlaubten Bereich von 0 V bis 1.5 V.

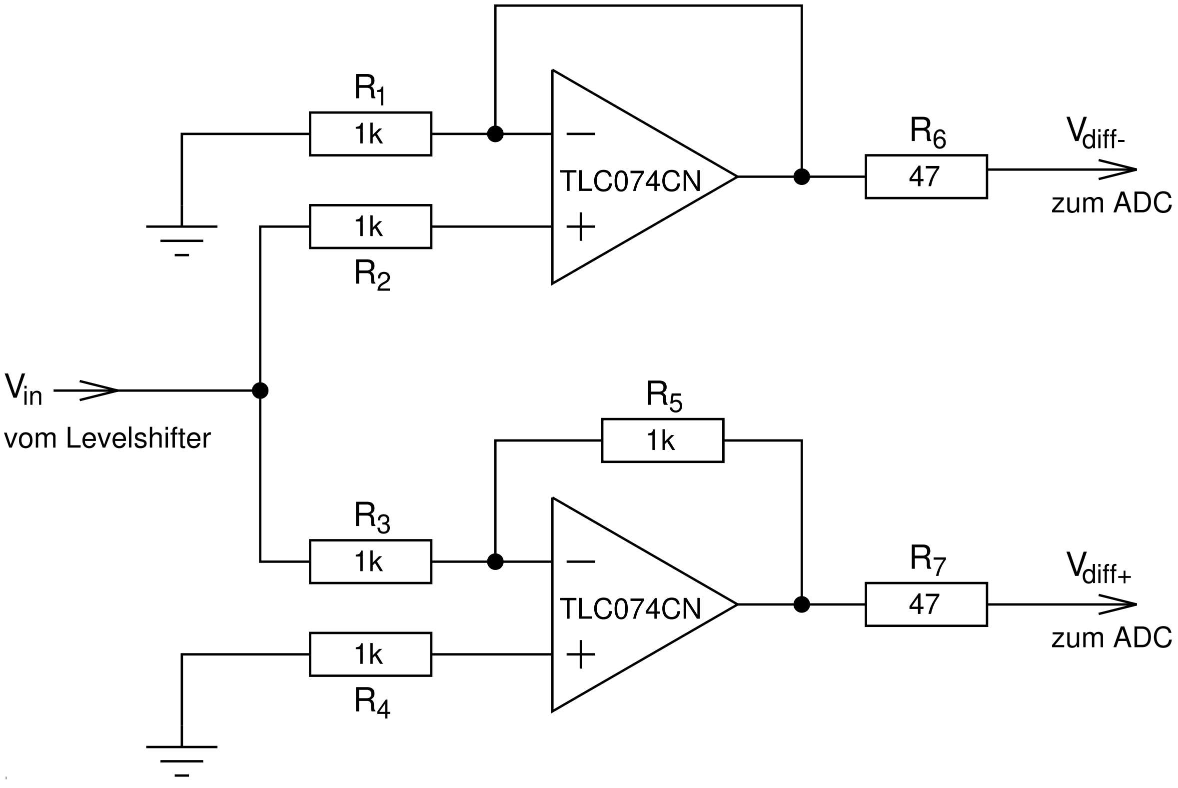


Abbildung 4.11: Schaltbild des Signalverstärkers mit differentiellem Ausgang. Er besteht aus zwei Operationsverstärkern, die einmal invertierend (unten) und einmal nicht invertierend (oben) beschaltet sind.

4.3.3 Steuerungs- und Auslesesoftware

Für die Auslese der 20 × 20 Pixelkamera wurde ein C-Programm geschrieben, das auf dem als Crate-Controller arbeitenden OS-9 Rechner im CAMAC-Crate läuft. Es erfüllt die folgenden Aufgaben:

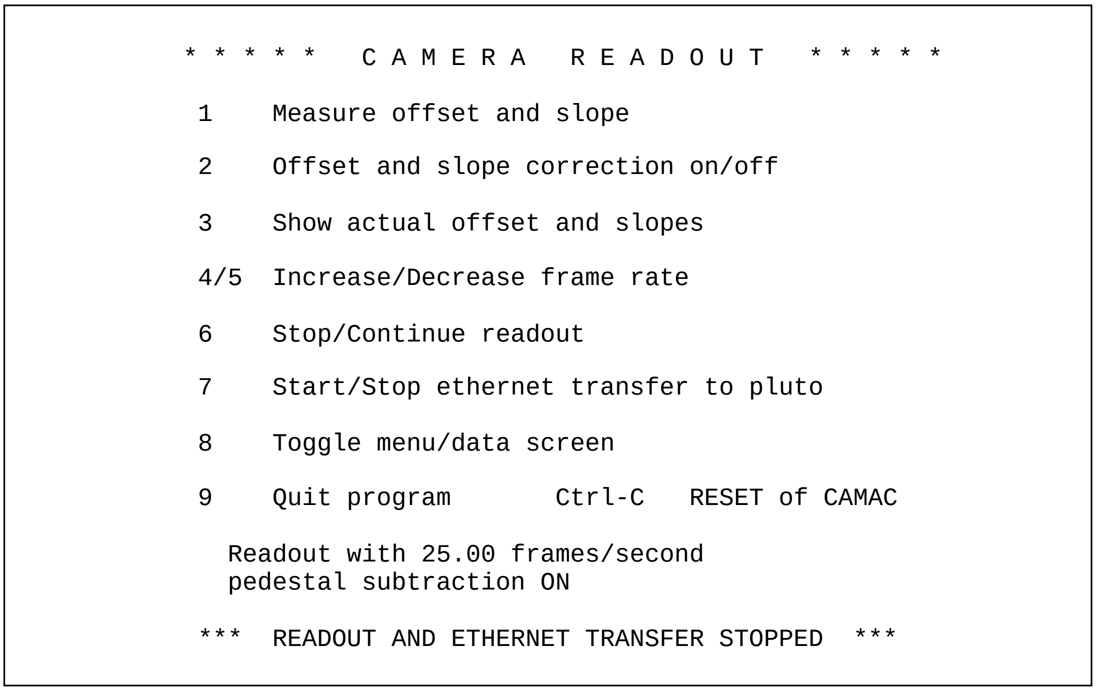
- Steuerung der Outputregister zur Zeilenselektion
- Steuerung des ADC's und Auslese der digitalisierten Daten
- Korrektur der Bilddaten in Bezug auf Offset und Steigung der einzelnen Pixel.
- Darstellung der Bilddaten als Zahlenwerte auf einem Text-Terminal
- Übertragung der Daten via Ethernet zu einem PC, auf dem eine graphische Darstellung der Bilder möglich ist.

Das Hauptfenster des Programms ist in Abb. 4.12 dargestellt, aus dem sich die wesentlichen Optionen aufrufen lassen. Es soll nun kurz der Ablauf bei der Auslese eines Bildes beschrieben werden.

Zunächst wird die erste Zeile der Matrix selektiert und eine Zeit von etwa 100 μs abgewartet. In dieser Zeit werden die Kapazitäten der Ausgangsleitungen auf die Pixelausgangsspannungen umgeladen. Dann schickt das Programm über das Outputregister einen Triggerpuls an den Shaper, der daraufhin mit einem entsprechenden Signal das Gate des ADC's öffnet. Die am Eingang des ADC's anliegenden Spannungen erzeugen einen Strom, der solange aufintegriert wird, bis der Shaper das Gate wieder schließt. Die Zeitdauer, in der das Gate offen ist, muß so kurz gewählt werden, daß die größten auftretenden Meßwerte noch nicht aus dem Meßbereich des ADC's fallen. Sie betrug bei den durchgeführten Messungen etwa 200 ns.

Der ADC benötigt nun eine Zeit von etwa 1 ms, die sog. *Konversionszeit*, um die gesammelten Ladungen in digitale Werte zu konvertieren. Während dieser Zeit wird bereits die erste Zeile ausgeschaltet und die zweite Zeile selektiert. Nach Beendigung der Digitalisierung lassen sich die ADC-Werte, die eine Auflösung von 12 Bit haben, über den CAMAC-Bus auslesen und im Rechner abspeichern. Nähere Informationen zur Funktionsweise des ADC's finden sich in [6], das CAMAC-Bussystem wird in [14] und [21] beschrieben. Anschließend wird der nächste Triggerimpuls zum Öffnen des Gates gegeben und die zweite Zeile ausgelesen. Der weitere Verlauf entspricht dem Vorgehen bei der ersten Zeile. Durch sukzessive Selektion der 20 Zeilen lassen sich die Daten aller 400 Pixel erhalten, wobei die Auslesegeschwindigkeit durch die Konversionszeit des ADC's limitiert ist. Da für jede Zeile 1 ms benötigt wird, dauert die Aufnahme eines kompletten Bildes mindestens 20 ms. Die maximale Bildrate liegt damit bei 50 Bildern pro Sekunde. Sie wird in der Praxis allerdings auf etwa 40 – 45 Bilder/s reduziert, weil die Weiterverarbeitung auf dem Rechner ebenfalls Zeit in Anspruch nimmt.

Bevor die Daten zur Darstellung auf den PC übertragen werden, kann jeder einzelne Pixel bezüglich Offset und Steigung korrigiert werden. Dazu wird die Pixelmatrix zunächst mit relativ dunklem Licht und dann mit relativ hellem Licht beleuchtet, wobei auf eine gleichmäßige Ausleuchtung zu achten ist. Die dabei aufgenommenen Bilddaten werden gespeichert und dienen zur Berechnung der Korrekturparameter. Die Pixeldaten werden so korrigiert, daß sie alle den gleichen Offset und die gleiche Steigung aufweisen. Dafür



```
* * * * *   C A M E R A   R E A D O U T   * * * * *

 1     Measure offset and slope

 2     Offset and slope correction on/off

 3     Show actual offset and slopes

 4/5   Increase/Decrease frame rate

 6     Stop/Continue readout

 7     Start/Stop ethernet transfer to pluto

 8     Toggle menu/data screen

 9     Quit program       Ctrl-C   RESET of CAMAC

    Readout with 25.00 frames/second
    pedestal subtraction ON

 ***   READOUT AND ETHERNET TRANSFER STOPPED   ***
```

Abbildung 4.12: Hauptauswahlfenster der Kameraauslese. Hiermit sind Bildrate und Offset- bzw. Steigungskorrekturen einzustellen. Die Bilddaten können via Ethernet an einen PC (hier Pluto genannt) verschickt und dort auf dem Monitor dargestellt werden.

muß zu jedem Pixelwert jeweils eine Zahl addiert (Offsetkorrektur) und der daraus resultierende Wert mit einer Zahl multipliziert (Steigungskorrektur) werden. Somit sind für jeden Pixel zwei Parameter notwendig und der Rechner führt bei jedem Bild 400 Additionen und 400 Multiplikationen aus. Diese Art der Kalibrierung korrigiert nicht nur die Abweichungen von Pixel zu Pixel, sondern auch die Unterschiede der einzelnen Verstärker und ADC-Kanäle.

Bei der Messung der Korrekturparameter ist zu beachten, daß der adaptive Pixel zwei unterschiedliche Steigungen für statische und transiente Signale aufweist. Nur jeweils eine Steigung kann sinnvoll korrigiert werden. Für welche Steigung die Korrektur erfolgt, hängt von der Zeit ab, die nach dem Lichtwechsel von dunkel nach hell abgewartet wird. Für die transiente Steigung muß die Messung sofort ausgeführt werden, während für die statische, logarithmische Steigung erst die Adaptationszeit verstreichen muß.

4.3.4 Probleme bei der Zeilenselektion

Nachdem die ersten Kameraaufnahmen mit den produzierten Chips gemacht waren, stellte sich heraus, das einige Zeilen der Pixelmatrix nicht eingeschaltet werden konnten und somit nicht funktionsfähig zu sein schienen. Bei den gebondeten Chips betraf dies typischerweise 50 % der Zeilen, während die Ausfallrate bei den ungebondeten Chips wesentlich niedriger lag. 4 von 15 Chips waren hier sogar komplett in Ordnung. Die Messungen an den ungebondeten Exemplaren gestaltete sich dabei relativ aufwendig, da alle Pads mit feinen Nadeln kontaktiert werden mußten. Dies geschah auf einer speziell für die

Untersuchung von ungepackten Chips vorhandenen *Wafer Probe Station*[7].
Der erste Verdacht, daß die ausgefallenen Zeilen auf ein defektes Transistorgate am Eingang des Pegelkonverters zurückzuführen sind, bestätigte sich nicht. Dies wäre durchaus möglich gewesen, da die Gates auf dem Vision Chip nicht durch Schutzstrukturen vor elektrostatischen Entladungen geschützt sind. Bei den kleinen Gatekapazitäten in der Größenordnung von fF genügen bereits wenige Ladungen, um die Durchbruchspannung von etwa 15 V zu erzeugen. Allerdings sollte bei einem defekten Gate ein Strom zu messen sein, der über den Kurzschluß zwischen durchgebrochenem Gate und Kanal abfließt. Dieser Strom war bei sämtlichen Zeilen nicht festzustellen, so daß das Gate weiterhin isoliert sein mußte.
Da bei den gebondeten Chips mehr Zeilen defekt waren als bei den ungebondeten, schien beim Bonden irgend etwas mit den Strukturen auf dem Chip passiert zu sein. Um dies zu überprüfen, wurden 3 der vollständig funktionierenden, ungepackten Chips nachträglich gebondet, mit dem Hinweis, besonders vorsichtig vorzugehen. Als sie danach erneut auf ihre Funktion untersucht wurden, ließ sich keine der 20 Zeilen mehr einschalten. Auch hier war kein Strom zu messen, der auf ein defektes Gate zurückzuführen wäre.
Auf der Suche nach einer möglichen Erklärung dieses Effekts wurden weitere Messungen an der Pixelmatrix und vor allem an den Pegelkonvertern durchgeführt. Eine Variation der Selektionsspannung V_{NIM}, die normalerweise -0.8 V beträgt, führte dabei zu einem überraschenden Ergebnis. Einige der defekten Zeilen schalteten ein, als V_{NIM} auf etwa -2 V erniedrigt wurde. Dies motivierte dazu, die Spannung noch weiter zu verringern, obwohl die Spannungsdifferenz zwischen dem auf positivem Potential liegenden Kanal und dem negativen Gate immer näher an die Durchbruchspannung heranrückte. Bei einer Selektionsspannung von $V_{NIM} = -5$ V wurde schließlich der Punkt erreicht, an dem alle Zeilen schalteten.
Die Ursache für dieses Verhalten war damit zwar nicht geklärt, aber es entstand eine Möglichkeit, die Pixelmatrix wieder vollständig zum Leben zu erwecken. Eine zusätzliche Schaltung mußte dafür sorgen, daß die NIM-Signale vor Erreichen der Kamera von -0.8 V auf -5 V verstärkt werden. Dazu wurde auf einer externen Platine für jede Zeile der in Abb. 4.13 dargestellte, nicht invertierende Verstärker aufgebaut. Die Spannungsverstärkung v liegt für diese Beschaltung bei

$$v = \frac{R_2}{R_1} + 1 = \frac{5k}{1k} + 1 = 6, \tag{4.4}$$

so daß sich für die ursprüngliche NIM-Spannung, die gewöhnlich etwas mehr als -0.8 V beträgt, eine neue Schaltspannung von $V_{switch} \simeq -5$ V ergibt. Der Wiederstand R_3 am nicht invertierenden Eingang des Operationsverstärkers ist notwendig, da der NIM-Standard als Stromlogik aufgebaut ist. Das heißt, das Ausgangssignal für eine logische Eins ist keine Spannung, sondern ein Strom von -16 mA. Durch einen Spannungsabfall an einen Widerstand von etwa 50 Ω können die entsprechenden Spannungspegel dann erzeugt werden.
Diese Abschlußwiderstände befanden sich auch auf der Kameraplatine, auf die die NIM-Signale ursprünglich direkt geführt wurden. Sie mußten durch höhere Widerstände (1 kΩ) ersetzt werden, da die verwendeten Operationsverstärker nicht in der Lage sind, den Strom

---

[7] Eine Vorrichtung zur Kontaktierung elektronischer Strukturen direkt auf dem Chip, bestehend aus einem Tisch mit Mikroskop und mehreren Nadelhaltern.

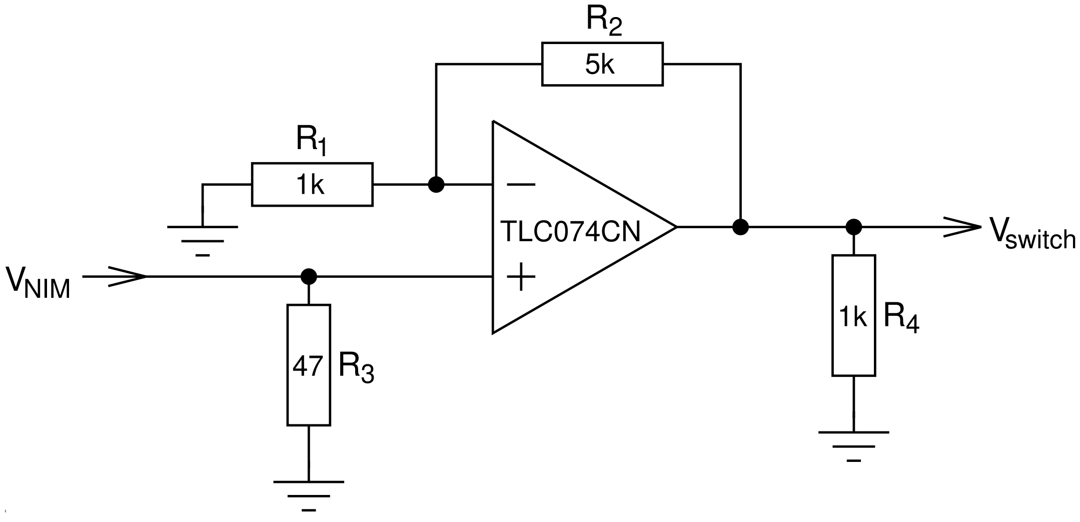


Abbildung 4.13: Schaltbild des nicht invertierenden Verstärkers zur Erhöhung der Zeilenselektionsspannung. Er verstärkt den negativen Pegel der NIM-Signale von -0.8 V auf etwa -0.5 V, da einige Zeilen erst bei dieser Spannung einschalten.

von 100 mA zu liefern, der bei einen Widerstand von 50 Ω und einer Spannung von −5 V nötig gewesen wäre.

Trotz der hohen Spannungsdifferenz zwischen Kanal und Gate des Eingangstransistors, die durch die neuen Selektionssignale auftritt, haben bisher alle Transistoren überlebt. Die Pixelmatrix arbeitet nach wie vor zuverlässig, alle Zeilen können problemlos ein- und ausgeschaltet werden. Unklar bleibt allerdings weiterhin die Ursache, warum sich die Selektionsspannung durch das Bonden der Chips verschoben hat.

Kapitel 5

Messungen des Vision Chips am optischen Tisch

Nachdem die Simulationen des adaptiven Schaltkreises ein dem biologischen Vorbild entsprechendes Verhalten zeigten, galt es nun, diese Funktionalität auch im Experiment zu überprüfen. Alle in diesem Kapitel vorgestellten Meßergebnisse wurden mit Hilfe des auf dem schwingungsisolierten Tisch montierten optischen Aufbaus gewonnen. Dabei befassen sich die Messungen hauptsächlich mit den Eigenschaften des adaptiven Photorezeptors, der sich in unterschiedlichen Ausführungen auf dem Chip befindet. Aber auch Effekte wie Quanteneffizienz der Photodioden und Reduzierung der Lichtintensität durch die Metallabschirmung wurden untersucht und sollen kurz vorgestellt werden. Die verwendeten Biasspannungen betrugen, sofern nicht anders vermerkt, $V_b = 3.5$ V und $V_{cas} = 3$ V.

5.1 Transiente und statische Antwort

Der elektronische Photorezeptor zeichnet sich vor allem durch sein Adaptationsverhalten und seine damit verbundene unterschiedliche Reaktion auf schnelle (transiente Antwort) bzw. langsame Intensitätsänderungen (statische Antwort) aus. Die transiente und die statische Antwort sind an drei verschiedenen Pixeln untersucht worden: dem Standardpixel aus der 3×3 Matrix, dem etwas abgewandelten Pixel aus der 20×20 Matrix und dem Pixel, dessen Kapazitätsteiler gegenüber dem Standardpixel ein anderes Verhältnis aufweist. Die Messungen erfolgten jeweils über einen Dynamikbereich von 11 Dekaden, der mit Hilfe des Lasers (Wellenlänge 675 nm) und der Neutralfilter zur Verfügung stand. Ein Photometer erlaubte dabei eine absolute Eichung der Intensitätsskala. Zunächst wurde der Laserstrahl noch nicht auf 5 μm fokussiert, sondern auf einen Durchmesser von etwa 1 mm. Auf diese Weise konnte der vollständige Pixel mit seiner Umgebung beleuchtet werden, was den realen Bedingungen für den Einsatz des Chips in einer Kamera entspricht.

5.1.1 Standardpixel aus der 3×3 Matrix

Abb. 5.1 zeigt das Antwortverhalten eines Pixels aus der 3×3 Matrix, die aus den als Standardpixel bezeichneten Photorezeptoren besteht. Die im Diagramm aufgetragene Spannung entspricht dem direkten Ausgangssignal des Pixels, das zur Messung über den in Abschnitt 4.2.2 beschriebenen Spannungsfolger auf ein Oszilloskop geführt wurde. Zur

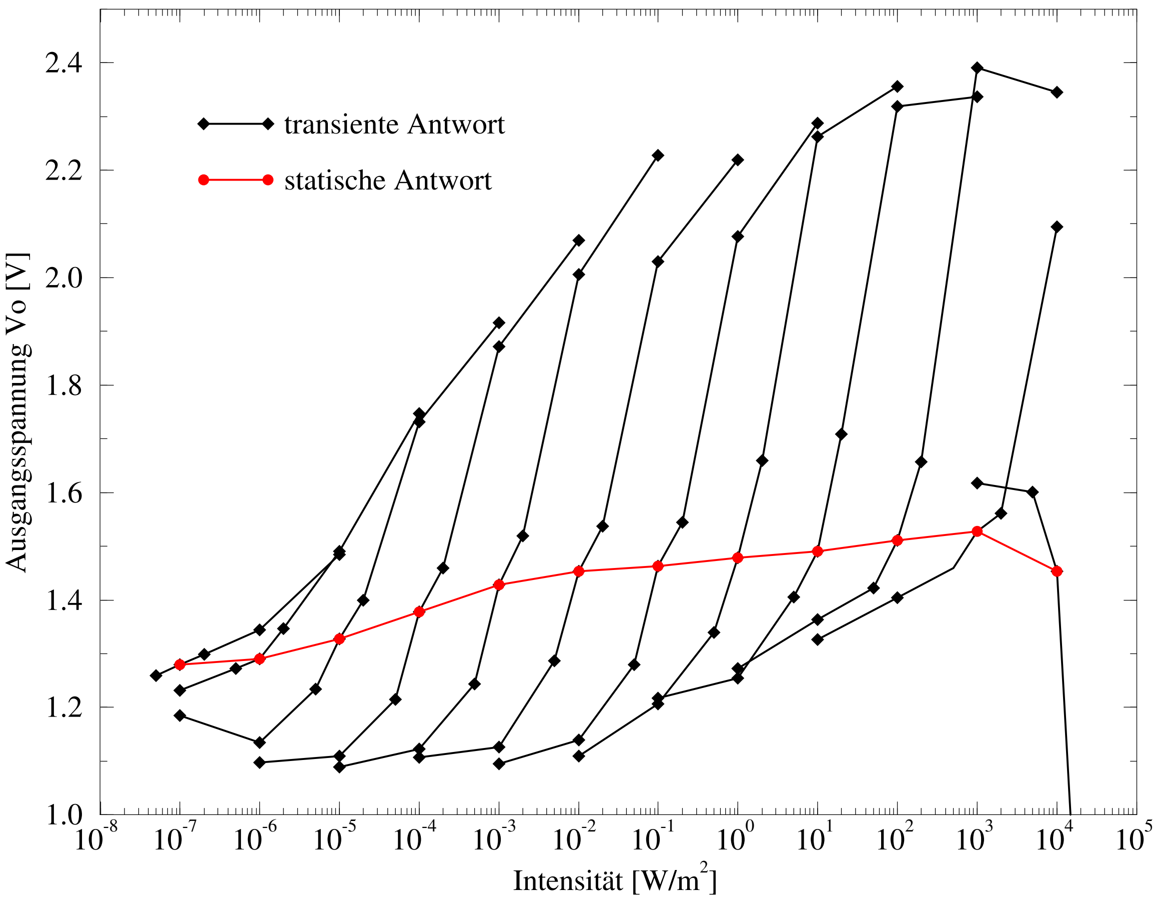


Abbildung 5.1: Messung des Antwortverhaltens bei einem Pixel der 3 × 3 Matrix. Es ist die Ausgangsspannung des adaptiven Pixels für die transiente Antwort (Reaktion auf schnelle Intensitätsänderungen) und für die statische Antwort (Reaktion auf langsame Intensitätsänderungen) über der Beleuchtungsintensität aufgetragen. Über einen Dynamikbereich von etwa 7 Dekaden zeigt der Pixel das erwartete Verhalten.

Messung der statischen Antwort wurde jeweils die entsprechende Beleuchtungsintensität eingestellt und etwa 5 Minuten abgewartet, bis der Photorezeptor auf das neue Niveau adaptiert hatte. Bei der transienten Antwort erfolgte jeweils vom adaptierten Niveau aus ein Intensitätssprung um einen definierten Faktor nach oben bzw. unten, wobei die Höhe des am Rezeptorausgang resultierenden Peaks gemessen wurde. Die transienten Kurven enthalten nur sehr wenige Meßpunkte, da der Pixel für jeden neuen Punkt zunächst wieder adaptieren mußte, und die Messung damit viel Zeit in Anspruch nahm. Die Intensitätssprünge erfolgten jeweils um einen Faktor 2, 10 und 100 nach oben sowie nach unten.

Die Messung des adaptiven Pixel weist über einen großen Dynamikbereich von etwa 7 Dekaden (10^{-5}–10^{2} W/m^2) qualitativ das gleiche Verhalten wie die Simulation in Abb. 2.8 und die Messung am Schildkrötenzapfen in Abb. 2.1 auf. Die statische Antwort zeigt einen schwach ansteigenden, annähernd logarithmischen Verlauf, während die Antwort auf schnelle Signale mit deutlich verstärkter Reaktion erfolgt. Das Verhältnis zwischen

den beiden Signalverstärkungen unterscheidet sich allerdings noch mehr als die Simulation von den Sinneszellen in der Netzhaut. Der gemessene Pixel weist für statische Signale eine logarithmische Steigung von ungefähr 20 mV/Dekade und für transiente Signale eine Steigung von etwa 600 mV/Dekade auf. Das Verhältnis daraus ergibt sich zu 30:1, während es beim Zapfen nur 5:1 und bei der Simulation 13:1 beträgt. Der elektronische Rezeptor zeigt also eine sehr geringe Kontrastempfindlichkeit für statische Objekte, reagiert aber mit einer hohen Empfindlichkeit auf schnell ändernde Kontraste. Damit weist der Pixel eine wesentlich ausgeprägtere Bewegungserkennung als der Schildkrötenzapfen auf.
Die Unterschiede zwischen Simulation und Messung bezüglich des Verstärkungsverhältnisses hängen damit zusammen, daß die Simulation unter Vernachlässigung parasitärer Kapazitäten durchgeführt wurde. Sie können das Verhältnis zwischen den beiden Kondensatoren des Kapazitätsteilers beeinflussen und damit zu anderen Verstärkungen führen.
Die Kurven für die transiente Verstärkung weisen eine Asymmetrie in Bezug auf die statische Kennlinie auf. Erfolgt die Stimulation durch eine Intensitätserhöhung, so zeigt sich eine stärkere Reaktion als bei der Stimulation durch eine Intensitätserniedrigung. Dies liegt daran, daß das adaptive Element ebenfalls eine Asymmetrie aufweist. In der bipolaren Richtung besitzt es einen geringeren Widerstand als in der MOSFET-Richtung, so daß die Adaptation hier schneller erfolgt und keine so hohen Spannungspeaks zuläßt.
Am oberen sowie am unteren Ende des gemessenen Intensitätsbereichs zeigen sich deutliche Änderungen im Antwortverhalten des Pixels. Zu sehr kleinen Beleuchtungsstärken hin reduziert sich die transiente Verstärkung, bis sie schließlich bei 10^{-7} W/m^2 nicht mehr von der statischen Verstärkung zu unterscheiden ist. Die Ursache hierfür liegt in den Gate-Kanal-Kapazitäten, die vom Photostrom umgeladen werden müssen (vgl. Abschnitt 2.4.3). Bei geringer Intensität ist der Strom klein, und der Schaltkreis wird langsam. Die Folge ist, daß er bei sich schnell ändernden Kontrasten nicht mehr rechtzeitig nachkommt und die Adaptation bereits eingesetzt hat, bevor das Ausgangssignal eine Reaktion auf den Lichtwechsel zeigt. Damit erreicht die Ausgangsspannung nicht mehr den vollen Hub, und die Verstärkung geht zurück.
Für hohe Intensitäten ($> 10^4$ W/m^2) bricht die Spannung am Pixelausgang plötzlich zusammen. Dieser Effekt ist in der Simulation nicht zu beobachten, so daß die Ursache in den optischen, nicht simulierbaren Eigenschaften der Transistoren zu suchen ist. Sehr wahrscheinlich ist bei derart hohen Beleuchtungsstärken der Punkt erreicht, an dem die im invertierenden Verstärker des Pixels vorhandenen Transistoren trotz Metallabschirmung zuviel Licht abbekommen. Schaltet zum Beispiel der normalerweise durch die Photodiode gesteuerte n-MOS-Transistor $\mathrm{M_n}$ aufgrund seiner Lichtempfindlichkeit durch, kann der Verstärker nicht mehr arbeiten und die Ausgangsspannung bricht, wie beobachtet, zusammen. Aus diesem Grund zeigt auch die transiente Verstärkung ein invertiertes Verhalten: das Ausgangssignal wird größer bei Intensitätserniedrigung und umgekehrt.

5.1.2 Pixel aus der 20 × 20 Matrix

Die für die optischen Messungen eingesetzte Testplatine bietet die Möglichkeit, jeden Pixel der 20 × 20 Matrix gezielt einzuschalten und Messungen daran durchzuführen. Für die Untersuchung von statischem und transientem Antwortverhalten wurde ein Pixel aus der Mitte der Matrix gewählt, um eventuell vorhandene Randeffekte auszuschließen. Die Messung, die auf die gleiche Weise wie im letzten Abschnitt beim Standardpixel erfolgte, ist in Abb. 5.2 dargestellt.

Da sich der Matrixpixel nur wenig vom Standardpixel unterscheidet (Abschirmung um die Photodiode und zusätzlicher Schalttransistor), zeigt sich im wesentlichen das gleiche Antwortverhalten. Allerdings ist die Ausgangsamplitude auf etwa die Hälfte reduziert, da sich an jeder Spalte ein Ausleseverstärker mit einer Spannungsverstärkung von 0.45 befindet. Er wird zum Treiben der Ausleseelektronik benötigt, wenn die Pixelmatrix als Kamera betrieben wird. Aufgrund der Signaldämpfung beträgt die Steigung für langsame Lichtwechsel nur noch etwa 10 mV/Dekade und die Steigung für schnelle Änderungen etwa 300 mV/Dekade. Das Verhältnis beider Steigungen von 30:1 entspricht jedoch wieder dem des Standardpixels aus der 3 × 3 Matrix.

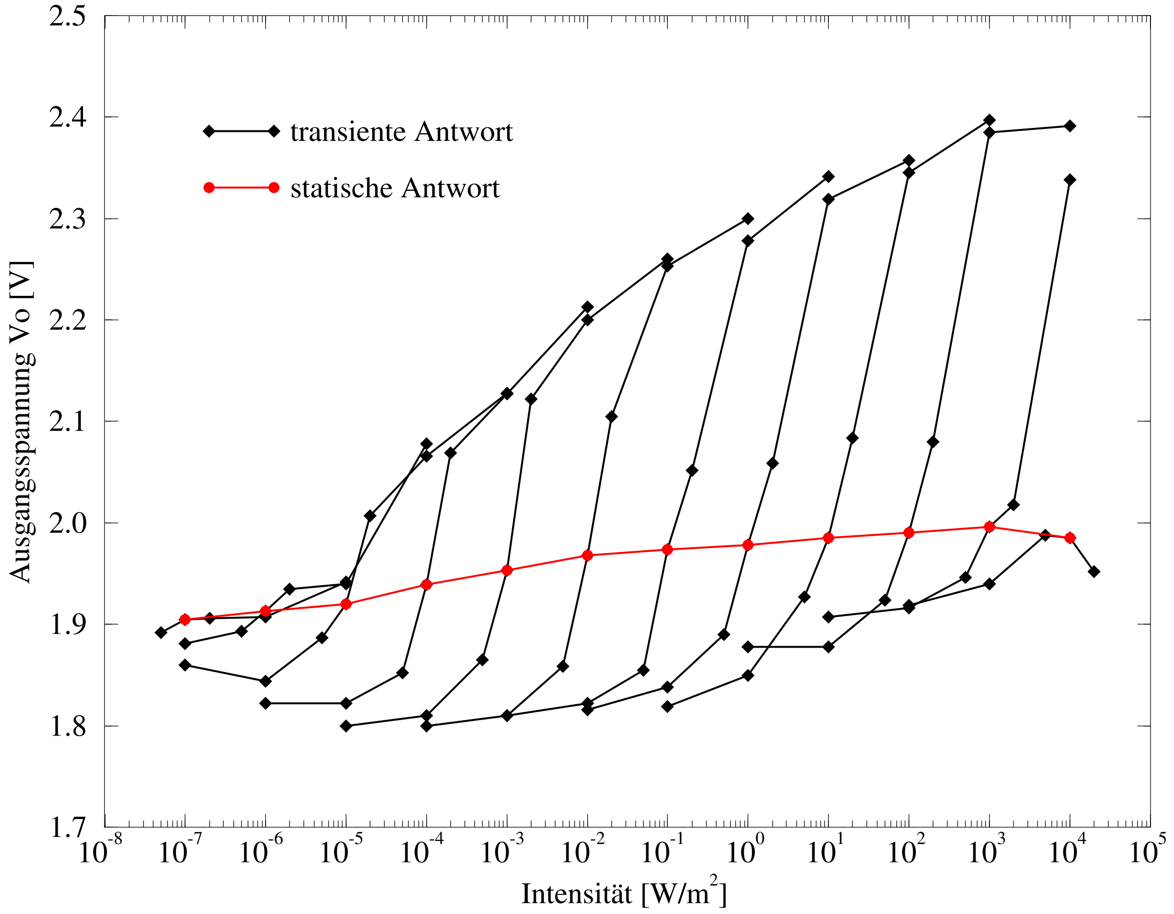


Abbildung 5.2: Messung des Antwortverhaltens bei einem Pixel der 20 × 20 Matrix. Es ergeben sich prinzipiell die gleichen Kurven wie beim Standardpixel in Abb. 5.1 mit dem Unterschied, daß sowohl die statische als auch die transiente Verstärkung auf die Hälfte reduziert sind. Dies liegt an den Ausleseverstärkern der Pixelmatrix, die eine Spannungsverstärkung von 0.45 aufweisen.

5.1.3 Pixel mit anderem Kapazitätsverhältnis

Das Verhältnis zwischen den beiden im Pixel befindlichen Kondensatoren bestimmt Größe der transienten Verstärkung. Da bereits in der Simulation zu erkennen war, daß der

Standardpixel ein höheres Verhältnis zwischen transienter und statischer Verstärkung als der Schildkrötenzapfen aufweisen würde, besitzt ein Testpixel ein kleineres Kondensatorverhältnis (3:1 statt 10:1). Die Messungen, die an diesem Rezeptor durchgeführt wurden, sind in Abb. 5.3 dargestellt.

Die Steigung für die Antwort auf schnelle Signale beträgt nur noch 300 mV/Dekade, während sie beim Standardpixel bei 600 mV/Dekade liegt. Die Steigung der statischen Kennlinie ist mit 20 – 25 mV/Dekade in etwa gleich geblieben, allerdings weist sie einen deutlichen Knick bei etwa 10^{-3} W/m^2 auf. Die angegebene Steigung ist daher als Mittelwert zu verstehen. Sie führt zu einem Steigungsverhältnis von etwa 15:1. Damit zeigt der Pixel im Gegensatz zum Standardpixel eine schlechtere Bewegungserkennung. Welcher der beiden Rezeptoren die bessere Wahl ist, muß von der Anwendung abhängig gemacht werden. Kommt es nur darauf an, bewegte Objekte zu sehen, ist ein Pixel mit hoher transienter Verstärkung vorzuziehen. Sollen dagegen auch nicht bewegte Objekte mit relativ geringen Kontrastunterschieden noch aufgelöst werden, so muß für eine genügend steile, statische Kennlinie gesorgt werden.

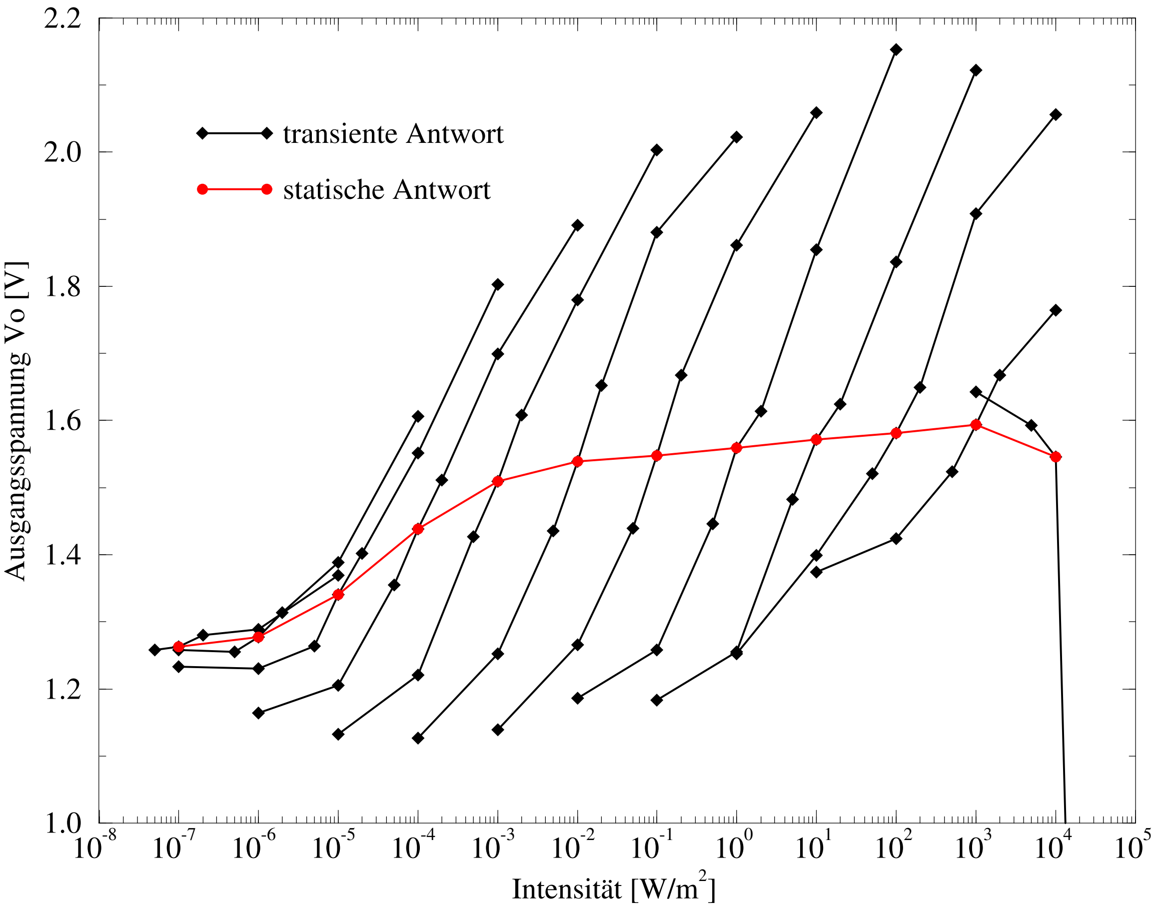


Abbildung 5.3: Messung des Antwortverhaltens bei dem Pixel, dessen Kapazitätsteiler ein Verhältnis von 3:1 aufweist. Die Verstärkung für schnelle Signale ist im Gegensatz zum Standardpixel auf etwa die Hälfte reduziert.

5.2 Adaptation

5.2.1 Kennlinie des adaptiven Elements

Die Adaptationseigenschaften des Photorezeptors werden maßgeblich durch das adaptive Element bestimmt. Es befindet sich als eigenständige Teststruktur auf dem Chip, so daß sein Verhalten unabhängig von der restlichen Pixelelektronik untersucht werden konnte. Allerdings mußte die Messung mit Hilfe der Wafer Probe Station erfolgen, da die Anschlüsse nur auf Probepads geführt sind. Das adaptive Element ist vollständig mit Metall abgedeckt, so daß der Lichteinfluß bei der Messung vernachlässigt werden kann. Seine Geometrie entspricht dem im Standardpixel eingesetzten adaptiven Element.
Die gemessene Strom-Spannungs-Kennlinie ist in Abb. 5.4 dargestellt. Sie zeigt qualitativ das gleiche Verhalten wie die Simulation in Abb. 2.5. Da jedoch kein Strommeßgerät mit genügender Genauigkeit für den pA-Bereich zur Verfügung stand, mußten die Messungen bei höheren Strömen als in der Simulation durchgeführt werden. Daher sind auch die zugehörigen Spannungen höher, und Messung und Simulation lassen sich nicht direkt miteinander vergleichen. Es bestätigt sich jedoch die Tatsache, daß die Kennlinie aufgrund des exponentiellen Verhaltens bei jeder Skalierung gleich aussieht.

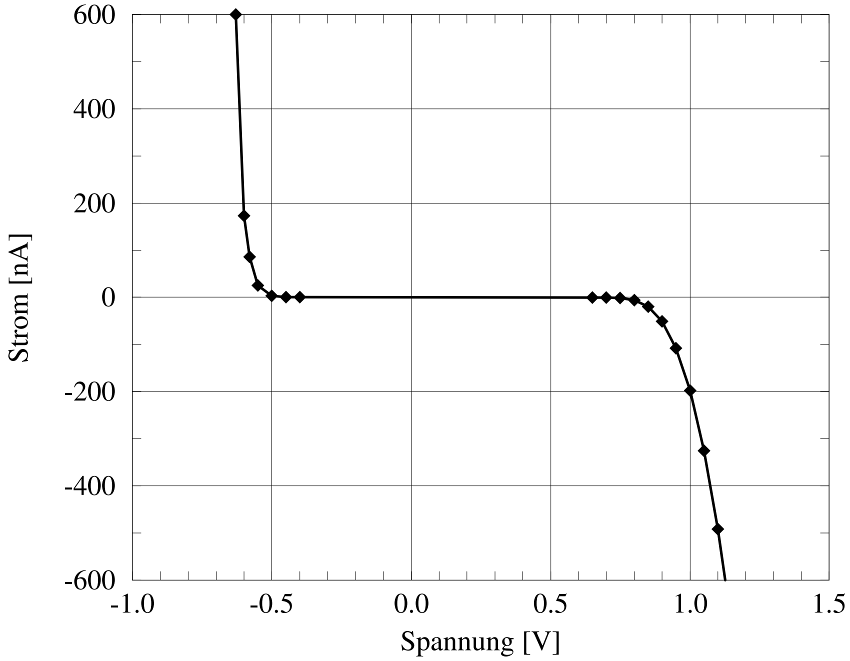


Abbildung 5.4: Messung der Strom-Spannungs-Kennlinie des adaptiven Elements. Der linke Teil zeigt das Verhalten im bipolaren Modus, während die Eigenschaften im rechten Teil durch den MOSFET-Modus bestimmt werden (vgl. Abb. 2.5).

Die Kennlinie, die sich in den bipolaren Modus (links) und den MOSFET-Modus (rechts) unterteilen läßt, weist eine Asymmetrie in der Strom-Spannungs-Abhängigkeit auf. In der bipolaren Richtung fließt bei gleichem Spannungsbetrag ein höherer Strom als in der MOSFET-Richtung. Die Folge ist die bereits erwähnte Asymmetrie in der Adaptationszeit, die zu einer unterschiedlichen transienten Verstärkung bei positiven im Gegensatz zu negativen Intensitätssprüngen führt.

5.2.2 Adaptationskurve des Rezeptors

Wird die Intensität sprunghaft verändert und dann über längere Zeit konstant gehalten, so reagiert der Photorezeptor zunächst mit einem überhöhten Ausgangssignal und adaptiert dann auf das neue Niveau. Das Adaptationsverhalten des Pixels wird dabei durch die Kapazität C_1 und das adaptive Element bestimmt. Bei einem konstanten Widerstand des adaptiven Elements würde sich gerade die exponentiell abfallende Kennlinie eines RC-Gliedes ergeben. Da jedoch der Widerstand von der anliegenden Spannung abhängt, zeigt sich ein etwas anderes Verhalten. Die Messung an einem Pixel der 20×20 Matrix ist in Abb. 5.5 dargestellt. Kurz nach dem Sprung fällt das Signal zunächst relativ schnell ab, da der Widerstand des adaptiven Elements für hohe Spannungsdifferenzen gering ist. Je mehr sich das Ausgangssignal jedoch dem adaptierten Niveau nähert, desto langsamer erfolgt die Adaptation. Der Widerstand wird aufgrund der geringeren Spannungsdifferenz größer, so daß ein kleinerer Strom zum Umladen der Kapazität C_1 fließt. Dieses Verhalten entspricht der Simulation in Abb. 2.10.

Im Gegensatz zur Simulation zeigt die Messung jedoch eine andere Zeitkonstante. Während das adaptierte Niveau in der Simulation bereits nach 30 ms erreicht wird, benötigt der gemessene Pixel mehr als 25 s. Die Ursache für diese Diskrepanz liegt in dem nicht korrekt simulierten Subthresholdbereich. Die vom Simulator angegeben Ströme liegen zu hoch, so daß die Adaptation zu schnell erfolgt. Die Messung am Pixel stimmt dagegen relativ gut mit der Messung am Schildkrötenzapfen (Abb. 2.2) überein, bei dem die Adaptationszeit bei etwa 50 s liegt.

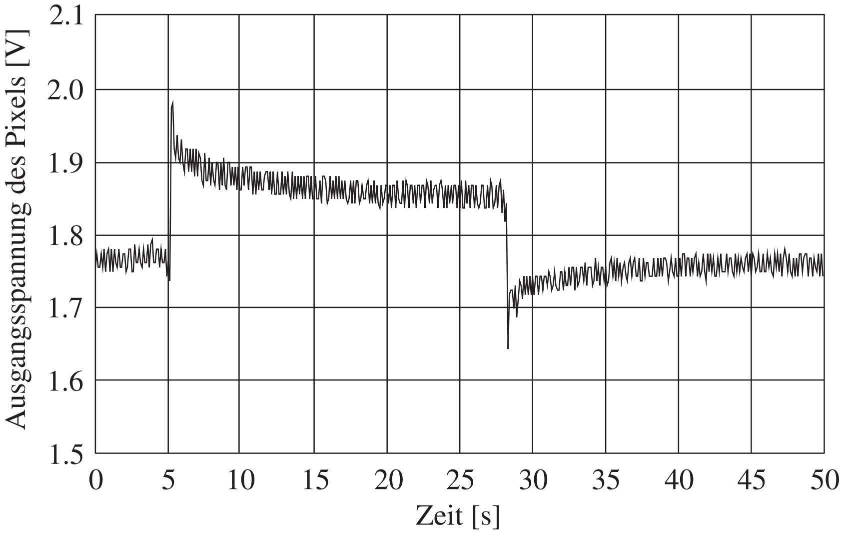


Abbildung 5.5: Adaptationsverhalten bei einem Pixel der 20×20 Matrix. Die Messung zeigt die Reaktion auf einen Intensitätssprung um einen Faktor 10, zunächst nach oben und dann wieder nach unten.

5.2.3 Intensitätsabhängigkeit der Adaptation

Die Adaptationszeit des Photorezeptors ist nicht konstant. Sie zeigt eine deutliche Intensitätsabhängigkeit, die im wesentlichen durch die Lichtempfindlichkeit des adaptiven Elements verursacht wird (vgl. Messung in Abb. 2.6). In der Simulation ist diese Abhängigkeit nicht zu beobachten, da keine optischen Eigenschaften berücksichtigt werden. Abb. 5.6 zeigt die Messung der Adaptationszeit beim 3×3 Matrixpixel. Es sind zwei Kurven dargestellt, wobei eine das Verhalten nach Intensitätserhöhung, die andere das Verhalten nach Intensitätserniedrigung angibt. Die Adaptationszeit ist dabei nicht durch den Abfall der Ausgangsspannung auf einen bestimmten Bruchteil ($1/2$ oder $1/e$) definiert, sondern durch den Zeitpunkt, an dem die Ausgangsspannung das adaptierte Niveau im Rahmen der Meßgenauigkeit ($\simeq 5$ mV) erreicht hat. Diese Definition wurde trotz der etwas ungenaueren Messung vorgezogen, weil die Adaptationskurve kein exponentielles Verhalten aufweist. Sie fällt relativ schnell auf einen bestimmten Bruchteil ab, benötigt dann aber noch verhältnismäßig lange, bis sie das adaptierte Niveau vollständig erreicht hat.

Die Adaptationzeit bleibt unterhalb von 10^{-2} W/m^2 nahezu konstant. Der Abfall bei sehr kleinen Intensitäten ($< 10^{-5}$ W/m^2) ist durch die an dieser Stelle vorhandene geringe transiente Verstärkung bedingt. Damit wird das adaptierte Niveau schneller erreicht. Bei hohen Intensitäten fällt die Adaptationszeit stark ab, die Werte gehen bis in den Millisekunden-Bereich. Die Ursache hierfür liegt in der mangelnden Abschirmung des adaptiven Elements. Durch das eindringende Licht wird ein parasitärer Photostrom erzeugt, der eine schnellere Umladung der Speicherkapazität C_1 und damit eine kürzere Adaptationszeit zur Folge hat. Der parasitäre Photostrom I_{par} ist bei gegebener Intensität J konstant und dominiert für $J > 10^{-1}$ W/m^2 den eigentlichen Adaptationsstrom. Zur vollständigen Adaptation muß eine bestimmte Ladungsmenge Q auf die Kapazität C_1 gebracht werden. Für die Adaptationszeit t_{adapt} gilt damit $t_{adapt} = Q/I_{par}$. Der Photostrom I_{par} ist annähernd proportional zur Intensität J, so daß folgt $t_{adapt} = Q/(k\,J)$ mit der Proportionalitätskonstanten k. Bei der dargestellten doppelt-logarithmischen Auftragung der Adaptationszeit über der Intensität ergibt sich daraus

$$\log t_{adapt} = \log\left(\frac{Q}{k\,J}\right) = \log\left(\frac{Q}{k}\right) - \log J. \tag{5.1}$$

was einer Geraden der Steigung -1 bezüglich des Exponenten entspricht. Dieses Verhalten ist in Abb. 5.6 bei hohen Intensitäten zu beobachten, es läßt sich aber in Abb. 5.7, in der die Messung an einem Pixel der 20×20 Matrix gezeigt wird, noch besser erkennen.

Die Tatsache, daß die Kurve für die Intensitätserniedrigung stets unter der für die Erhöhung liegt, beruht wiederum auf der Asymmetrie des adaptiven Elements. In der bipolaren Richtung, die der Adaptations nach Intensitätserniedrigung entspricht, fließt aufgrund des geringeren Widerstands ein höherer Adaptationsstrom als in der MOSFET-Richtung. Dies führt zu der beobachteten schnelleren Adaptation.

In Abb. 5.8 ist die Messung der Adaptationszeit an dem Pixel, dessen Kapazitätsteiler das vom Standardpixel abweichende Verhältnis 3:1 aufweist, dargestellt. Obwohl die transiente Verstärkung geringer ist und der Pixel damit nach einem Intensitätssprung eine schwächere Reaktion zeigt, hat sich die Adaptationszeit nicht verkürzt. Der Abfall bei hohen Intensitäten beginnt sogar erst eine Dekade später als bei den anderen Rezeptoren. Dies ist darauf zurückzuführen, daß der Pixel besser gegen Licht abgeschirmt wurde. Er befindet sich als einzelne Struktur auf dem Chip, deren Metallabdeckung noch weit in die Umgebung reicht. Außerdem, und das ist wohl das Entscheidende, ist die Metallschicht

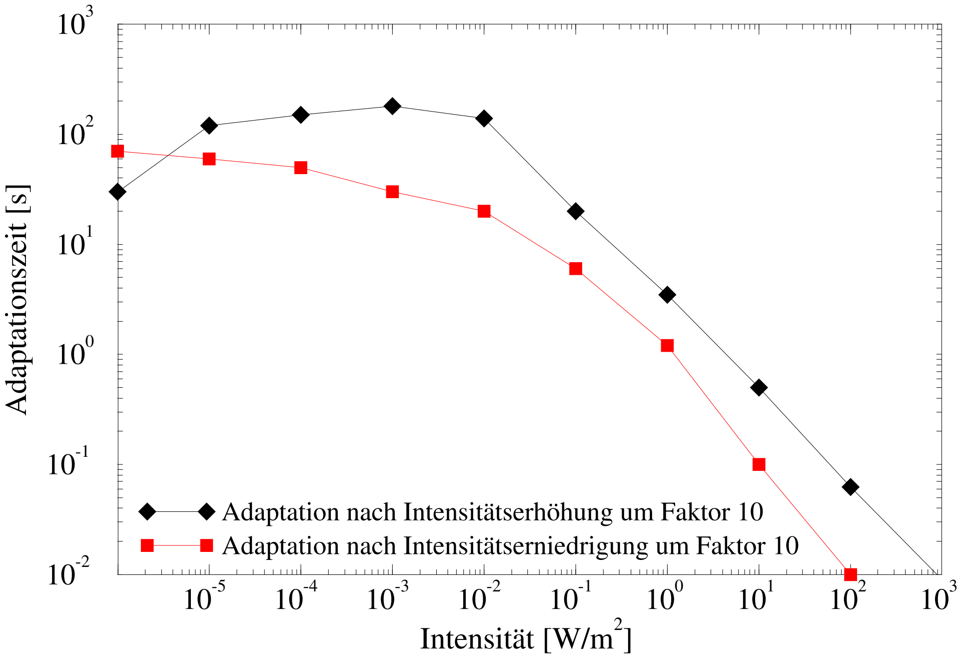


Abbildung 5.6: Intensitätsabhängigkeit der Adaptationszeit beim Standardpixel aus der 3 × 3 Matrix. Bei hohen Intensitäten fällt die Kurve stark ab, da parasitäre Photoströme im adaptiven Element zu einer schnelleren Adaptation führen.

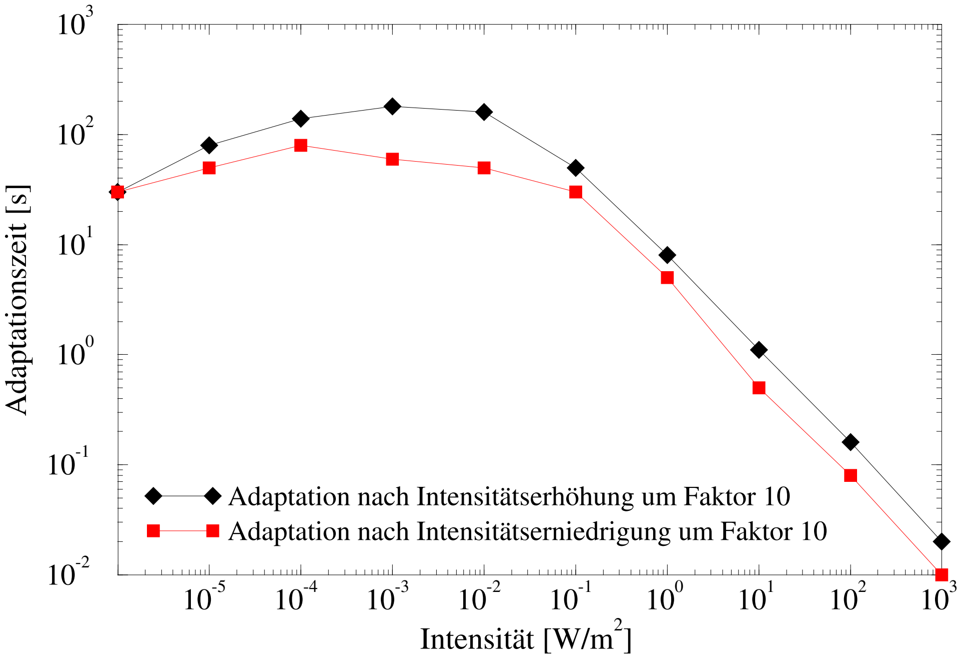


Abbildung 5.7: Intensitätsabhängigkeit der Adaptationszeit bei einem Pixel der 20 × 20 Matrix. Das Verhalten entspricht dem des Standardpixels in Abb. 5.6.

nicht durch Leiterbahnen unterbrochen, wie es bei den Pixeln der 3 × 3 Matrix und der 20 × 20 Matrix der Fall ist. Die Messung hat damit die Notwendigkeit einer sehr guten Lichtabschirmung bewiesen, wenn es um die Erzielung konstanter Adaptationszeiten über einen großen dynamischen Bereich geht.

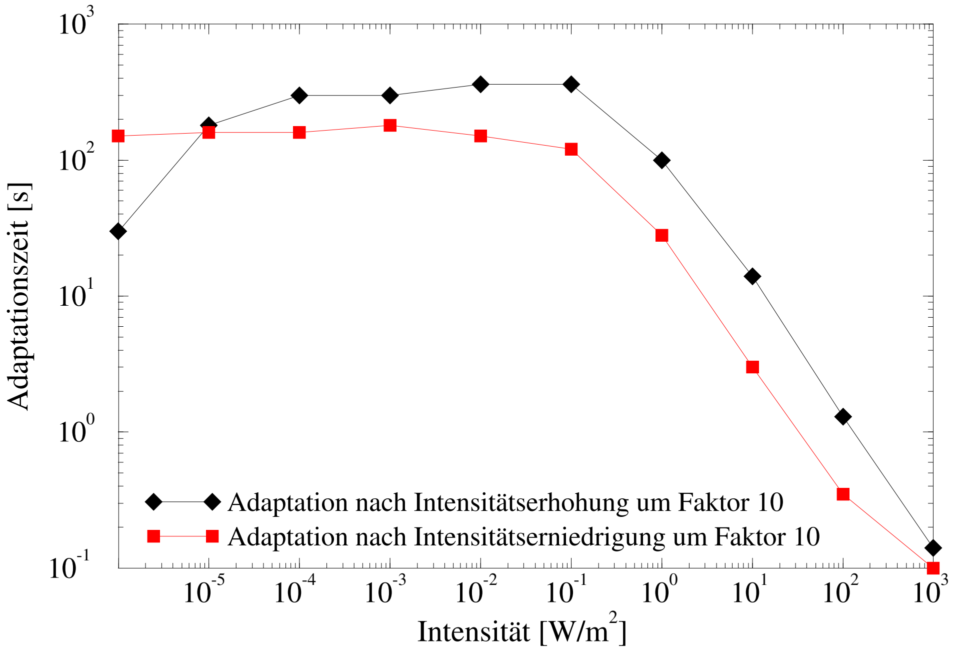


Abbildung 5.8: Intensitätsabhängigkeit der Adaptationszeit bei dem Pixel mit verändertem Kapazitätsverhältnis. Die Kurve fällt im Gegensatz zum Standardpixel erst eine Dekade später ab, da die Pixelelektronik besser gegen Licht abgeschirmt ist.

5.3 Übertragungsfunktion

Der adaptive Photorezeptor weist die Übertragungseigenschaften eines Bandpaßfilters auf. Bei niedrigen Frequenzen existiert ein Übergang von niedriger zu hoher Verstärkung aufgrund des Adaptationsverhaltens und der damit verbundenen unterschiedlichen statischen und transienten Antwort. Bei hohen Frequenzen fällt die Verstärkung wegen kapazitiver Belastung des Pixelverstärkers und der Photodiode wieder ab. In den Messungen sollte die Lage der beiden Grenzfrequenzen sowie ihre Abhängigkeit von Parametern wie Intensität und Biasspannung untersucht werden. Dazu wurde der Laser mit einer Sinusschwingung der entsprechenden Frequenz moduliert, wobei die die Modulationsamplitude 50 % des Offsets betrug. Bei einer Intensität von 10 W/m^2 entspricht dies einer Amplitude von 5 W/m^2. Der aufgetragene Meßwert stellt jeweils die Peak-Peak-Spannung dar, das heißt die doppelte Amplitude der am Ausgang auftretenden Schwingung.

5.3.1 Variation der Biasspannung V_b

Abb. 5.9 zeigt die Messung der Übertragungsfunktion an einem Pixel der 20 × 20 Matrix bei einer Grundintensität von 10 W/m^2. Die beiden dargestellten Kurven unterscheiden sich in der Biasspannung V_b, die den Querstrom durch den invertierenden Verstärker des Rezeptors festlegt. Bei höherer Spannung V_b sinkt der Querstrom und der Rezeptor wird langsamer. Dies ist daran zu erkennen, daß die obere Grenzfrequenz bei $V_b = 4.2$ V im Gegensatz zu $V_b = 3.5$ V etwas nach unten verschoben wird. Durch eine weitere Erhöhung der Biasspannung läßt sich der Pixel so verlangsamen, daß die Grenzfrequenz unter 100 Hz liegt und das Flackern der künstlichen Raumbeleuchtung nicht mehr wahrgenommen wird (vgl. Abschnitt 2.4.3).

Im Vergleich mit der Simulation (Abb. 2.12) ergibt sich, daß die Verstärkung in der gemessenen Übertragungsfunktion etwa 2 – 3 Dekaden früher zusammenbricht. Dies liegt an zusätzlichen, in der Simulation nicht berücksichtigten Kapazitäten wie der Ausleseleitung und dem Gate des Ausleseverstärkers, die vom Pixel getrieben werden müssen. Sie sorgen dafür, daß der Pixelverstärker langsamer wird. Auffällig ist auch der Peak, der bei 50 kHz in oberen Meßkurve auftritt. Er wird durch eine Resonanz erzeugt, deren Position maßgeblich durch die Ausgangslast bestimmt wird.

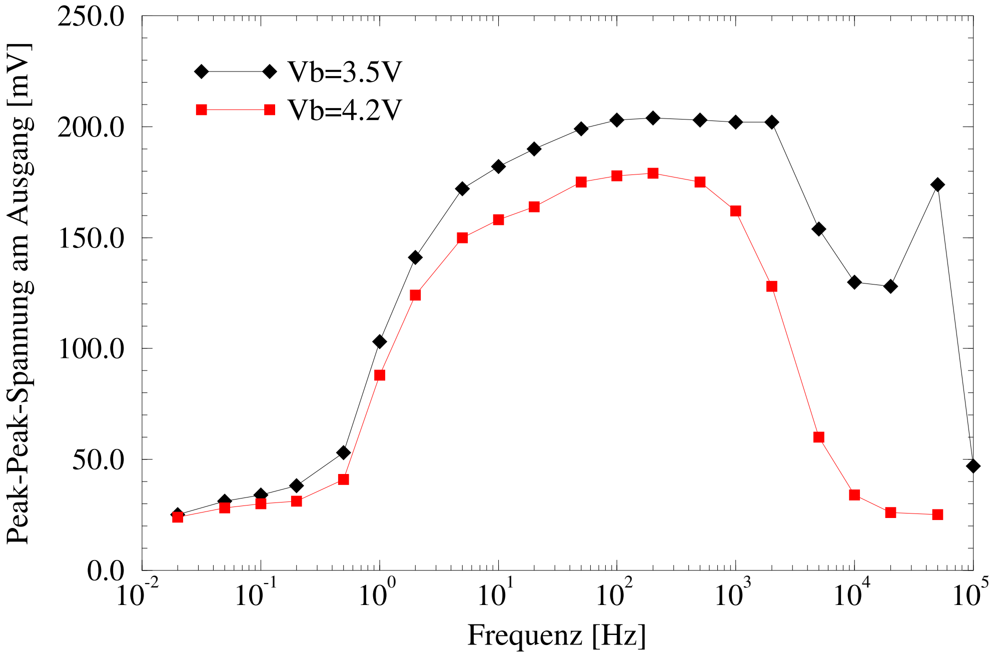


Abbildung 5.9: Übertragungsfunktion des 20 × 20 Matrixpixels für zwei unterschiedliche Biasspannungen V_b bei einer mittleren Intensität von 10 W/m^2. Aufgetragen ist die doppelte Amplitude (Peak-Peak) der Ausgangsspannung über der Modulationsfrequenz des stimulierenden Lasers.

Der Übergang von der statischen zur transienten Verstärkung befindet sich etwa bei 1 Hz. Dies ist konsistent mit der Messung der Adaptationszeit (Abb. 5.7), die bei einer Intensität von 10 W/m^2 in der Größenordnung von einer Sekunde liegt. Bei dieser Intensität ist sie bereits um zwei Dekaden unter die bei voller Lichtabschirmung erreichbare Adaptationszeit gefallen. Aus diesem Grund ist die untere Grenzfrequenz gegenüber der Simulation nur um einen Faktor 10 nach links verschoben, obwohl wegen der falschen Subthresholdsimulation ein Faktor 500 – 1000 zu erwarten wäre.

Die gleiche Messung wurde auch an einem Standardpixel der 3 × 3 Matrix durchgeführt. Sie ist in Abb. 5.10 dargestellt. Im Vergleich zum 20 × 20 Matrixpixel lassen sich drei Unterschiede feststellen, die auf den fehlenden Ausleseverstärker zurückzuführen sind. Zunächst ist die Ausgangsspannung etwa doppelt so hoch, da durch den Ausleseverstärker bei der großen Matrix eine Spannungsdämpfung auftritt, die der Standardpixel nicht aufweist. Dann zeigt sich, daß der Resonanzpeak nach links gewandert ist und sich nun bei etwa 500 Hz befindet. Dies liegt an der Tatsache, daß der Pixel direkt das Ausgangspad mit der angeschlossenen Elektronik treiben muß. Die kapazitive Last ist deutlich höher als bei der 20 × 20 Matrix und führt zu einer Reduzierung der Resonanzfrequenz.
Schließlich ist ein starker Abfall der Ausgangsamplitude für die Biasspannung $V_b = 4$ V zu erkennen. Die Ausgangsspannung beträgt nur noch etwa ein Drittel des Wertes, der sich für $V_b = 3.5$ V ergibt. Der Grund hierfür liegt in dem kleinen Querstrom des Pixelverstärkers von einigen nA und dem damit verbundenen hohen Ausgangswiderstand des Pixels. Der zur Messung nachgeschaltete Operationsverstärker besitzt einen Eingangswiderstand, der mit einigen GΩ in der gleichen Größenordnung liegt. Damit ergibt sich ein Spannungsteiler aus dem Ausgangswiderstand der Pixels und dem Einganswiderstand der Operationsverstärkers, und ein Teil des Ausgangssignals fällt bereits im Pixel ab. Die Meßelektronik, die das Signal des Operationsverstärkers weiterverarbeitet, registriert folglich eine verringerte Ausgangsamplitude.

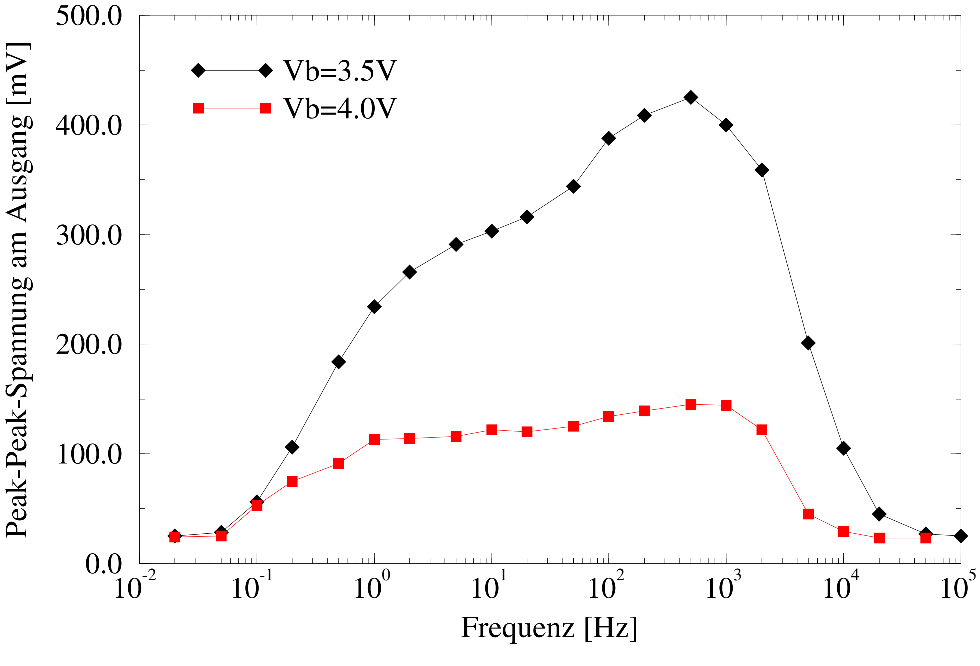


Abbildung 5.10: Übertragungsfunktion des Standardpixels aus der 3 × 3 Matrix für zwei unterschiedliche Biasspannungen V_b bei einer mittleren Intensität von 10 W/m^2. Für $V_b = 4.0$ V sinkt die Ausgangsamplitude stark ab, da sich der Ausgangswiderstand des Pixels dem Eingangswiderstandes des zur Messung verwendeten Operationsverstärkers nähert. Dadurch fällt ein Teil der Ausgangsspannung bereits im Pixel ab und kann nicht mehr gemessen werden.

5.3.2 Variation der Beleuchtungsintensität

Die Übertragungsfunktion zeigt neben der Abhängigkeit von der Biasspannung V_b auch eine Abhängigkeit von der Beleuchtungsintensität. Dazu ist in Abb. 5.11 die Messung am 20 × 20 Matrixpixel bei drei verschiedenen Intensitäten dargestellt, wobei jeweils $V_b = 3.5$ V gewählt wurde. Die Kurve mit 10 W/m^2 entspricht dabei der Kurve für $V_b = 3.5$ V in Abb. 5.9.

Wird die Intensität verringert, verschiebt sich sowohl die obere als auch die untere Grenzfrequenz zu kleineren Frequenzen hin. Die Ursache für die Änderung der unteren Grenzfrequenz, das heißt des Übergangs zwischen statischer und transienter Verstärkung, läßt sich mit Hilfe der intensitätsabhängigen Adaptationszeit in Abb. 5.7 erklären. Für niedrige Intensitäten benötigt die Adaptation relativ lange, so daß auch bei langsamen Frequenzen eine hohe Verstärkung vorliegt. Für hohe Intensitäten sinkt die Adaptationszeit, woraus für kleine Frequenzen eine geringere Verstärkung resultiert. Die hohe Verstärkung bleibt nur für große Frequenzen erhalten, die Grenzfrequenz hat sich verschoben.

Die Verringerung der oberen Grenzfrequenz bei einer Intensitätsabnahme liegt darin begründet, daß der in der Diode erzeugte Photostrom ebenfalls abnimmt. Dieser Strom muß die Gate-Kanal-Kapazitäten der angeschlossenen Transistoren umladen. Je geringer der Ladestrom, desto länger die Ladezeit und desto geringer die maximale Übertragungsfrequenz. Bei Intensitäten unterhalb von 10 μW/m^2 wird der Pixel so langsam, daß die obere Grenzfrequenz bereits bei einigen Sekunden liegt und schnellere Änderungen nicht mehr wahrgenommen werden.

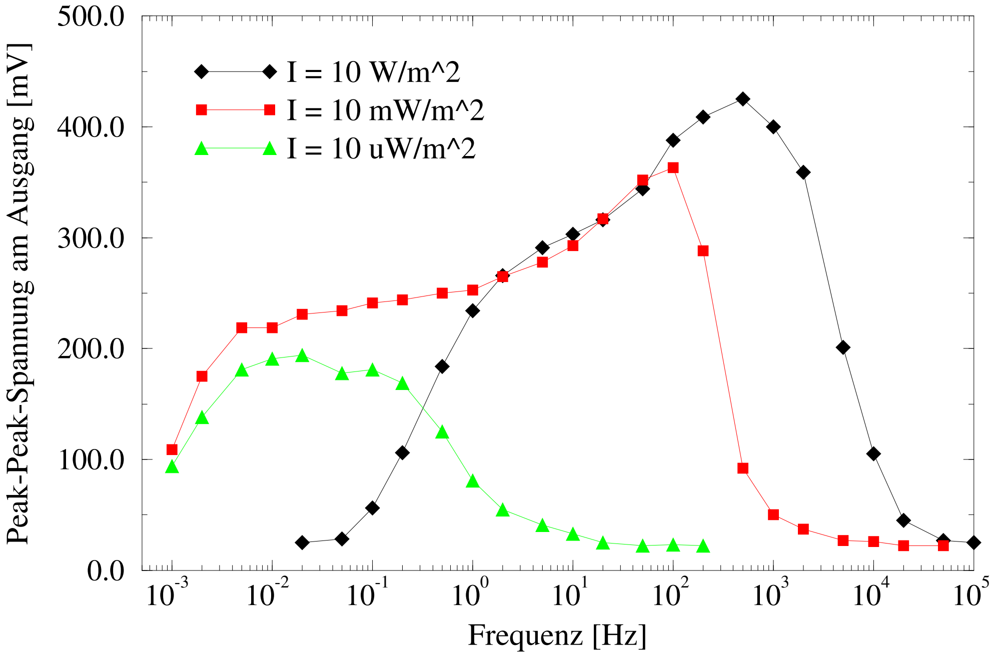


Abbildung 5.11: Übertragungsfunktion des 20 × 20 Matrixpixels für verschiedene Beleuchtungsintensitäten bei einer Biaspannung von $V_b = 3.5$ V. Für kleine Intensitäten verschiebt sich sowohl die obere Grenzfrequenz aufgrund des kleineren Photodiodenstroms, als auch die untere Grenzfrequenz aufgrund der intensitätsabhängigen Adaptationszeit.

Abb. 5.12 zeigt die Messung der Übertragungsfunktion beim Standardpixel der 3×3 Matrix, wobei die Kurven ebenfalls für 3 unterschiedliche Intensitäten aufgenommen wurden. Die einzelnen Kurvenverläufe entsprechen prinzipiell dem Verhalten des 20×20 Matrixpixels und lassen sich mit den dazu gemachten bzw. den im Abschnitt 5.3.1 geschilderten Erläuterungen verstehen.

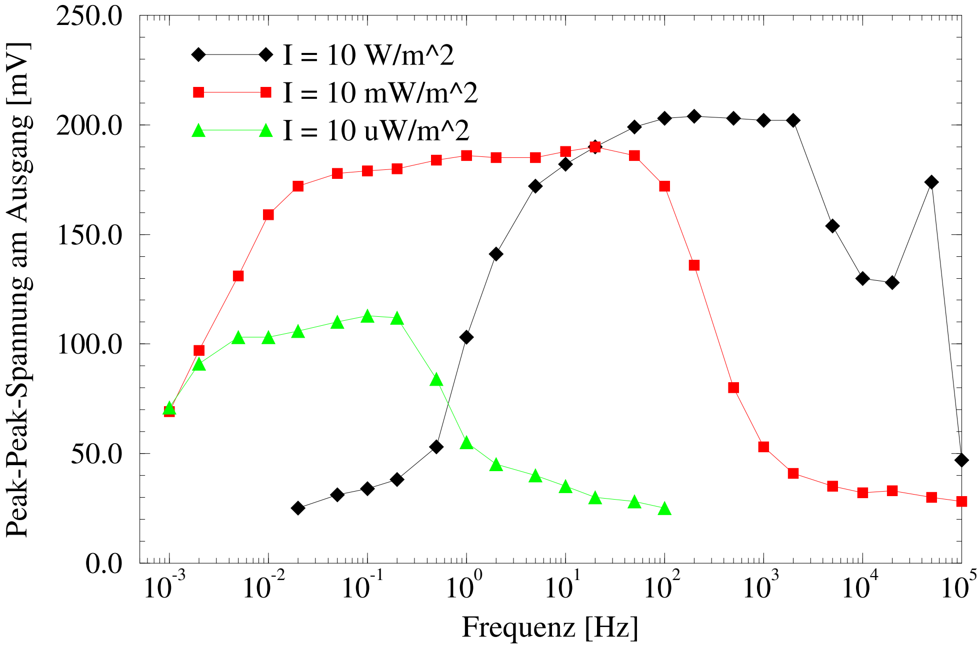


Abbildung 5.12: Übertragungsfunktion des Standardpixels aus der 3×3 Matrix für verschiedene Beleuchtungsintensitäten bei einer Biasspannung von $V_b = 3.5$ V. Das qualitative Verhalten entspricht dem des 20×20 Matrixpixels in Abb. 5.11.

5.4 Kontinuierliche Messung über 7 Dekaden

Am Ende des zweiten Kapitels wurde eine Simulation vorgestellt (siehe Abb. 2.13), die auf einer über mehrere Dekaden kontinuierlich verlaufenden Stimulation beruht. Mit Hilfe des modulierbaren Lasers und der Neutralfilter war es möglich, die der Simulation entsprechende Messung am Photorezeptor durchzuführen. Der Laser wurde dabei mit einer Frequenz von 2 Hz um einen Faktor 2 moduliert. Durch Herausziehen von jeweils einem Neutralfilter ließ sich die Intensität alle 3 Sekunden um einen Faktor 10 erhöhen. Der insgesamte abgedeckte Intensitätsbereich erstreckt sich etwa von 1 μW/m^2 bis 10 W/m^2.

Die Reaktion des Standardpixels auf diese Stimulation ist in Abb. 5.13 dargestellt. Sie entspricht im wesentlichen den Erwartungen, zeigt jedoch auch Abweichungen von der Simulation. Zunächst ist die relativ hohe Verstärkung der schnellen Lasermodulation zu erkennen, die sich aufgrund des transienten Antwortverhaltens ergibt. Über den gesamten Bereich von sieben Dekaden steigt die Kurve dagegen nur sehr schwach an, da hierfür die geringe statische Verstärkung verantwortlich ist. Das Adaptationsverhalten läßt sich

daran beobachten, daß der Pixel nach jedem Herausziehen eines Neutralfilters eine überhöhte Reaktion zeigt und anschließend wieder langsam abfällt. Dieses Verhalten ist in guter Übereinstimmung mit der Simulation.
Allerdings erscheint es merkwürdig, daß das adaptierte Niveau nach der letzten Intensitätserhöhung niedriger liegt als zuvor. Nach den bisherigen Messungen sollte die logarithmische Kennlinie bis zu einer Intensität von 10 kW/m^2 monoton ansteigen. Tatsächlich ist dies auch der Fall, der hier beobachtete Effekt hat eine andere Ursache. Die Zeit, die zur vollständigen Adaptation benötigt wird, liegt bei einigen 10 Sekunden. Innerhalb der 3 Sekunden, die bis zum nächsten Intensitätssprung vergehen, kann der Pixel das adaptierte Niveau also nicht erreichen. Nach dem letzten Sprung liegt die Intensität aber bereits so hoch, daß sich die Adaptationszeit deutlich verringert (vgl. Abschnitt 5.2.3). Sie liegt hier nur noch bei 2 Sekunden, so daß der Rezeptor vollständig adaptieren kann und so mit der Spannung unter den Wert der vorigen Dekade kommt.

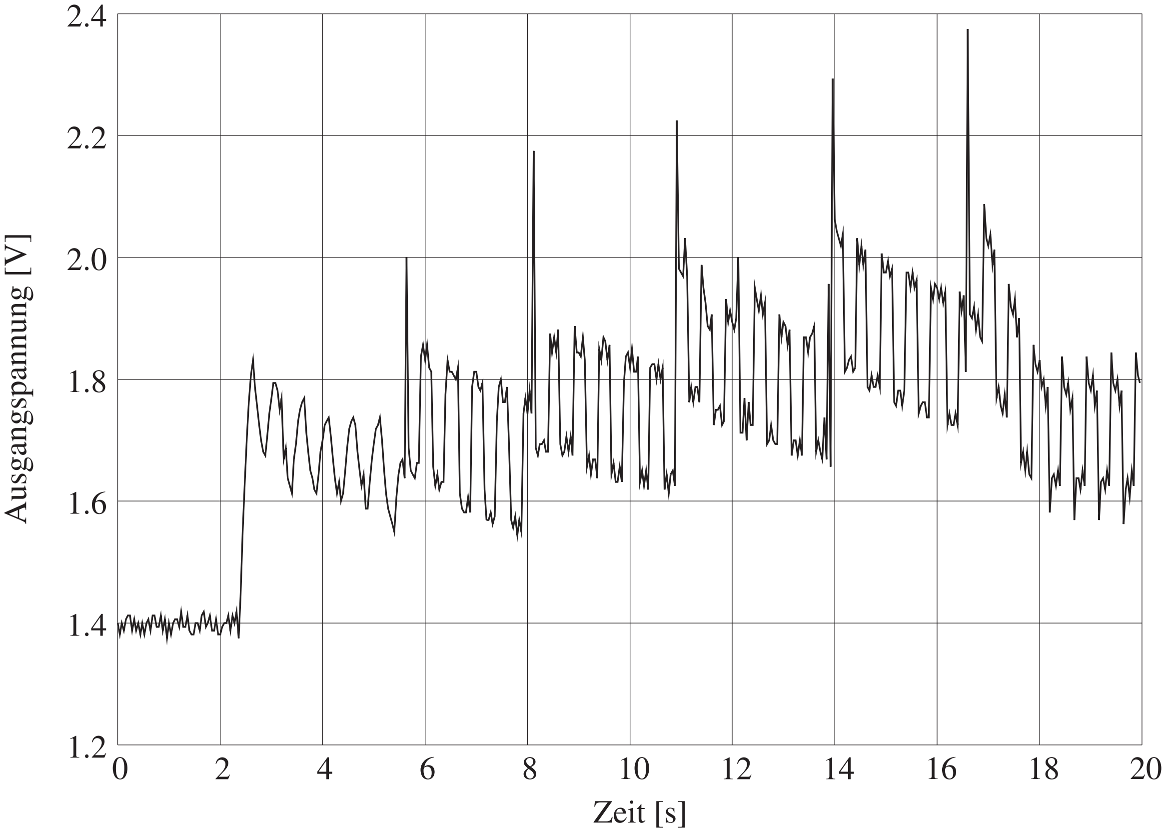


Abbildung 5.13: Kontinuierliche Messung am Standardpixel über 7 Dekaden. Die Stimulation erfolgte mit einer Modulationsfrequenz von 2 Hz und einer Modulationstiefe von einem Faktor 2. Zusätzlich wurde die Intensität etwa alle 3 Sekunden durch Herausziehen eines Neutralfilters um eine Dekade erhöht. Damit entspricht die Messung der in Abb. 2.13 dargestellten Simulation. Die Reaktion des Rezeptors ist über der Zeit aufgetragen. Zu Erkennen ist die hohe Verstärkung des mit 2 Hz modulierten Laserlichts und die schwach ansteigende statische Antwort auf die starke, aber nur alle 3 Sekunden erfolgende Intensitätserhöhung.

5.5 Rauschen

5.5.1 Intensitätsabhängigkeit

Das Rauschen des adaptiven Photorezeptors bestimmt den minimalen Kontrastunterschied, der noch aufgelöst werden kann. Insbesondere bei der schwachen logarithmischen Kennlinie der statischen Antwort, die eine Steigung von 10 – 20 mV/Dekade aufweist, zeigt das Rauschen einen deutlichen Einfluß auf die Kontrastempfindlichkeit. In Abb. 5.14 ist das sog. *RMS*[1]*-Rauschen*, das die Standardabweichung von vielen, unter gleichen Bedingungen aufgenommenen Meßwerten angibt, in Abhängigkeit von der Intensität dargestellt. Die Messung erfolgte mit Hilfe eines digitalen Speicherozsilloskops. Es führt die zur Ermittlung der Standardabweichung notwendigen Berechnungen selbständig durch.
Die Hauptrauschquelle des adaptiven Pixels wird von der Photodiode mit dem logarithmierenden Transistor gebildet. Der Photostrom durch die Diode besteht aus einem mittleren Gleichstrom I_{photo} und einem durch *Schrotrauschen*[2] verursachten Wechselanteil i_r, für den die Formel

$$i_r^2 = 2\, e\, I_{photo}\, \Delta f \tag{5.2}$$

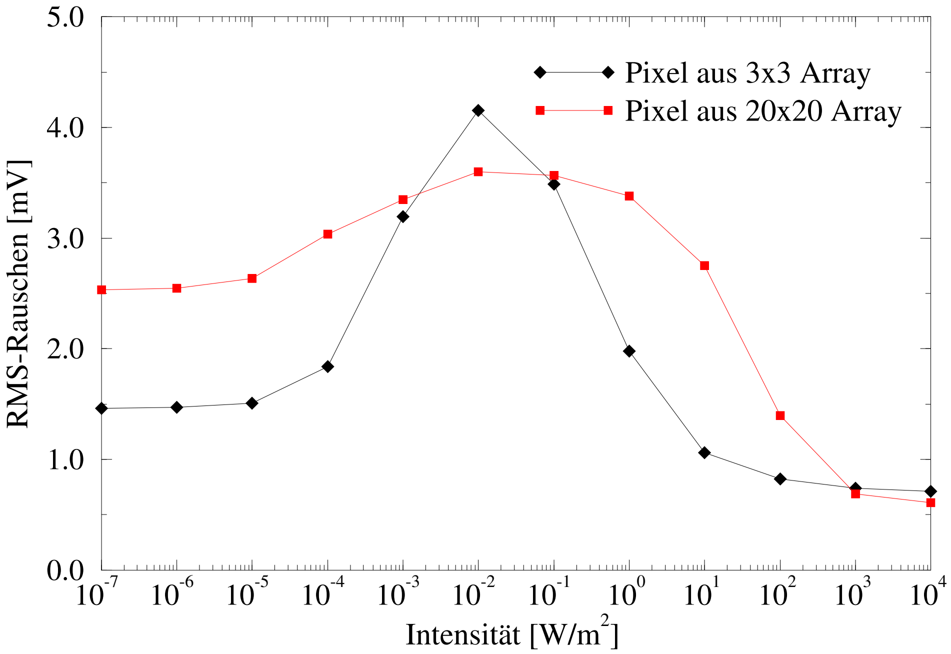


Abbildung 5.14: RMS-Rauschen des Rezeptorausgangs in Abhängigkeit von der Intensität. Zur Messung wurde der Pixel jeweils mit konstantem Laserlicht der entsprechenden Intensität beleuchtet.

---

[1] RMS (Root Mean Square) = Standardabweichung

[2] Das Schrotrauschen entsteht bei einem Stromfluß durch die zeitliche Verteilung der Ladungsträger. Der zeitliche Abstand zwischen jeweils zwei Elektronen ist nicht konstant, sondern unterliegt statistischen Schwankungen. Kommen zwei Elektronen dicht hintereinander, ergibt sich eine kurze Stromerhöhung. Liegt ein großer Abstand dazwischen, führt dies kurzzeitig zu einem geringeren Strom. Die ständig schwankende Stromstärke ist als Rauschen zu beobachten.

gilt (aus [13]). Dabei steht e für die Elementarladung und Δf für die Bandbreite des Photorezeptors, die sich aus der Übertragungsfunktion in Abschnitt 5.3 ergibt. Da der Photostrom in eine logarithmische Ausgangsspannung konvertiert wird, spielt der absolute Wert des Rauschstroms i_r keine Rolle. Es kommt vielmehr auf das Verhältnis von i_r zu I_{photo} an, so daß die Definition einer dimensionslosen Rauschleistung P sinnvoll ist:

$$P = \frac{i_r^2}{I_{photo}^2} = \frac{2\, e\, I_{photo}\, \Delta f}{I_{photo}^2} = \frac{2\, e\, \Delta f}{I_{photo}}. \tag{5.3}$$

Die Formel läßt zwei Eigenschaften des Pixelrauschens erkennen: Es sinkt mit steigendem Photostrom I_{photo}, also steigender Intensität, und wächst mit steigender Pixelbandbreite Δf. Bei der Messung der Übertragungsfunktion hat sich jedoch gezeigt, daß die Bandbreite des Rezeptors mit abnehmender Intensität kleiner wird. Die obere Grenzfrequenz verschiebt sich nach unten. Damit arbeiten die beiden Effekte, die einen intensitätsabhängigen Einfluß auf das Rauschen haben, gegeneinander.

Die Auswirkungen sind bei der Messung in Abb. 5.14 zu sehen. Obwohl die spektrale Rauschspannungsdichte um mehrere Dekaden schwankt (die Messungen dazu werden in den nächsten beiden Abschnitten vorgestellt), variiert das RMS-Rauschen, das gewissermaßen eine Integration über alle Frequenzen darstellt, nur maximal um einen Faktor 5. Das bei einer Intensitätsverringerung zu erwartende höhere Rauschen wird durch die gleichzeitig zurückgehende Bandbreite teilweise ausgeglichen. Besonders bei dem Pixel aus der 20 × 20 Matrix ist das Rauschen über einen Intensitätsbereich von 7 Dekaden ($10^{-7} - 1$ W/m^2) nahezu konstant. Der Abfall bei hohen Intensitäten ist zu verstehen, wenn die Eigenschaften der Pixelbandbreite etwas genauer betrachtet werden. Durch Erhöhung der Intensität läßt sich die Grenzfrequenz, ab der die Verstärkung zusammenbricht, nicht beliebig weit nach oben verschieben. Ab einer bestimmten Schwelle wird sie nicht mehr durch die Photodiode und den logarithmierenden Transistor festgelegt, sondern durch den intensitätsunabhängig arbeitenden Pixelverstärker. Damit steigt die Bandbreite bei größer werdender Intensität nicht mehr an, das Schrotrauschen geht aber dennoch weiter zurück. Insgesamt folgt daraus ein geringeres RMS-Rauschen.

Für die Empfindlichkeit ist jedoch nicht das absolute Rauschen maßgeblich, sondern das sog. *Signal-Rausch-Verhältnis.* Es gibt das Verhältnis zwischen dem RMS-Rauschen und einem Ausgangssignal, das durch eine definierte Stimulation des Systems erzeugt wird, an. Zur Bestimmung des Signal-Rausch-Verhältnisses beim adaptiven Photorezeptor wurde der Pixel mit einem sinusförmig modulierten Lasersignal angeregt. Es diente als definiertes Nutzsignal. Die Modulationsfrequenz betrug 10 Hz, die Amplitude lag bei 50 % der mittleren Intensität. Das Signal wird damit vom Pixel als schnelle Stimulation angesehen und mit der hohen transienten Verstärkung übertragen. Der jeweilige Meßwert entspricht der am Ausgang auftretenden Peak-Peak-Spannung, also der doppelten Schwingungsamplitude. Schließlich wurde das Verhältnis aus dem RMS-Rauschwert und der dem Nutzsignal entsprechenden Spannung gebildet.

Das so gewonnene Signal-Rausch-Verhältnis ist in Abb. 5.15 über der Intensität aufgetragen. Die Skala ist in dB (Dezibel) ausgelegt, was einer logarithmischen Darstellung gemäß der Definition

$$Signal-Rausch-Verhältnis\ [dB] = 20\ \log \frac{Nutzsignal\ [V]}{RMS-Rauschen\ [V]} \tag{5.4}$$

entspricht. Allgemein zeigt sich bei hohen Intensitäten ein großes Signal-Rausch-Verhältnis (40 – 50 dB) und bei kleinen Intensitäten ein niedriges Verhältnis (< 20 dB). Dies liegt daran, daß zum einen das Rauschen für hohe Intensitäten abfällt, die Verstärkung des Nutzsignals aber im wesentlichen konstant bleibt. Zum anderen ändert sich zwar bei kleinen Intensitäten nicht viel am Rauschen, dafür bricht aber die Verstärkung des Nutzsignals zusammmen (vgl. Messung der transienten Verstärkung in Abschnitt 5.1). Insgesamt ergibt sich ein gutes Verhältnis von Nutzsignal zu Rauschen. Dieses verschlechtert sich jedoch stark, wenn das Nutzsignal nicht mit der transienten, sondern mit der statischen Kennlinie übertragen wird. Die statische Kennlinie weist bei dem 20 × 20 Matrixpixel eine Steigung von nur 10 mV pro Dekade auf, so daß eine Rauschspannung von 3 mV bereits 30 % einer Intensitätsdekade entspricht. Damit ist die Kontrastempfindlichkeit bei statischen Signalen sehr gering.

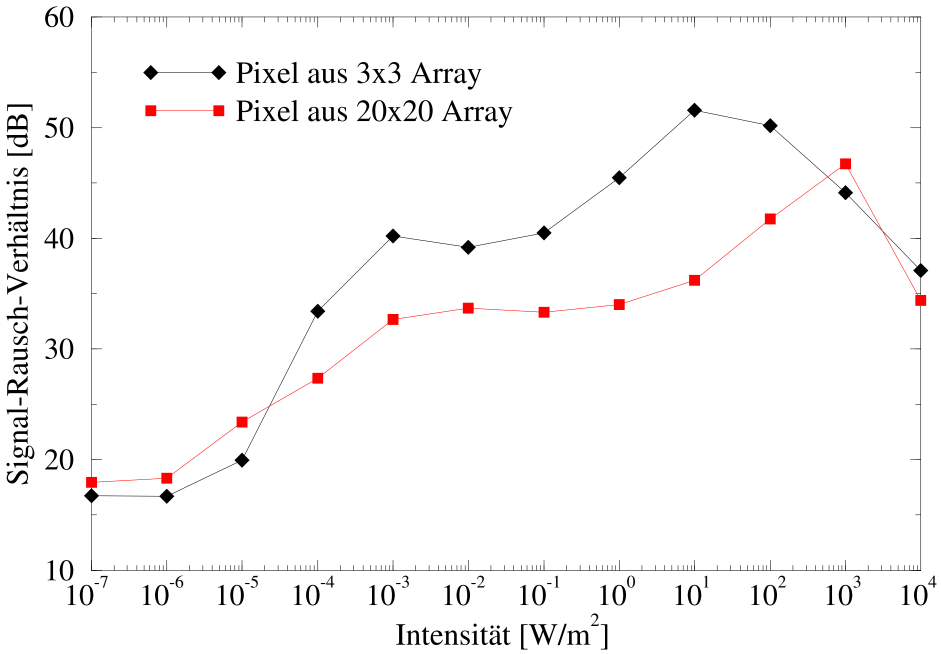


Abbildung 5.15: Signal-Rausch-Verhältnis des Photorezeptors in Abhängigkeit von der Intensität. Dazu wurde der Quotient aus einem definierten Nutzsignal (Peak-Peak-Spannung am Pixelausgang bei Stimulation mit einer Sinusfrequenz von 10 Hz) und dem RMS-Rauschen gebildet.

5.5.2 Rauschspektrum des 20 × 20 Matrixpixels

Bisher wurde nur das Gesamtrauschen des Rezeptors untersucht, das alle zum Rauschen beitragenden Frequenzanteile enthält. Nun soll nach der spektralen Zusammensetzung gefragt werden: Welche Frequenz trägt wie stark zum Gesamtrauschen bei? Zur Messung des Rauschspektrums stand ein Spektrumanalysator zur Verfügung, der für alle Frequenzen im Bereich von 2 Hz – 1.8 GHz jeweils die Rauschleistung pro Hz bestimmen kann. Die beiden Abbildungen 5.16 und 5.17 zeigen das Rauschspektrum eines 20 × 20 Matrixpixels bei einer Biasspannung von $V_b = 3.5$ V bzw. $V_b = 4.2$ V. Dabei wurde die Beleuchtungsintensität konstant auf 10 W/m^2 gehalten. Es ist jedoch nicht die Rauschleistung pro Hz, sondern die Rauschspannung (in dBV) pro $\sqrt{Hz}$ aufgetragen,

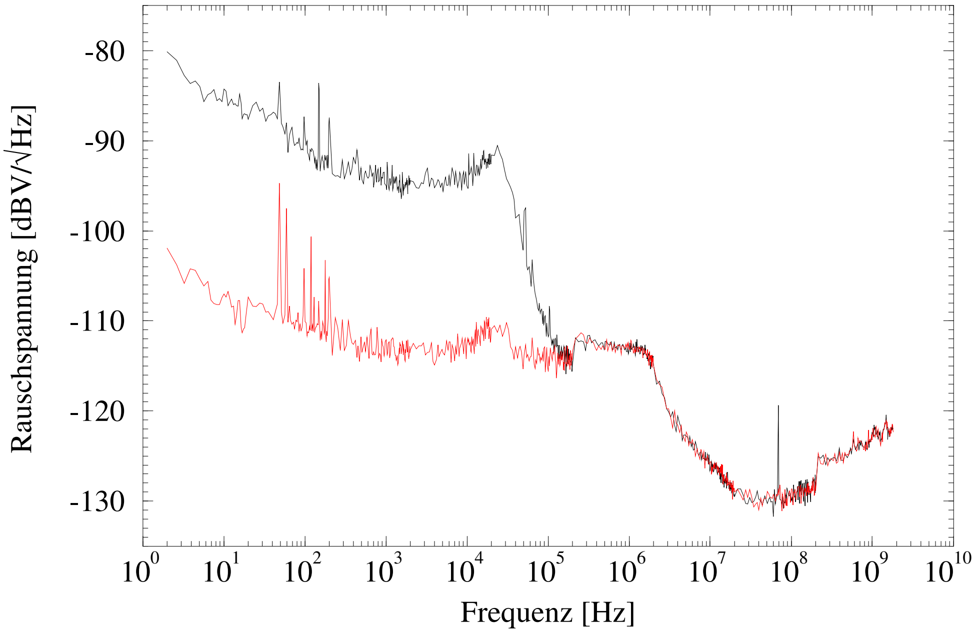


Abbildung 5.16: Rauschspektrum eines Pixels der 20 × 20 Matrix bei einer Biasspannung von $V_b = 3.5$ V. Der Pixel wurde während der Messung konstant mit einer Intensität von 10 W/m^2 beleuchtet. Die untere Kurve zeigt das Eigenrauschen des Meßsystems, das für Frequenzen bis etwa 100 kHz deutlich unter dem Rezeptorrauschen liegt.

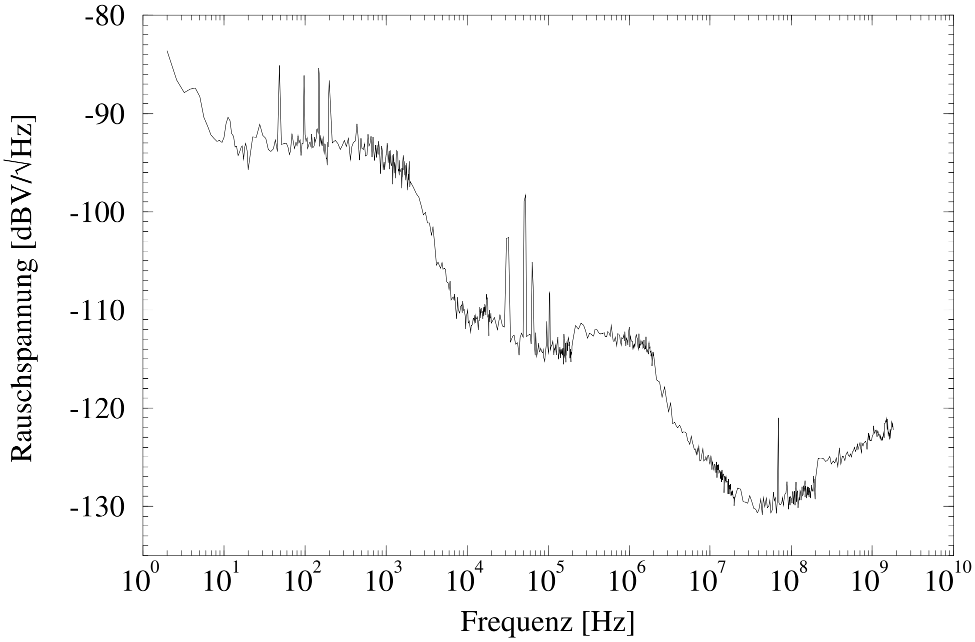


Abbildung 5.17: Rauschspektrum eines Pixels der 20 × 20 Matrix bei einer Biasspannung von $V_b = 4.2$ V. Es ist zu erkennen, daß sich der Abfall des Rauschens bei 5 kHz gegenüber Abb. 5.16 nach links verschoben hat, da der Pixelverstärker aufgrund der höheren Spannung V_b eine Verschiebung der oberen Übertragungs-Grenzfrequenz bewirkt.

die eine entsprechende Rauschleistung an einem 50 Ω Widerstand hervorrufen würde. Die Bezeichnung dBV entspricht der Definition in Gleichung 5.4, wobei sie sich hier auf das Verhältnis von gemessener Rauschspannung zu 1 V bezieht. Gleichzeitig ist in Abb. 5.16 das Rauschspektrum des Meßsystems dargestellt, das für niedrige Frequenzen deutlich unter dem Pixelrauschen liegt und damit die Messung in diesem Bereich nicht beeinträchtigt. Das Meßsystem besteht aus dem Spektrumanalysator und einer aktiven Meßspitze (Probe) mit einem Eingangswiderstand von 100 kΩ und einer sehr kleinen Eingangskapazität von 0.6 pF.

Über einen gewissen Frequenzbereich, der für $V_b = 3.5$ V bis 30 kHz und für $V_b = 4.2$ V bis 1 kHz reicht, ist das Rauschspektrum nahezu konstant. Darüber fällt die Rauschspannung plötzlich unter die Nachweisgrenze ab, so daß die Werte bei hohen Frequenzen nur noch durch das Eigenrauschen des Meßsytems bestimmt sind. Dieser Abfall entspricht der oberen Grenzfrequenz in der Übertragungsfunktion und ist durch die Bandbreite des Pixels festgelegt. Damit gelten auch alle bisher erläuterten Eigenschaften bezüglich der Übertragungsfunktion für das Rauschspektrum. Insbesondere ist im Vergleich der beiden Abbildungen 5.16 und 5.17 die Verschiebung der Grenzfrequenz wiederzufinden, die durch die Erhöhung der Spannung V_b verursacht wird.

Zusätzlich sind eine Reihe von Spitzen im Spektrum festzustellen. Sie haben nichts mit dem Rauschen des Rezeptors zu tun, sondern werden durch elektrische Einstreuungen auf dem Testboard und den Leitungen hervorgerufen. Dadurch treten sie auch auf, wenn die Bandbreite des Pixels auf niedrigere Frequenzen verschoben wurde (Peaks bei 30 – 100 kHz in Abb. 5.17) oder nur das Rauschen des Meßsystems untersucht wird (Peaks bei 50 – 200 Hz in Abb. 5.16). Die Ursache kann in der Netzfrequenz von 50 Hz und in im gleichen Raum betriebenden, elektronischen Geräten liegen. Direkt auf eine elektromagnetische Einstreuung zurückzuführen ist auch der Peak bei 70 MHz, der in jedem gemessenen Rauschspektrum auftritt. Seine genaue Herkunft ist allerdings unklar.

5.5.3 Rauschspektrum des 3 × 3 Matrixpixels

Anhand des Standardpixels aus der 3 × 3 Matrix soll nun noch die Intensitätsabhängigkeit des Rauschspektrums untersucht werden. Dazu wurde das Spektrum bei konstanter Biasspannung $V_b = 3.5$ V für zwei unterschiedliche Intensitäten gemessen. Abb. 5.18 zeigt das Ergebnis für eine Intensität von 10 W/m^2 und Abb. 5.19 für eine Intensität von 1 mW/m^2. Neben den nicht zu beachtenden Spitzen ergibt sich wie beim 20 × 20 Matrixpixel für niedrige Frequenzen ein konstantes Plateau, das ab einer bestimmten Grenzfrequenz abfällt (Abb. 5.18). Allerdings liegt die Grenzfrequenz tiefer und der Abfall erfolgt langsamer. Dies wird durch die höhere kapazitive Belastung des Standardpixels verursacht, der keinen Ausleseverstärker wie die Spalten der 20 × 20 Matrix besitzt.

Bei dunklerer Beleuchtung (Abb. 5.19) sind zwei Effekte zu beobachten: Zum einen erhöht sich das Rauschen bei niedrigen Frequenzen um fast 30 dBV, zum anderen verschiebt sich die Grenzfrequenz nach links. Das Integral über alle Rauschspannungen, welches dem RMS-Rauschen entspricht, bleibt dabei nahezu konstant. Die niedrigere Grenzfrequenz hebt den Effekt der erhöhten Rauschspannung wieder auf (vgl. Abschnitt 5.5.1). Die Erhöhung der Rauschens für kleiner werdende Intensitäten resultiert aus Gleichung 5.3, die die Abhängigkeit des Rauschens vom Photostrom beschreibt. Die Verschiebung der Grenzfrequenz folgt aus der Tatsache, daß der geringere Photostrom die vorhandenen parasitären Kapazitäten nicht mehr so schnell umladen kann.

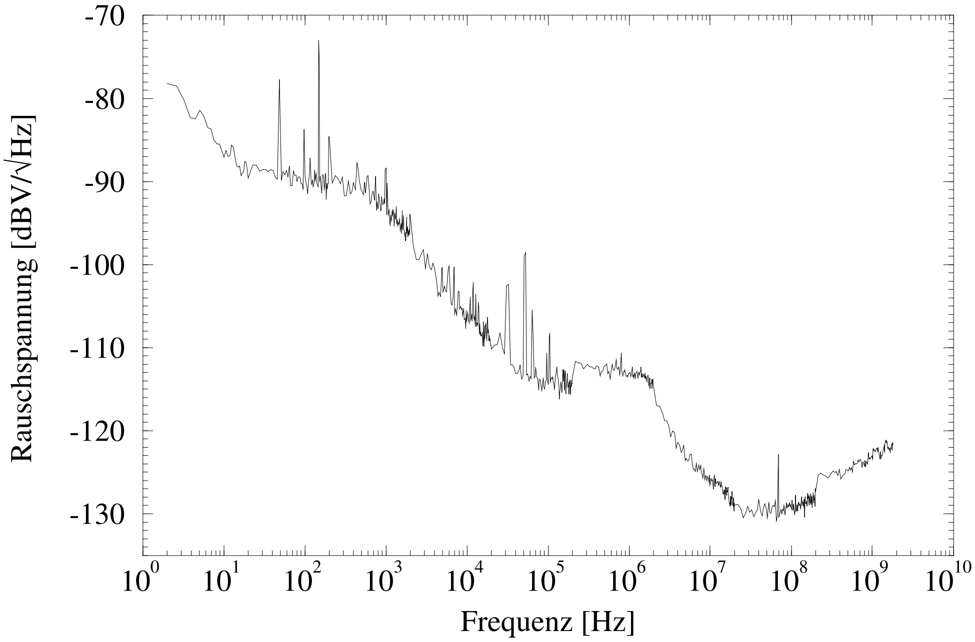


Abbildung 5.18: Rauschspektrum des Standardpixels aus der 3 × 3 Matrix bei einer konstanten Intensität von 10 W/m^2 und einer Biasspannung von $V_b = 3.5$ V. Die obere Grenzfrequenz liegt bei etwa 1 kHz.

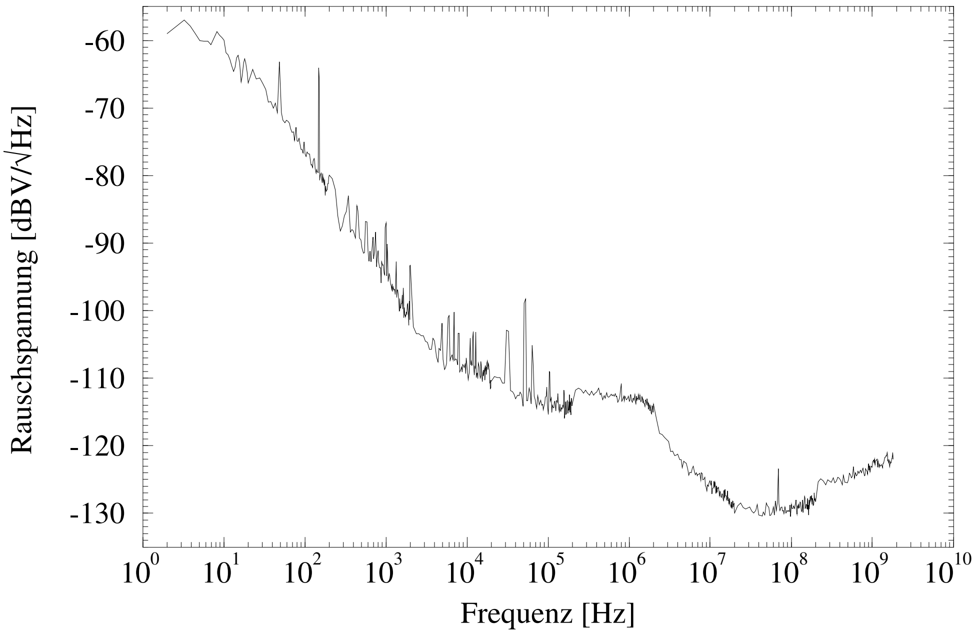


Abbildung 5.19: Rauschspektrum des Standardpixels aus der 3 × 3 Matrix bei einer konstanten Intensität von 1 mW/m^2 und einer Biasspannung von $V_b = 3.5$ V. Die Rauschspannung bei niedrigen Frequenzen ist deutlich erhöht, dafür liegt die Grenze für den Abfall des Spektrums bereits bei etwa 10 Hz.

5.6 Messungen mit dem maximal fokussierten Laser

In den bisherigen Messungen wurde stets mit einem nur schwach fokussierten Laser gearbeitet, der auf dem Chip einen Lichtfleck von etwa 1 mm Durchmesser erzeugte. Auf diese Weise wurde jedoch nicht nur der untersuchte Pixel, sondern auch die Umgebung mit beleuchtet. Nun stehen noch einige Messungen aus, bei denen die entsprechende Chipstruktur gezielt stimuliert werden mußte. Der Lichtfleck sollte dabei so klein wie möglich sein. Nach Passieren des Raumfilters mit der 5 μm Blende war für den Laser ein minimaler Fokusdurchmesser von ebenfalls 5 μm zu erwarten.

5.6.1 Überprüfung der Lichtfleckgröße

Um die wirkliche Größe des Fokusdurchmessers zu bestimmen, wurde eine der länglichen Randdioden verwendet. Diese ist in gewissen Abständen mit Metalleitungen abgedeckt, welche die Verbindung zwischen den Anschlußpads und der Chipelektronik herstellen. Wird nun der Lichtfleck entlang der Photodiode auf eine solche Metalleitung bewegt, so sieht die Diode immer weniger Intensität, bis das Licht schließlich vollständig durch die Metallschicht abgeschirmt wird. Der Abstand zwischen dem Punkt, an dem der Photostrom beginnt, schwächer zu werden, und dem Punkt, an dem der Photostrom sein Minimum erreicht, gibt den Durchmesser des Lichtflecks an. Würde der Laserstrahl ein Gaußprofil aufweisen, so müßte als Durchmesser so etwas wie die Standardabweichung σ angesehen werden. Da jedoch das Profil durch die Lochblende nach außen hin abgeschnitten wurde, besitzt der fokussierte Laser einen schärferen Rand. Die Intensität fällt hier schnell ab, so daß dieser Punkt als Begrenzung des Lichtflecks betrachtet werden kann.
Zur Messung wurde die Geschwindigkeit des Fahrtisches auf 1 μm/s eingestellt. Damit bewegte sich der Chip zunächst in vertikaler Richtung unter dem Laserstrahl entlang. Der von der Photodiode erzeugte Strom wurde in eine Spannung konvertiert und auf einem Oszilloskop dargestellt. Abb. 5.20 zeigt das Verhalten bei einer 6 μm breiten Metalleitung. Die Spannung ist über der Zeit aufgetragen, wobei 1 Sekunde einem Mikrometer entspricht. Am Anfang trifft der gesamte Lichtfleck auf die Diode, was an dem hohen Ausgangssignal zu erkennen ist. Dann nähert er sich der Metalleitung und wird immer mehr von ihr abgeschirmt. Für eine kurze Zeit befindet er sich vollständig auf der Metallschicht (Signal geht auf 0 V). Danach wird die Metallabschirmung auf der anderen Seite wieder verlassen und die Meßspannung erhöht sich. Der Abstand zwischen dem Punkt, an dem gerade noch die maximale Spannung herrscht, und dem Punkt, an dem das Minimum erreicht wird, beträgt etwa 5 μm. Damit entspricht der gemessene Durchmesser genau den Erwartungen.
Die sprungförmige Änderung der Signalhöhe ist dabei weder eine Eigenschaft des Lichtflecks noch der Chipstrukturen. Sie wird durch die Tatsache verursacht, daß der Fahrtisch eine auf Mikrometer gerasterte Positionsregelung besitzt. Bewegt er sich mit einer Geschwindigkeit von 1 μm/s, so hält er jeweils für eine Sekunde die aktuelle Position und springt dann um einen Mikrometer nach vorne. Dadurch gerät der Fahrtisch in Schwingungen, die nach jedem Sprung an der Ausgangsspannung zu beobachten sind.
In Abb. 5.21 ist die gleiche Messung in horizontaler Richtung dargestellt. Die Breite der Metalleitung betrug in diesem Fall 7 μm, was zu einem etwas ausgeprägteren Minimum führt. Insgesamt zeigt sich aber das gleiche Verhalten wie in vertikaler Richtung. Auch hier beträgt der Durchmesser des Lichtflecks 5 μm.

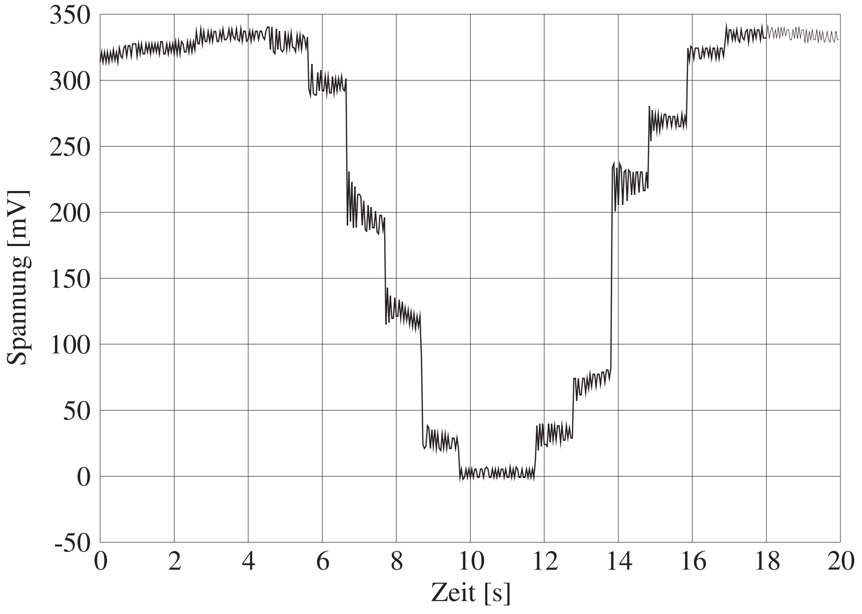


Abbildung 5.20: Messung der vertikalen Ausdehnung durch die Bewegung des Lichtflecks über eine abschirmende Metalleitung. Aufgetragen ist eine zum Photostrom proportionale Spannung über der Zeit, wobei 1 Sekunde einem Mikrometer entspricht. Die dem Durchmesser entsprechende Distanz von maximalem zu minimalem Signalpegel beträgt 5 μm.

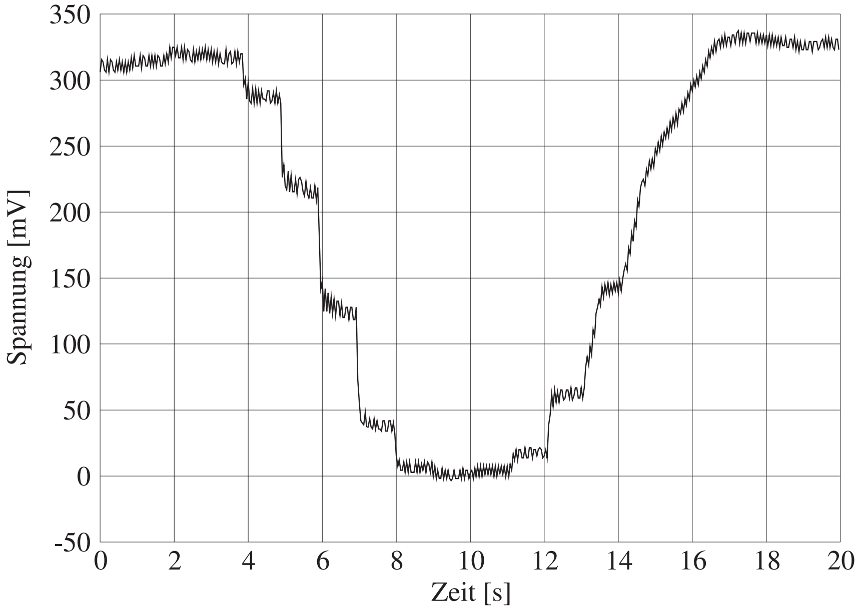
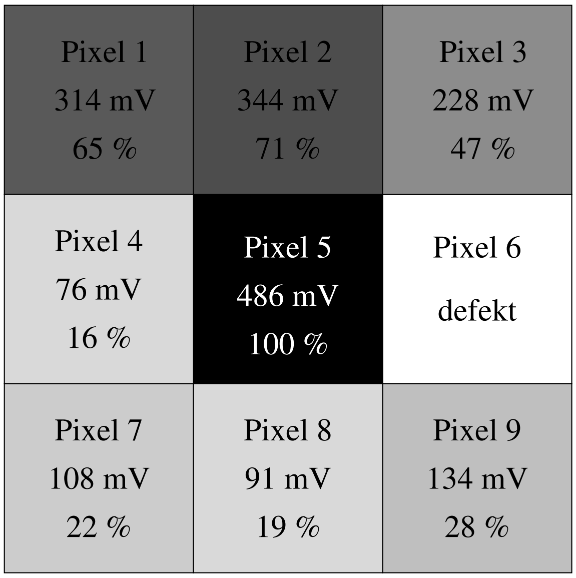


Abbildung 5.21: Messung der horizontalen Ausdehnung des Lichtflecks. Auch hier bestätigt sich der Durchmesser von 5 μm.

5.6.2 Übersprechen zwischen den Pixeln der 3 × 3 Matrix

Mit Hilfe des auf 5 μm fokussierten Laserstrahls war es möglich, das Übersprechen zwischen den einzelnen Pixeln einer Matrix zu bestimmen. Die Photodiode des adaptiven Rezeptors besitzt eine Fläche von 15×15 μm^2, so daß das Laserlicht vollständig auf die Diode gerichtet werden konnte. In Abb. 5.22 ist das Übersprechen zwischen den Pixeln der 3×3 Matrix bei einer Intensität von 250 W/m^2 dargestellt. Die Quadrate entsprechen jeweils den einzelnen Pixeln der Matrix. Zur Messung wurde der mittlere Pixel (Pixel 5) mit einem Rechtecksignal der Frequenz 1 kHz moduliert, wobei die Amplitude bei 50 % des Offsets lag. Ein Rechtecksignal wurde gewählt, weil es höherfrequente Anteile enthält und dadurch ein Übersprechen besonders provoziert. Die angegebenen Spannungen stellen die am Ausgang der Pixel gemessenen Peak-Peak-Spannungen dar. Zusätzlich ist noch angegeben, welchem Prozentsatz die Spannung in Bezug auf die Ausgangsspannung des stimulierten Pixels entspricht. Pixel 6 war defekt und konnte zur Messung nicht herangezogen werden.



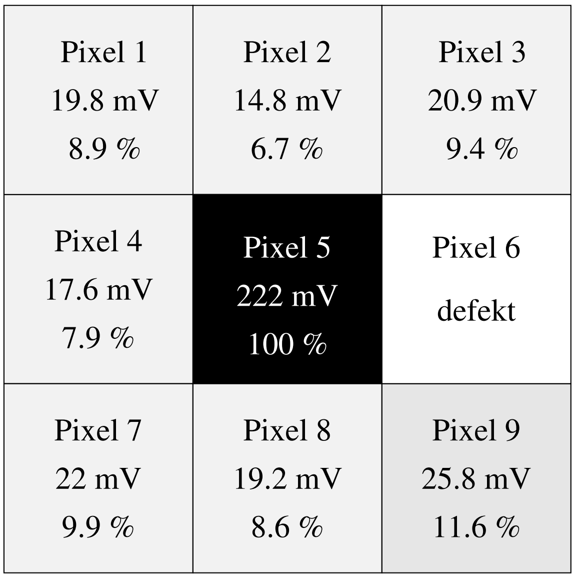
Pixel 1 314 mV 65 %	Pixel 2 344 mV 71 %	Pixel 3 228 mV 47 %
Pixel 4 76 mV 16 %	Pixel 5 486 mV 100 %	Pixel 6 defekt
Pixel 7 108 mV 22 %	Pixel 8 91 mV 19 %	Pixel 9 134 mV 28 %

Abbildung 5.22: Übersprechen zwischen den Pixeln der 3×3 Matrix bei einer Intensität von 250 W/m^2. Dazu wurde der mittlere Pixel mit einem 1 kHz Rechtecksignal stimuliert und die Peak-Peak-Spannung am Ausgang jedes Pixels gemessen.

Die Messung zeigt, daß ein deutliches Übersprechen zwischen den Pixeln existiert. Insbesondere die Pixel 1 – 3 liegen mit ihrem Ausgangssignal bei 50 % oder mehr der Spannung des stimulierten mittleren Rezeptors. Die Ursache dafür ist nicht eindeutig geklärt. Auf jeden Fall scheidet die Vermutung aus, daß der Lichtfleck nicht sauber genug war bzw. konzentrische Beugungsringe existierten, die die anderen Pixel hätten erreichen können. Dann müßte zum einen das Übersprechen symmetrisch bezüglich des mittleren Pixels sein, was nicht der Fall ist. Zum anderen dürfte es sich nicht verändern, wenn der Lichtfleck um ein paar Mikrometer verschoben wird. Tatsächlich verschwindet es jedoch, sobald der Laserstrahl nicht mehr auf die Photodiode, sondern auf die Metallabschirmung trifft. Folglich muß es sich entweder um an den CMOS-Strukturen reflektierte Photonen oder um ein elektrisches Übersprechen handeln. Eine mögliche Erklärung für die Tatsache, daß die oberen Pixel einen stärkeren Effekt zeigen als die unteren, könnte die Verteilung der Substratkontakte sein. In jedem Pixel befinden sich nur zwei Kontakte, weitere liegen oberhalb der Matrix. Über sie muß der gesamte Photostrom abfließen. Fließt ein Teil vom Photostrom des mittleren Pixels nicht über den eigenen Substratkontakt, sondern über die Kontakte oberhalb der Matrix, so muß er zunächst unter der oberen Pixelreihe hindurch. Dabei könnte das beobachtete Übersprechen entstehen.

Diese Vermutung wird dadurch gestützt, daß das Übersprechen bei geringerer Intensität deutlich zurückgeht. Abb. 5.23 zeigt dazu die Messung bei einer Intensität von 250 mW/m^2. Die Ausgangssignale liegen mit einem Absolutwert von 15 - 25 mV fast alle unter 10 % des Referenzsignals vom mittleren Pixel. Damit heben sie sich nur noch wenig von der Rauschgrenze (Peak-Peak-Rauschen etwa 15 mV) ab. Auch weisen die oberen Pixel im Vergleich mit den unteren kein stärkeres Übersprechen mehr auf.

Als Ergebnis läst sich festhalten, daß bei nicht zu hellen Lichtverhältnissen (< 10 W/m^2) nur ein geringes und im Normalfall nicht weiter störendes Übersprechen zu messen ist. Bei hohen Intensitäten steigt dieser Effekt jedoch stark an und ist nicht mehr zu vernachlässigen.



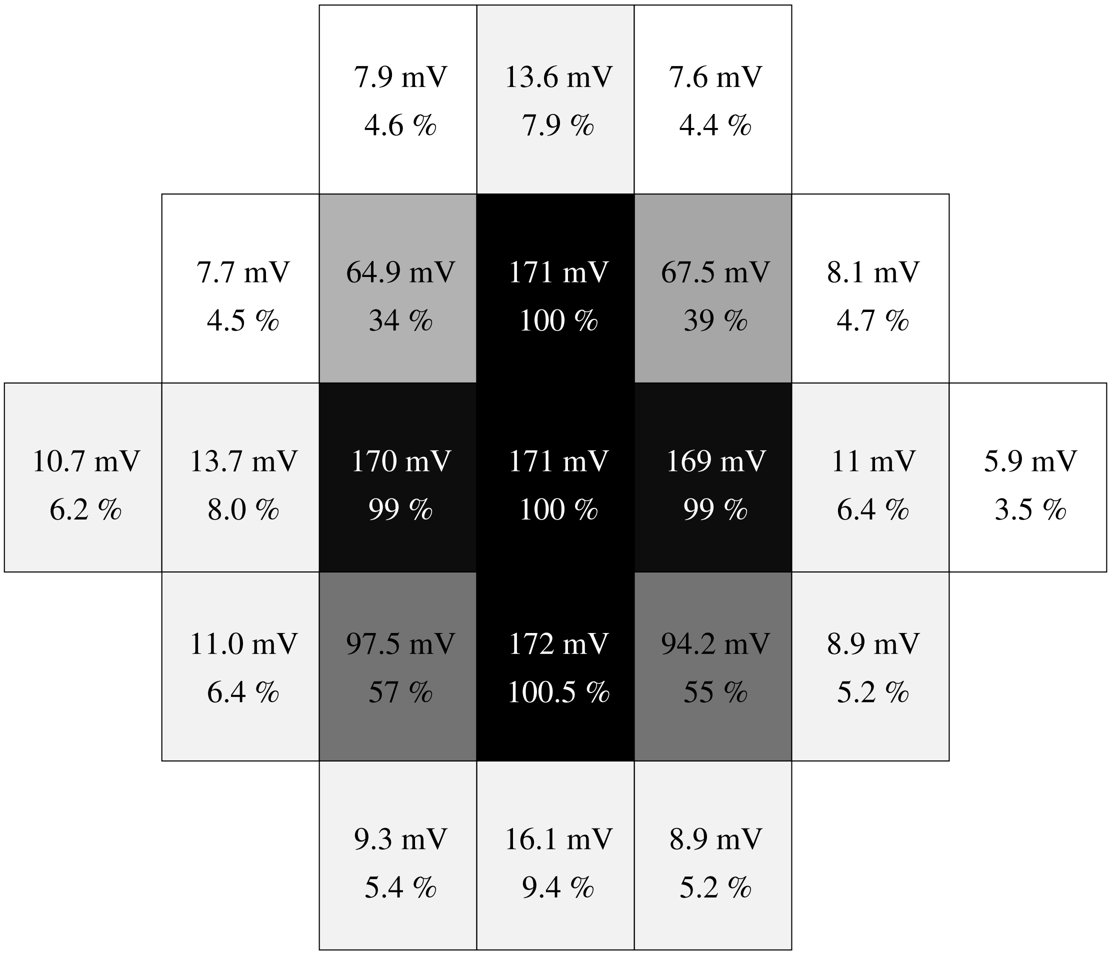
Pixel 1 19.8 mV 8.9 %	Pixel 2 14.8 mV 6.7 %	Pixel 3 20.9 mV 9.4 %
Pixel 4 17.6 mV 7.9 %	Pixel 5 222 mV 100 %	Pixel 6 defekt
Pixel 7 22 mV 9.9 %	Pixel 8 19.2 mV 8.6 %	Pixel 9 25.8 mV 11.6 %

Abbildung 5.23: Übersprechen zwischen den Pixeln der 3 × 3 Matrix bei einer Intensität von 250 mW/m^2. Die Werte sind im Vergleich zu Abb. 5.22 stark zurückgegangen und liegen nur noch wenig über dem Rauschen.

5.6.3 Übersprechen zwischen den Pixeln der 20 × 20 Matrix

Die Messung des Übersprechens bei der 20 × 20 Matrix erfolgte auf die gleiche Weise wie bei der 3 × 3 Matrix. Ein zentraler Pixel wurde mit dem 5 μm großen Lichtfleck stimuliert und die Peak-Peak-Spannung am Ausgang der umliegenden Pixel gemessen. Bei einer Intensität von 250 W/m^2 zeigt sich auch hier ein deutliches Übersprechen, das für die direkt benachbarten Pixel sogar 100 % beträgt (Abb. 5.24). Aufgrund der größeren

Matrix konnten auch weiter entfernt liegende Pixel betrachtet werden. Allerdings ist zu erkennen, daß nur die 8 nächsten Nachbarn einen relativ starken Effekt zeigen. Bei allen anderen Pixeln liegt das Übersprechen unter 10 % und hebt sich nur noch wenig oder gar nicht mehr vom Rauschen ab.
Das Übersprechen wurde auch bei einer Intensität von 250 mW/m^2 gemessen. Hier lagen aber sämtliche Meßwerte, auch die der nächsten Nachbarn, unter der Rauschgrenze. Insgesamt bedeutet dies, daß das Übersprechen auch hier erst für höhere Intensitäten eine wesentliche Rolle spielt.



		7.9 mV 4.6 %	13.6 mV 7.9 %	7.6 mV 4.4 %		
	7.7 mV 4.5 %	64.9 mV 34 %	171 mV 100 %	67.5 mV 39 %	8.1 mV 4.7 %	
10.7 mV 6.2 %	13.7 mV 8.0 %	170 mV 99 %	171 mV 100 %	169 mV 99 %	11 mV 6.4 %	5.9 mV 3.5 %
	11.0 mV 6.4 %	97.5 mV 57 %	172 mV 100.5 %	94.2 mV 55 %	8.9 mV 5.2 %	
		9.3 mV 5.4 %	16.1 mV 9.4 %	8.9 mV 5.2 %		

Abbildung 5.24: Übersprechen zwischen den Pixeln der 20 × 20 Matrix bei einer Intensität von 250 W/m^2. Insbesondere die 4 direkt benachbarten Pixel zeigen ein Überspechen von nahezu 100 %.

5.6.4 Quanteneffizienz und Metallabschirmung

Unter den auf dem Vision Chip integrierten Teststrukturen befinden sich auch eine Reihe von Photodioden, die aus unterschiedlichen pn-Übergängen bestehen. Wie im ersten Kapitel erläutert wurde, zeigen die verschiedenen Dioden verschiedene optische Eigenschaften. Insbesondere die spektrale Quanteneffizienz zeigt für jeden pn-Übergang ein charakteristisches Verhalten. Da als Lichtquelle nur der Laser mit 675 nm Wellenlänge zur Verfügung stand, konnte die spektrale Empfindlichkeit nicht gemessen werden. Stattdessen wurde die Quanteneffizienz für genau diese Wellenlänge mit Hilfe des auf 5 μm fokussierten Lasers untersucht.

Die Quanteneffizienz ist bereits in Gleichung 1.4 definiert worden. Zur ihrer Bestimmung muß die Anzahl n_{photon} der pro Zeiteinheit auftreffenden Photonen und die zugehörige Anzahl n_{el} der pro Zeiteinheit erzeugten Ladungen ermittelt werden. Für n_{photon} gilt bei gegebener Intensität J und der Lichtwellenlänge λ

$$n_{photon} = \frac{Gesamtenergie}{t \cdot Photonenergie} = \frac{J\,A}{h\,(c/\lambda)}\,, \tag{5.5}$$

wobei A für die Fläche, c für die Lichtgeschwindigkeit und h für das Planksche Wirkungsquantum steht (vgl. Abschnitt 2.4). Die Anzahl n_{el} ergibt sich aus dem Quotienten von Photostrom I_{ph} und Elementarladung e: $n_{el} = I_{ph}/e$. Für die Quanteneffizienz Q folgt damit

$$Q = \frac{n_{el}}{n_{photon}} = \frac{I_{ph}\,h\,c}{e\,J\,A\,\lambda}. \tag{5.6}$$

Dieses Ergebnis läßt sich auch aus Gleichung 2.4 durch Auflösen nach Q gewinnen. Da die Intensität als Leistung pro Fläche definiert ist, kann der Ausdruck $J\,A$ durch die Leistung P ersetzt werden. Bei der Messung wurden die Photodioden mit einer Strahlungsleistung von $P = 100$ μW beleuchtet, so daß für die Quanteneffizienz in Abhängigkeit vom Photostrom I_{ph} gilt:

$$Q = \frac{I_{ph} \cdot 6.626{\cdot}10^{-34} Js \cdot 3{\cdot}10^{8}\,m/s}{1.6{\cdot}10^{-19}\,C \cdot 100\,\mu W \cdot 675\,nm} = I_{ph} \cdot 1.84{\cdot}10^{4}\,A^{-1}\,. \tag{5.7}$$

Der sich bei dieser Intensität ergebende Photostrom wurde an drei verschiedenen Dioden gemessen und daraus die Quanteneffizienz ermittelt. Das Ergebnis ist in Tabelle 5.1 dargestellt. Für die Wanne-Substrat-Diode und die p$^+$-Diode wurde die spektrale Quanteneffizienz auch in [9] untersucht, das Ergebnis wurde bereits in Abb. 1.8 vorgestellt. Obwohl es sich dabei um einen anderen CMOS-Prozeß handelt, ist eine gute Übereinstimmung mit den eigenen Messungen festzustellen. Insgesamt bestätigt sich die hohe Quanteneffizienz bei den Substratdioden, die aufgrund der geringen Substratdotierung eine ausgedehnte Sperrschicht aufweisen. Zusätzlich besitzen sie ein weites Einzugsgebiet, aus dem erzeugte Ladungen zur Diode diffundieren können. Bei der p$^+$-Wanne-Diode liegt die Quanteneffizienz deutlich tiefer, da nur die Ladungen als Strom gemessen werden können, die direkt in der Wanne entstehen.

Diode	I_{ph} [μA]	Q
Wanne-Substrat	28.6	0.53
n$^+$-Substrat	26.8	0.49
p$^+$-Wanne	7.6	0.14

Tabelle 5.1: Quanteneffizienz verschiedener CMOS-Dioden bei einer Wellenlänge von 675 nm. Die Substrat-Dioden zeigen eine hohe Quantenefizienz, während die p$^+$-Wanne-Diode eine um einen Faktor 3 bis 4 geringere Quanteneffizienz aufweist.

Eine der Testdioden, die eine Ausdehnung von 100×100 μm^2 aufweist, wurde teilweise mit Metall abgedeckt. Eine Hälfte befindet sich unter einer Metall-1-Schicht, eine andere Hälfte, die um 90° gegenüber der ersten gedreht ist, unter einer Metall-2-Schicht. Dadurch wird die Diode in 4 Quadrate zu jeweils 50×50 μm^2 eingeteilt. Jedes Quadrat besitzt eine andere der 4 möglichen Metallabdeckungen: nur Metall-1, nur Metall-2, Metall-1 & Metall-2 oder keine Abdeckung. Durch Vergleich der Empfindlichkeit von abgedeckter und nicht abgedeckter Diodenfläche läßt sich die Stärke der Dämpfung bestimmen. Die erhaltenen Meßwerte sind in Tabelle 5.2 dargestellt. Dabei beträgt die Dämpfung durch eine einzelne Metallschicht, wie es beim adaptiven Rezeptor der Fall ist, etwa 3 Dekaden. Es ist erstaunlich, daß die dickere Metall-2-Schicht (1 μm) eine geringere Abschirmung als die dünnere Metall-1-Schicht (0.6 μm) aufweist. Allerdings liegen beide Schichten unterschiedlich hoch. Durch Interferenzeffekte an der darüberliegenden Passivierungsschicht bzw. dem Metall selber kann die auf die Diode treffende Intensität über einen weiten Bereich schwanken. Da die Interferenzerscheinungen wellenlängenabhängig sind, müßte die Messung zur Untersuchung des exakten Abschirmverhaltens bei vielen verschiedenen Frequenzen erfolgen. Bei dem verwendeten Meßaufbau stand als Lichtquelle jedoch nur der Halbleiterlaser mit einer Wellenlänge von 675 nm zur Verfügung.

Abschirmung	I_{ph} [μA]	Dämpfungsfaktor
keine	21.4	—
Metall-1	0.012	1783
Metall-2	0.028	764
Metall-1 & Metall-2	0.0043	4976

Tabelle 5.2: Abschirmung des einfallenden Lichts durch verschiedene Metallabdeckungen.

Kapitel 6

Messungen mit der 20 × 20 Pixelkamera

Für die Untersuchungen am Vision Chip stand neben dem optischen Tisch, auf dem Messungen an einzelnen Pixeln und Teststrukuren durchgeführt wurden, ein Kameraauslesesytem für die große Pixelmatrix zur Verfügung. Es ermöglicht die Auslese aller 400 Pixel in relativ kurzer Zeit (25 ms), wobei die Daten digital abgespeichert und in Echtzeit auf einem Monitor dargestellt werden können. In diesem Kapitel sollen die mit diesem System erfolgten Messungen beschrieben werden. Dazu gehören einige statistische Untersuchungen zur Variation von Pixel zu Pixel bezüglich Offset und Steigung, aber auch im Labor und auf der Straße aufgenommene Kamerabilder. Bei allen Messungen wurde, soweit nicht anders vermerkt, $V_b = 3.5$ V und $V_{cas} = 3$ V gewählt.

6.1 Statistik der 400 Pixel

Für die Anwendung in einer aus vielen Pixeln bestehenden Kamera spielen die Unterschiede von Pixel zu Pixel eine wichtige Rolle. Sie entscheiden darüber, ob und wie ein Abgleich der einzelnen Rezeptoren vorgenommen werden muß. Zur Bestimmung der Pixelvariationen wurden von allen 400 Pixeln eines Chips jeweils 100 Meßwerte bei konstanter Intensität aufgenommen (nach vollständiger Adaptation). Daraus läßt sich für jeden Pixel sowohl der Mittelwert als auch das Rauschen in Form der Standardabweichung gewinnen. Da die Messungen bei zwei verschiedenen Intensitäten stattfanden, konnte jeweils auch die Steigung der statischen Verstärkung ermittelt werden. Zum Vergleich wurden alle Untersuchungen an zwei Chips durchgeführt, die im Text mit Chip 1 bzw. Chip 2 bezeichnet sind. Die Auflösung des zur Digitalisierung verwendeten ADC's beträgt 12 Bit. Der gemessene Spannungsbereich umfaßt etwa 400 mV, so daß das niedrigste Bit einer Spannung von 400 mV/4096 $\simeq$ 0.1 mV entspricht.

6.1.1 Meßwertstreuung

In Abb. 6.1 sind die 100 Meßwerte des Pixels 83 von Chip 1 in ein Histogramm eingetragen. Die Intensität lag im linken Histogramm bei 50 μW/m^2, im rechten Histogramm bei 3.8 W/m^2. Als Lichtquelle wurde nicht der Laser, sondern Tageslicht verwendet. Die Standardabweichung σ (Sigma) der Verteilung entspricht dem RMS-Rauschen (vgl. Abschnitt 5.5.1), wobei der Wert bei geringerer Intensität größer ist als bei höherer Intensität. Dies stimmt mit der Rauschmessung in Abb. 5.14 überein, wobei sich die absoluten Werte etwas unterscheiden. Diese Differenz ist darauf zurückzuführen, daß es sich um verschiedene Pixel handelt, die außerdem noch auf unterschiedlichen Chips liegen. Die Mittelwerte bei den beiden um 5 Dekaden auseinanderliegenden Intensitäten unterscheiden sich um etwa 900 mV, so daß sich eine statische Steigung von 18 mV pro Dekade ergibt.

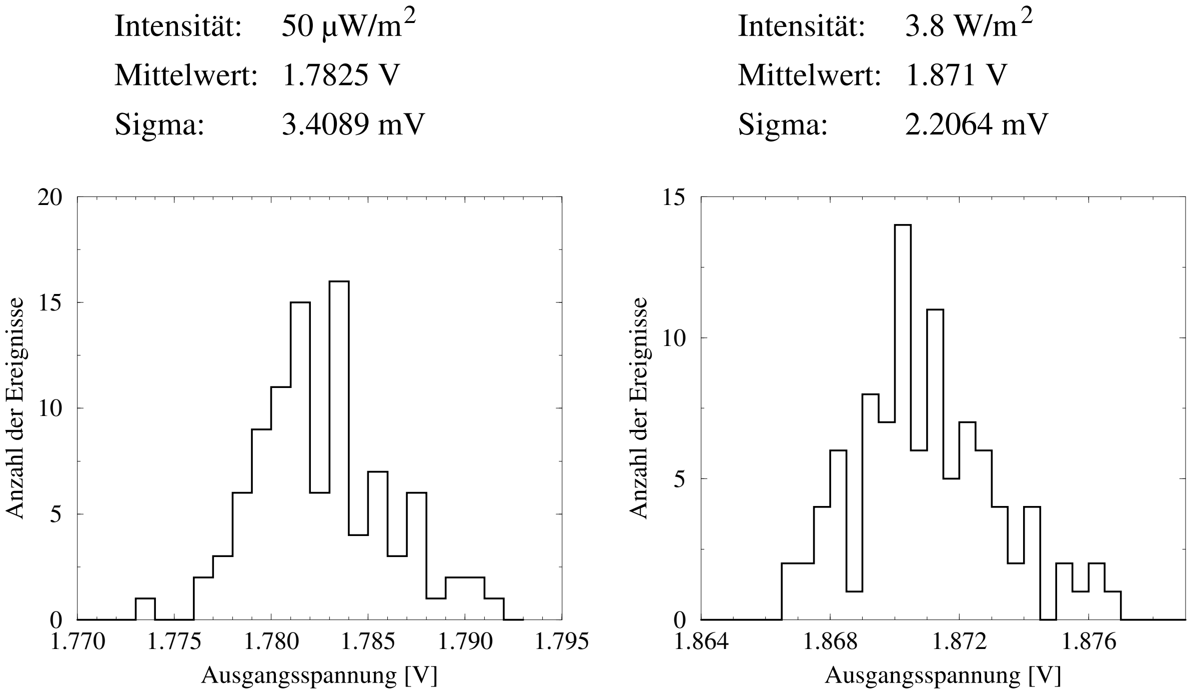
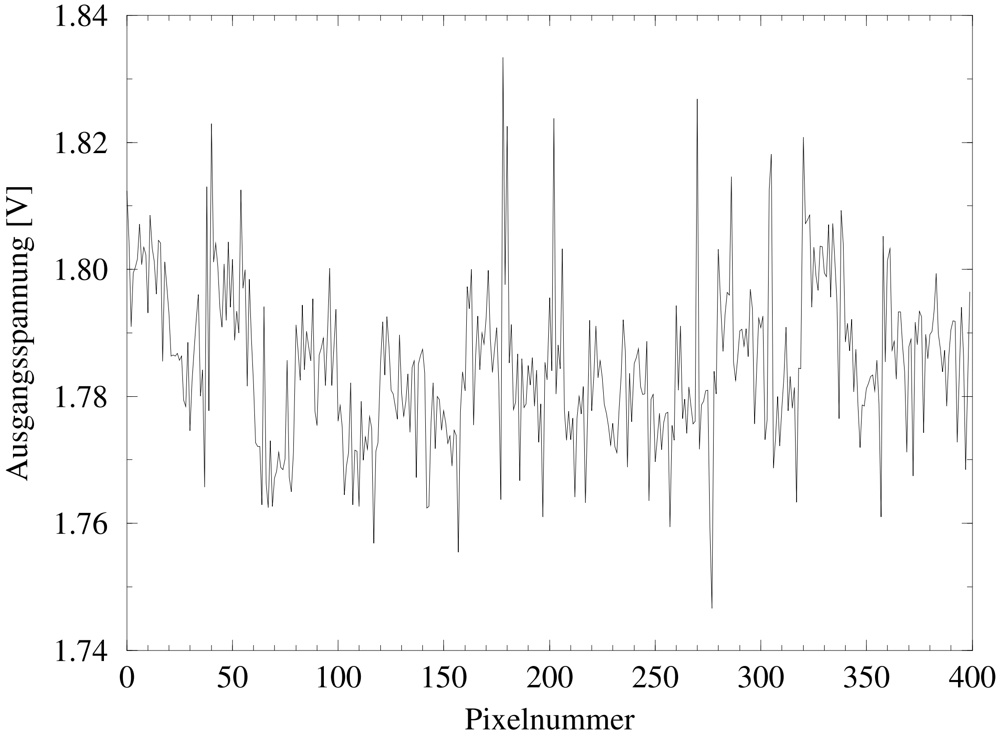


Abbildung 6.1: Jeweils 100 Meßwerte von Pixel 83 auf Chip 1 sind in ein Histogramm gefüllt. Die Höhe jedes Balkens entspricht der Anzahl an Meßwerten, die in dem entsprechenden Spannungsintervall liegen.

6.1.2 Offset

Für alle 400 Pixel wurde nun der Mittelwert aus den 100 Messungen, der gleichzeitig den Offset des Pixels darstellt, berechnet. Die Mittelwerte sind in Abb. 6.2 über der Pixelnummer für die beiden untersuchten Intensitäten aufgetragen und in Abb. 6.3 in einem Histogramm dargestellt. Zunächst ist zu erkennen, daß die Werte in Abb. 6.2 über einen Bereich von 80 – 100 mV streuen. Dies liegt deutlich über dem RMS-Rauschen von 2 – 4 mV, so daß eine Offsetkorrektur sinnvoll ist. Die Ursache für die Pixelvariationen liegt zum einen in den CMOS-Prozeßschwankungen, die für jeden Pixel zu leicht unterschiedlichen Transistorgeometrien führen, zum andern aber auch in dem aus Ausleseverstärkern und ADC bestehenden Auslesesystem. Da stets zwanzig Pixel über eine Spalte bzw. einen ADC-Kanal ausgelesen werden, sollten sich die Unterschiede von Kanal zu Kanal durch einen jeweils 20 Pixel breiten Offset bemerkbar machen. Dieser Effekt ist daran zu beobachten, daß die Mittelwerte in der Regel nach jeweils 20 Pixeln einen Sprung um bis zu ±20 mV machen. Bei der höheren Intensität von 3.8 W/m^2 sind diese Stufen

Intensität: 50 µW/m²



Intensität: 3.8 W/m²

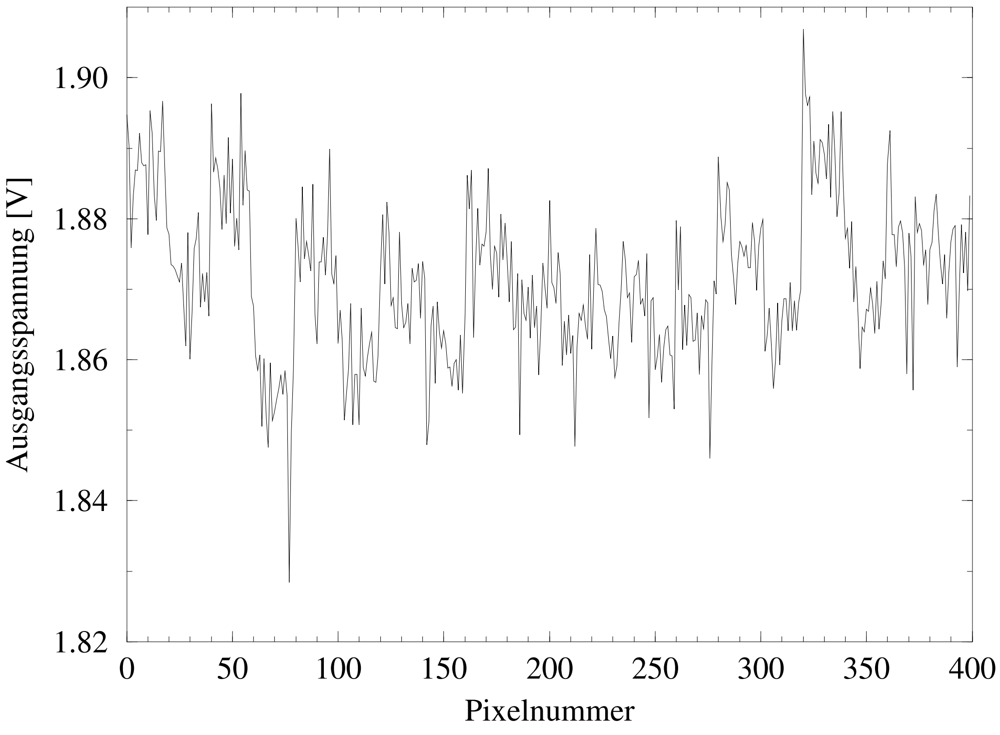


Abbildung 6.2: Der Mittelwert der Ausgangsspannung ist für jeden Pixel von Chip 1 über der Pixelnummer aufgetragen. Die Variation von Pixel zu Pixel kann mit Hilfe einer Offsetkorrektur ausgeglichen werden.

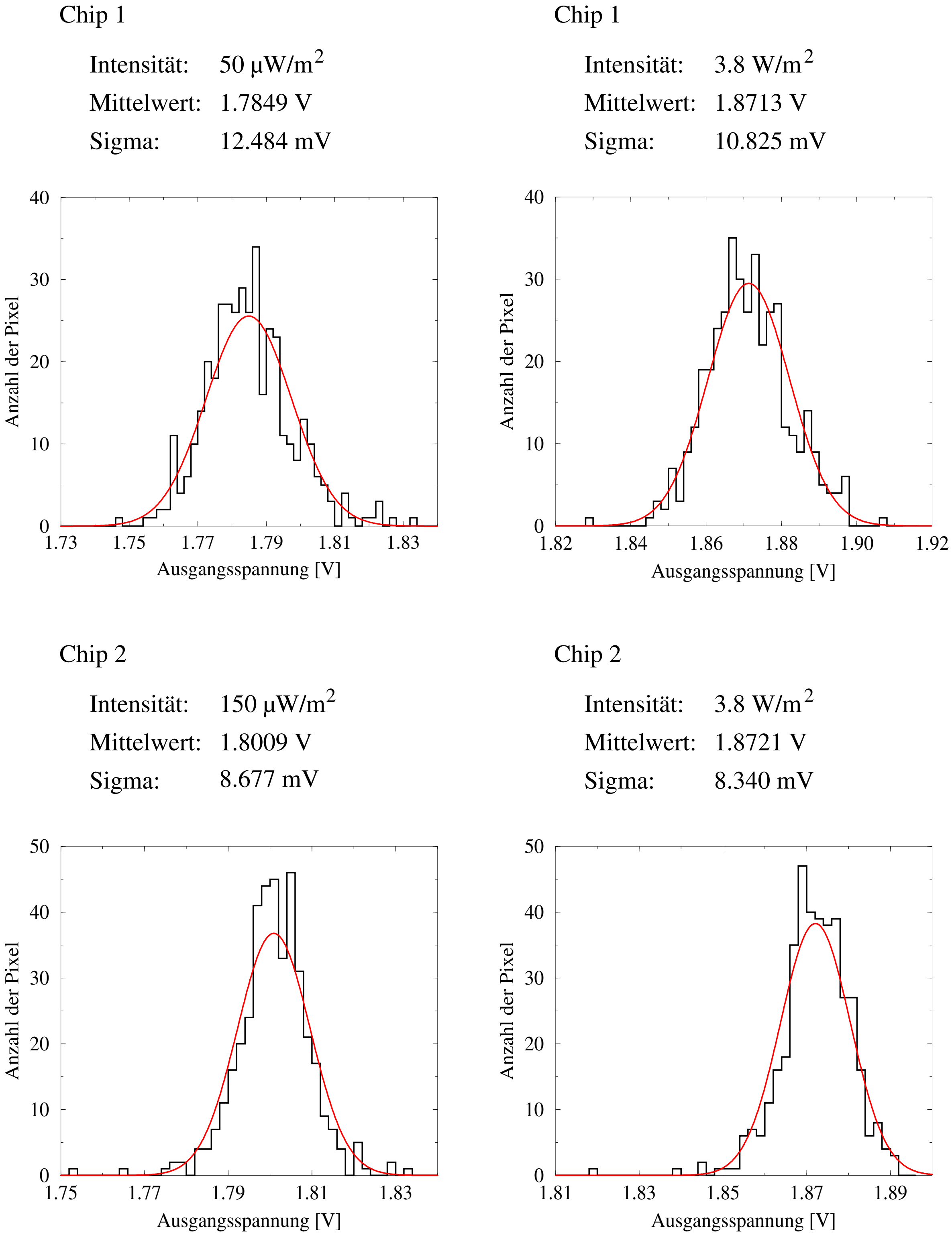


Abbildung 6.3: Die 400 Mittelwerte der einzelnen Pixel sind sowohl für Chip 1 (oben) als auch für Chip 2 (unten) bei zwei unterschiedlichen Intensitäten in einem Histogramm dargestellt. Die durchgezogene Linie stellt eine Gaußverteilung mit den berechneten Werten für die Standardabweichung (Sigma) und für den Mittelwert dar.

noch besser als bei der niedrigeren Intensität von 50 μW/m^2 zu erkennen. Eine Stufe entspricht dabei den 20 Pixeln, die über die gleiche Spalte und den gleichen ADC-Kanal ausgelesen werden. Um die eigentlichen Pixelvariationen gegen die auslesebedingten Spaltenvariationen abzugrenzen, kann die Streuung auf einer einzelnen, 20 Pixel breiten Stufe herangezogen werden. Diese weist bei Chip 1 ein σ von etwa 5 mV auf, so daß rund die Hälfte der Gesamtstreuung durch die Pixelvariationen hervorgerufen wird.
Die Histogramme in Abb. 6.3 weisen annähernd eine Gaußverteilung auf. Die durchgezogene Linie entspricht dabei einer idealen Gaußkurve, die mit Hilfe des aus den Mittelwerten berechneten mittleren Wertes und der Standardabweichung erstellt wurde. Neben den Werten von Chip 1 sind auch die von Chip 2 dargestellt. Dabei zeigt sich eine große Abweichung von Chip zu Chip, die bei der dunkleren Intensität bei über 150 mV liegt. Auch die Breite der Verteilung ist unterschiedlich. Bei Chip 1 beträgt die Standardabweichung für eine Intensität von 50 μW/m^2 etwa 12.5 mV, während Chip 2 ein Sigma von 8.7 mV aufweist. In jedem Fall zeigen die Verteilungen, daß eine für jeden Pixel getrennt durchgeführte Korrektur des Offsets sinnvoll ist.

6.1.3 Rauschen

Die Standardabweichungen, die sich aus den für jeden Pixel gewonnenen 100 Meßwerten ergeben, wurden auf die gleiche Weise wie die Mittelwerte über der Pixelnummer aufgetragen. Für Chip 1 ist dies in Abb. 6.4 bei zwei unterschiedlichen Intensitäten dargestellt. Die Standardabweichungen entsprechen dabei dem RMS-Rauschen, das bereits in Abschnitt 5.5.1 untersucht wurde. Bei der hohen Intensität sind die Werte rein statistisch verteilt. Es sind keine systematischen Effekte zu beobachten, die auf Unterschiede im Rauschen zwischen den Spalten oder den Auslesekanälen hindeuten würden. Auch bei der niedrigen Intensiät zeigen die Werte eine statistisch relativ gleichmäßige Verteilung. Jedoch gibt es ein paar Ausreißer, die ein besonders hohes Rauschen aufweisen. Pixel 277 besitzt sogar ein extrem niedriges RMS-Rauschen von nur etwas über 1 mV.
Die Standardabweichungen der einzelnen Pixel sind in Abb. 6.5 im Histogramm aufgetragen. Dabei werden Chip 1 und Chip 2 jeweils durch zwei Histogramme repräsentiert, die die Werte für zwei unterschiedliche Intensitäten enthalten. Wiederum stellt die durchgezogene Linie eine Gaußkurve dar, die einer Gaußverteilung mit dem berechneten Mittelwert und Sigma entspricht. Daran ist zu erkennen, daß das Rauschen im wesentlichen gaußförmig verteilt ist.
An den Histogrammen lassen sich zwei Eigenschaften des Rauschens beobachten. Zunächst fällt das Rauschen mit steigender Intensität leicht ab, und zwar bei 5 Intensitätsdekaden um einen Faktor 2. Dieses Verhalten tritt auch bei der Einzelmessung am Matrixpixel in Abb. 5.14 auf, auch wenn die absoluten Werte nicht genau übereinstimmen. Die Ursache beruht auf dem für hohe Photoströme geringeren Rauschen der Photodiode. Daß das Rauschen nicht deutlich stärker abfällt, liegt an der größer werdenden Bandbreite des Pixels. Dadurch tragen immer mehr Frequenzen zum Rauschen bei, die Summe über alle Frequenzen (RMS-Rauschen) sinkt nur langsam.
Die zweite Beobachtung betrifft die Breite der Verteilung. Sie ist bei einer Intensität von 50 μW/m^2 mit $\sigma = 0.7166$ mV etwa 4 mal höher als bei einer Intensität von 3.8 W/m^2 mit $\sigma = 0.1754$ mV. Insgesamt ist die Breite der Verteilung so hoch, daß sich damit die Abweichungen des Mittelwertes von den in Abb. 5.14 gemachten Messungen erklären lassen.

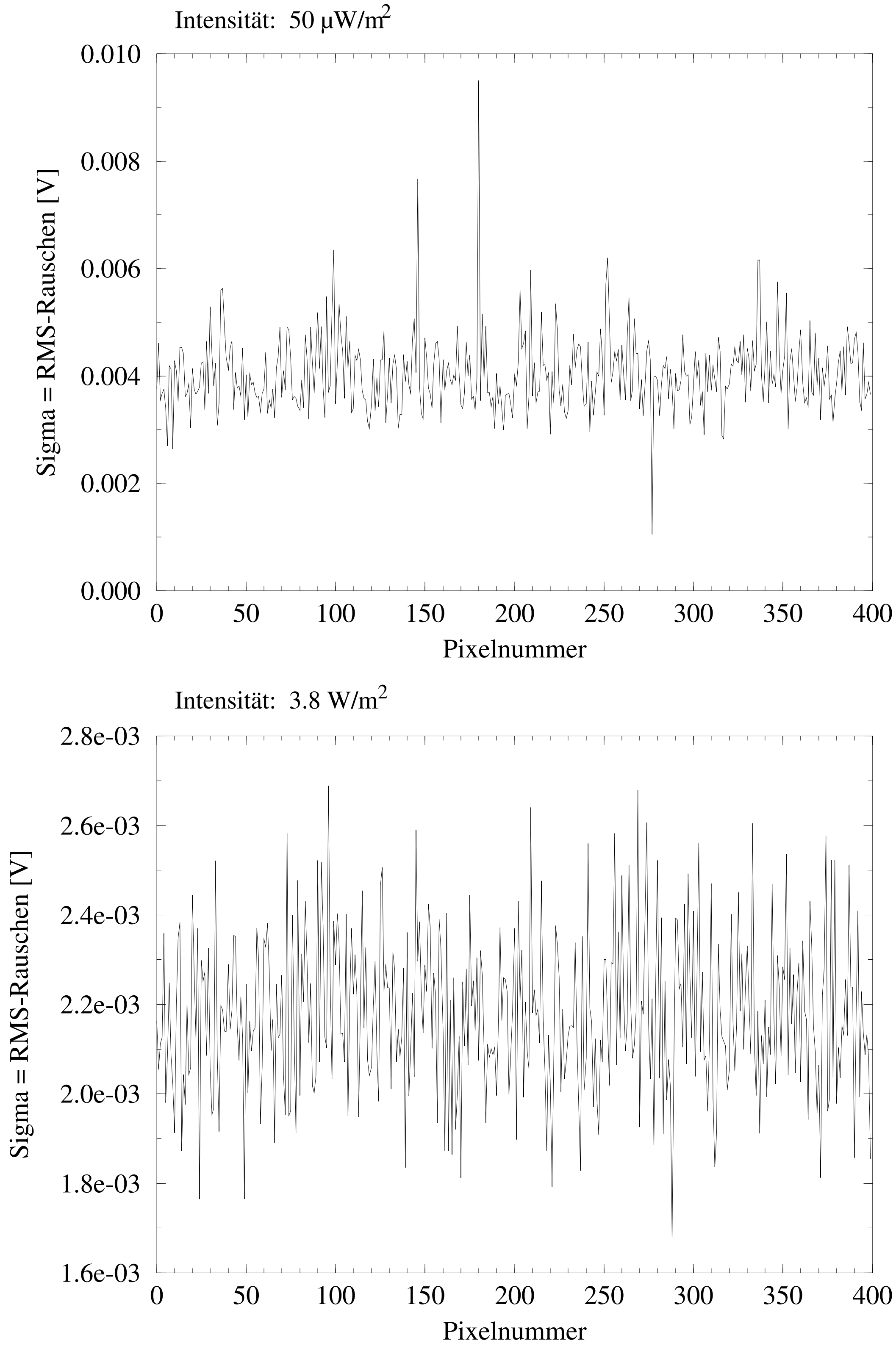


Abbildung 6.4: Die Standardabweichung (= RMS-Rauschen) ist für jeden Pixel über der Pixelnummer aufgetragen. Bei geringer Intensität ist eine größere Streuung der Werte als bei hoher Intensität zu beobachten.

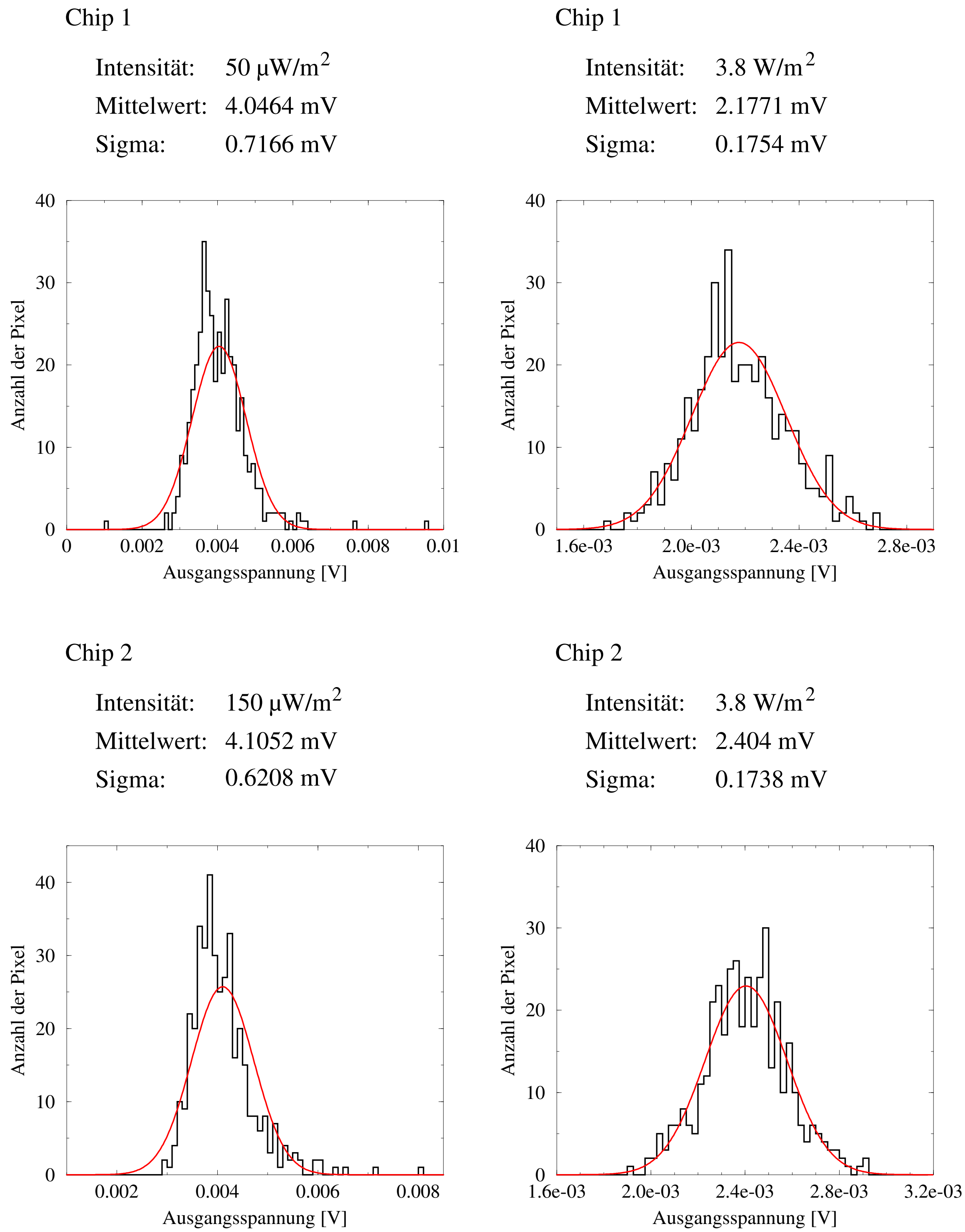


Abbildung 6.5: Die 400 Standardabweichungen (RMS-Rauschen) der einzelnen Pixel sind sowohl für Chip 1 (oben) als auch für Chip 2 (unten) bei zwei unterschiedlichen Intensitäten in einem Histogramm dargestellt. Die durchgezogene Linie stellt eine Gaußverteilung mit den berechneten Werten für Sigma und für den Mittelwert dar.

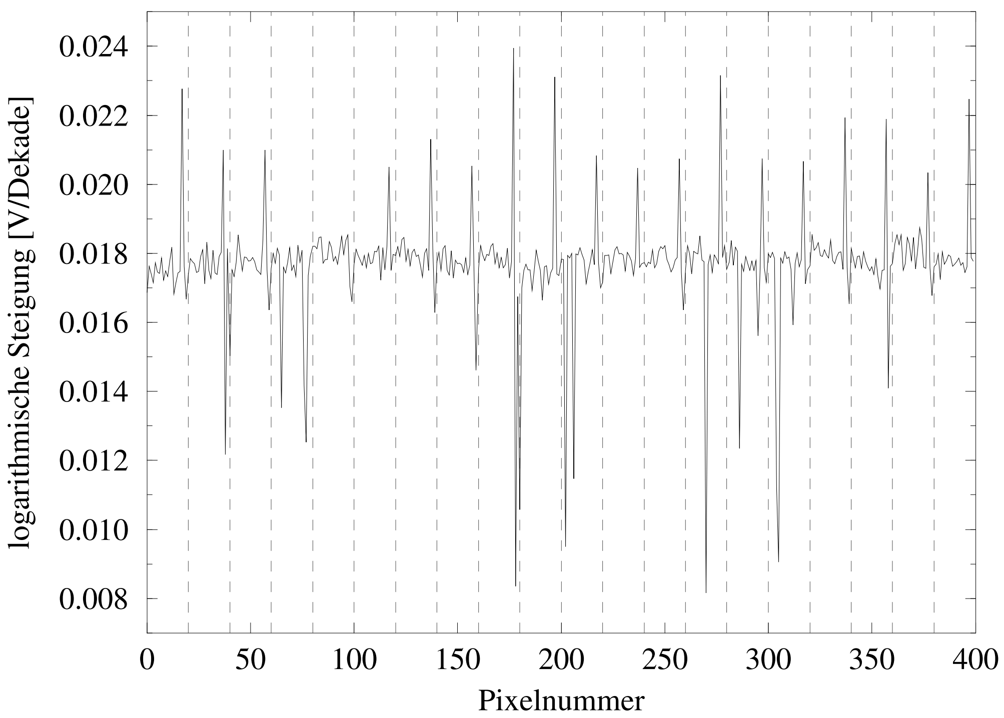
6.1.4 Steigung

Für jeden Pixel wurde der Offset bei zwei unterschiedlichen Intensitäten gemessen. Daraus läßt sich die Steigung der statischen Kennlinie ermitteln. In Abb. 6.6 ist sie über der Pixelnummer für die beiden gemessenen Chips aufgetragen. Zunächst ist zu erkennen, daß die Werte im wesentlichen alle auf einem Niveau liegen. Allerdings gibt es etwa 10 – 15 Ausreißer, deren Steigung deutlich kleiner ist. Diese schwach verstärkenden Pixel sind statistisch verteilt, es ist keine Korrelation bezüglich der Position des Pixels (z. B. Zeile, Spalte, Rand) oder des Auslesekanals festzustellen. Bei Chip 1 tritt ein zusätzlicher Effekt auf: fast 20 Pixel zeigen eine überhöhte Verstärkung. Bei genauerem Hinsehen fällt jedoch auf, daß diese dadurch erzeugten Peaks eine Gemeinsamkeit aufweisen. Der Abstand zwischen ihnen beträgt jeweils 20 Pixel. Damit befinden sie sich in jeder Spalte an der gleichen Position, das heißt, sie gehören alle zu einer Zeile. Zur besseren Orientierung sind die Spalten in der Abbildung durch gestrichelte Linien voneinander abgegrenzt. Werden die Nummern der betroffenen Pixel betrachtet, so zeigt sich, daß es sich um die 17. Zeile der Pixelmatrix handelt. Genau in dieser Zeile existierte aber bei der für die Kamera verwendeten Chipfassung ein Wackelkontakt, der besonders nach einem Chipwechsel für eine unsaubere Zeilenselektion sorgen konnte. Die Tatsache, daß der Effekt der überhöhten Verstärkung nur in der 17. Zeile auftritt und nur auf den Chip 1 beschränkt ist, deutet stark auf einen Zusammenhang mit diesem Wackelkontakt hin. Die Ursache ist also nicht in den Eigenschaften der Pixelmatrix, sondern im Aufbau der Kamera bzw. des Auslesesytems zu suchen.

Abb. 6.7 zeigt zwei Histogramme, in die die statischen (logarithmischen) Steigungen der Pixel von Chip 1 bzw. Chip 2 eingetragen sind. Das allgemeine Erscheinungsbild weist eine relativ schmale Verteilung auf, wobei jedoch einige Pixel weit vom Mittelwert entfernt sind. Dies sind die bereits erwähnten Ausreißer, die nach unten hin statistisch auftreten und nach oben nur in Chip 1 aufgrund eines Ausleseproblems vorhanden sind. Die Mittelwerte von beiden Chips unterscheiden sich um etwa 1.5 mV/Dekade, das sind ungefähr 10 % des Mittelwertes. Sonst verhalten sich Chip 1 und Chip 2 recht ähnlich.

Da einige Werte sehr stark vom Mittelwert abweichen, zeigt sich insgesamt keine gaußförmige Verteilung der Steigungen. Zur Standardabweichung, die aus den Meßwerten berechnet wurde (Chip1: 1.5 mV/Dekade, Chip 2: 0.85 mV/Dekade), liefern die weit am Rand liegenden Steigungswerte einen erheblichen Anteil. Eine an die Meßwerte gefittete Gaußkurve, die in das Histogramm als gestrichelte Linie eingezeichnet ist, berücksichtigt die Randwerte wesentlich weniger. Die Standardabweichung des Fits beträgt nur noch 0.33 mV/Dekade bzw. 0.45 mV/Dekade. Der Fit ist dabei auf eine möglichst kleine Summe der quadratischen Abweichungen von Meßwert und Fit optimiert.

Ist es also möglich, auf die 10 – 15 Pixel mit der schwachen Verstärkung zu verzichten, so ergibt sich eine Verteilung der statischen Verstärkung, deren Breite unter 3 % des Mittelwertes liegt. Allerdings ist es ebenso wie bei den Offsetmessungen möglich, die Steigung für jeden Pixel nachträglich zu korrigieren (vgl. Abschnitt 4.3.3). Dazu werden die Offsets für zwei unterschiedliche Intensitäten bestimmt, so daß sich daraus die Steigung berechnen läßt. Die einzelnen Pixelsteigungen können dann durch Multiplizieren mit einem Korrekturfaktor an eine Referenzsteigung angeglichen werden.


Chip 1

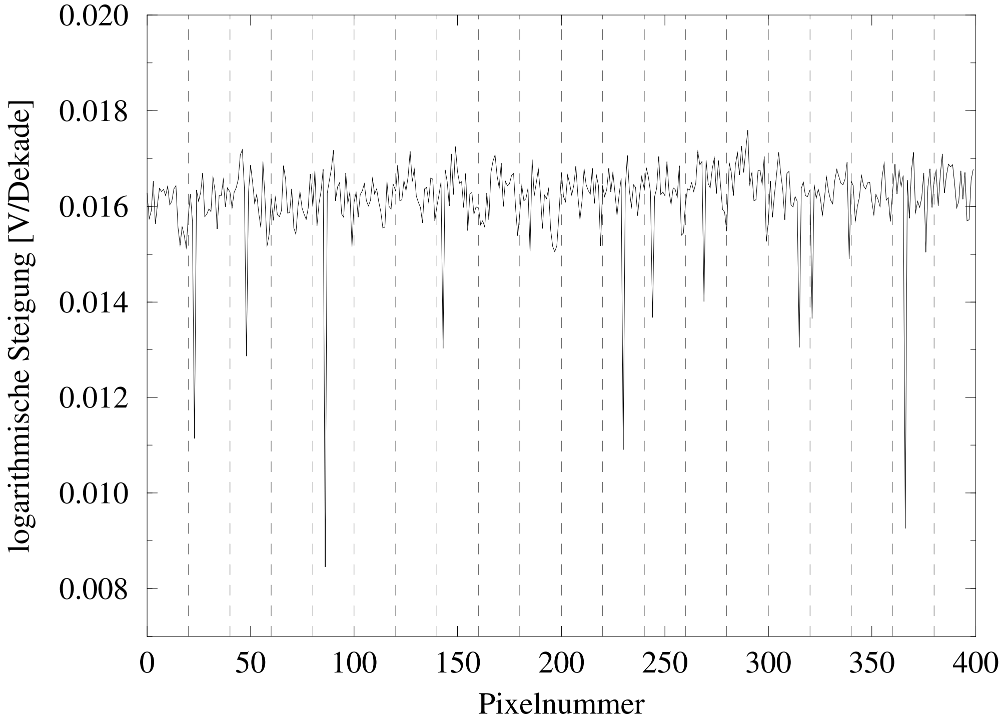

Chip 2

Abbildung 6.6: Die aus den bei zwei unterschiedlichen Intensitäten gewonnenen Offsets ermittelte Steigung ist über der Pixelnummer aufgetragen. Dabei zeigen sich einige statistisch auftretende Ausreißer nach unten. Bei Chip 1 existieren zusätzlich Pixel mit überhöhter Steigung, was jedoch auf ein Problem des Meßaufbaus zurückzuführen ist.

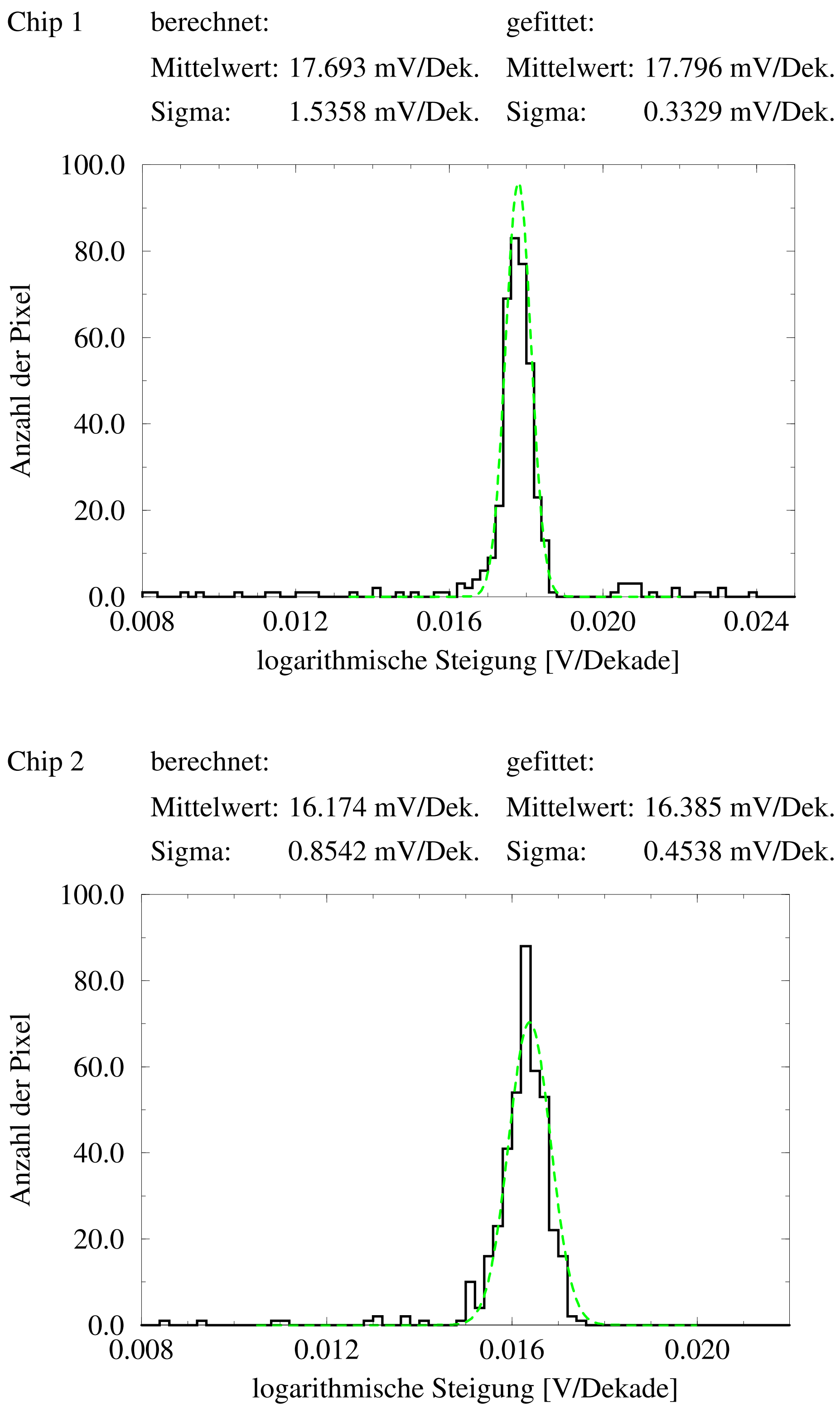
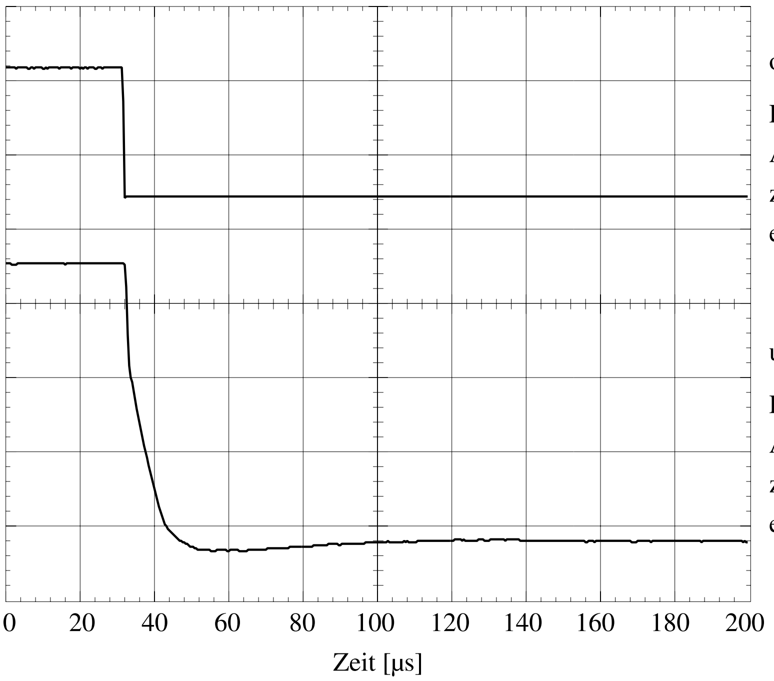


Abbildung 6.7: Histogramm mit den statischen Steigungen der Pixel von Chip 1 und Chip 2. Die gestrichelte Linie entspricht einer an die Meßwerte gefitteten Gaußverteilung. Aufgrund der vielen Ausreißer liegt das aus den Meßwerten berechnete Sigma deutlich über dem Sigma des Fits.

6.2 Verhalten des Ausgangssignals bei der Zeilenselektion

In dem Moment, in dem eine Zeile der Matrix selektiert wird, muß der jeweils eingeschaltete Pixel die Ausleseleitung auf sein Ausgangssignal umladen. Durch diese Umladezeit wird die maximal mögliche Auslesefrequenz beschränkt. Da die Ausgangsleitung eine relativ große Kapazität von etwa 1 pF aufweist und der Verstärker im Pixel nur sehr schwach ist, kann diese Zeit unter Umständen sehr groß werden. Sie wird maßgeblich durch die eingestellte Biasspannung V_b beeinflußt, da durch sie der Strom durch den Pixelverstärker geregelt wird. Je höher V_b, desto niedriger der Verstärkerstrom und desto langsamer der Umladevorgang. Damit läge es nahe, V_b so klein wie möglich zu machen. Dies hat aber zur Folge, daß der Stromverbrauch ansteigt und daß das 100 Hz Flackern der künstlichen Beleuchtung nicht mehr herausgefiltert werden kann. Es muß also ein Kompromiß für V_b gefunden werden.

In Abb. 6.8 ist der Einschaltvorgang für eine Biasspannung von $V_b = 3.5$ V dargestellt. Dabei zeigt die obere Kurve das Selektionssignal und die untere die Spannung an einer Ausleseleitung. Bevor die Zeile selektiert wurde, war die Ausleseleitung für 20 Sekunden überhaupt nicht kontaktiert, so daß sie sich auf ein willkürliches Potential einstellen konnte. Anschließend erfolgte die Selektion, und bereits nach 30 μs hat die Leitung den Ausgangspegel des Pixels erreicht. Dies ist daran zu erkennen, daß keine Veränderung mehr an der Spannung zu beobachten ist.



obere Kurve:

Der vertikale Abstand zwischen zwei Linien entspricht 500 mV.

untere Kurve:

Der vertikale Abstand zwischen zwei Linien entspricht 100 mV.

Abbildung 6.8: Verhalten des Ausgangssignals beim Selektieren einer Zeile für eine Biasspannung von $V_b = 3.5$ V. Die obere Kurve zeigt das Schaltsignal, die untere den Spannungspegel einer auszulesenden Spalte. Die richtige Spannung stellt sich nach etwa 30 μs ein.

Zum Vergleich wurde die gleiche Messung bei einer Biasspannung von $V_b = 4$ V wiederholt. Sie ist in Abb. 6.9 dargestellt. Hier ist zu erkennen, daß das Umladen der Leitungskapazität deutlich länger dauert. Bis das endgültige Niveau erreicht ist, vergehen über 100 μs. Für die Auslese der 20×20 Matrix mit einer maximalen Bildfrequenz von 50 Hz spielt dies jedoch keine Rolle. Hier bekommen die Pixel nach jeder neuen Selektion sogar 1 ms Zeit, um die Ausgangsleitung umzuladen. Es kann jedoch kritisch werden, wenn die Auslesefrequenz weiter erhöht werden soll oder zu einer größeren Pixelmatrix übergegangen wird. Mehr Pixel bedeuten eine längere Ausleseleitung bei gleichzeitig verkürzter Auslesezeit pro Spalte.

Da die Grenze für die 20×20 Matrix noch nicht erreicht ist, kann V_b noch weiter erhöht werden. Damit läßt sich eine hohe Bildausleserate bei gleichzeitiger Unterdrückung des von der künstlichen Beleuchtung stammenden 100 Hz Flackerns realisieren.

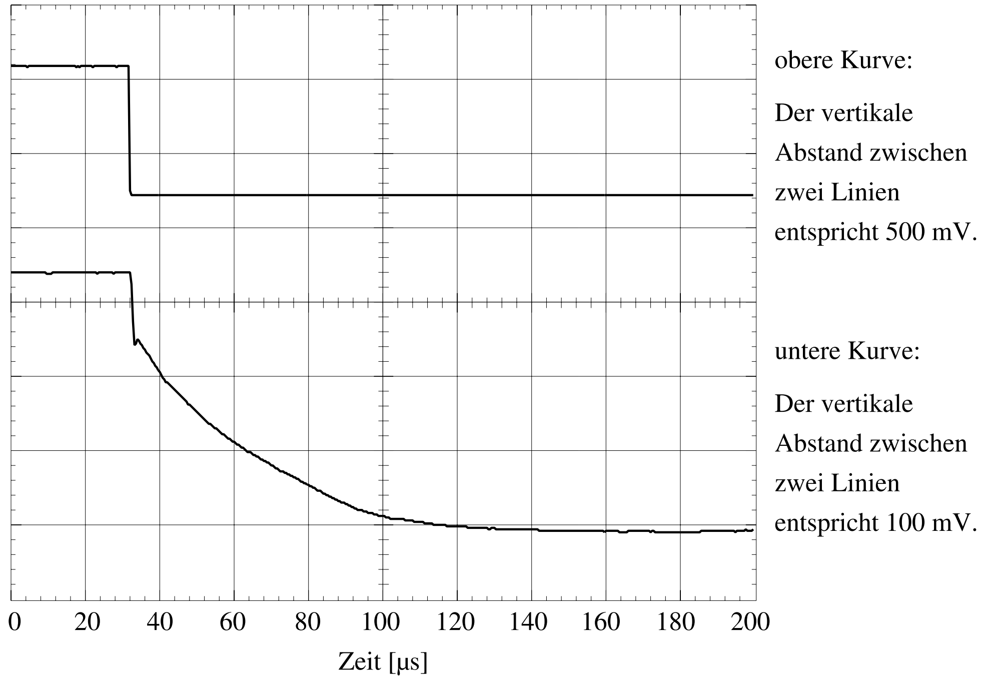


Abbildung 6.9: Verhalten des Ausgangssignals beim Selektieren einer Zeile für eine Biasspannung von $V_b = 4$ V. In der oberen Kurve ist wiederum das Schaltsignal dargestellt, in der unteren Kurve der Spannungspegel einer Spalte. Die richtige Spannung stellt sich hier erst nach über 100 μs ein.

6.3 Kameraaufnahmen

Die bisher vorgestellten Messungen und Diagramme belegen die Funktionsfähigkeit des adaptiven Rezeptors und der Pixelmatrix. Sie können jedoch nur einen indirekten und oft schwer vorstellbaren Eindruck der bildgebenden Eigenschaften der Matrix vermitteln. Mit der 20 × 20 Pixelkamera wurden daher einige Szenen aus der Umgebung in Echtzeit (25 Bilder/s) aufgenommen. Die Bildfolgen sind auf Festplatte oder Videoband festgehalten, so daß sie jederzeit wieder abgespielt und auf einem Monitor dargestellt werden können. Leider ist es nur schwer möglich, die erhaltenen Ergebnisse auf Papier abzudrucken. Bewegte Bilder erlauben im Gegensatz zu Standbildern wesentlich mehr Rückschlüsse auf die Szene und die aufgenommenen Objekte. Durch die zeitliche Abfolge der einzelnen Bilder kommt eine zusätzliche Dimension hinzu, die anders als beim stehenden Bild auch dynamische Eigenschaften vermitteln kann. Ein guter Kompromiß zwischen stehendem und bewegtem Bild ist die Darstellung einer aus mehreren Standbildern bestehenden Folge, wobei der zeitliche Abstand zwischen den Bildern je nach Situation zwischen 100 ms und 1 s liegt. Auf diese Weise ist neben den aufgenommenen Objekten auch das adaptive Verhalten der Photorezeptoren zu erkennen.

Vor Durchführung der Aufnahmen wurden die Pixel und das Auslesesystem durch einen Weißabgleich kalibriert. Durch Ermittlung der Pixeloffsets bei zwei unterschiedlichen Intensitäten konnte sowohl eine Offset- als auch eine Steigungskorrektur vorgenommen werden (vgl. Abschnitt 4.3.3). Die Steigungskorrektur erfolgte dabei für die statische Verstärkung, so daß im adaptierten Zustand ein einheitlich graues Bild zu sehen ist.

6.3.1 Im Labor

Die folgenden drei Abbildungen zeigen jeweils eine aus 6 Bildern bestehende Folge von Kameraaufnahmen. Sie wurden im ASIC-Testlabor, in dem das gesamte Auslesesystem aufgebaut ist, aufgenommmen. Die Auflösung ist aufgrund der nur 400 Pixel großen Matrix nicht sehr hoch, so daß kleinere Details verloren gehen. Daher zeigen die Bilder relativ einfache Objekte, die auch bei grober Auflösung gut zu erkennen sind. Zur Überprüfung der Funktionalität und für einen ersten Eindruck der Leistungsfähigkeit reichen die Pixel der 20 × 20 Pixel auf jeden Fall aus. Alle drei Bildfolgen lassen die adaptiven Eigenschaften der Pixelmatrix und die aufgrund unterschiedlicher statischer und transienter Verstärkung resultierenden Ergebnisse deutlich werden.

In Abb. 6.10 ist eine Hand dargestellt, die zunächst in den Bildausschnitt hineinbewegt und anschließend ruhig gehalten wird. Die von der Kamera erzeugten Bilder befinden sich in der ersten und dritten Reihe, der Inhalt der zweiten und vierten Reihe wird weiter unten erläutert. Während der Bewegungsphase hebt sich die Hand mit hohem Kontrast vom Hintergrund ab (1. und 2. Bild). In der darauffolgenden Zeit, in der sie nicht mehr bewegt wird, verliert das Bild zunehmend an Kontrast (3. – 5. Bild). Die Matrixpixel adaptieren und die Hand verschwindet. Im letzten Bild bewegt sich die Hand wieder und ist sofort klar zu erkennen. Dieses Beispiel bestätigt die Eigenschaft der adaptiven Pixel, daß nur bewegte Objekte gesehen werden können.

Unterhalb jeder Kameraaufnahme befindet sich ein Bild, in dem nur die Objektkanten zu sehen sind (2. und 4. Zeile). Es wird aus den Kameradaten durch eine digitale Bildverarbeitung berechnet. Die Grundlage bildet eine Filteroperation, die aus der Faltung des Bildes mit einer 3 × 3 Matrix besteht. Dabei wird die Matrix pixelweise über das

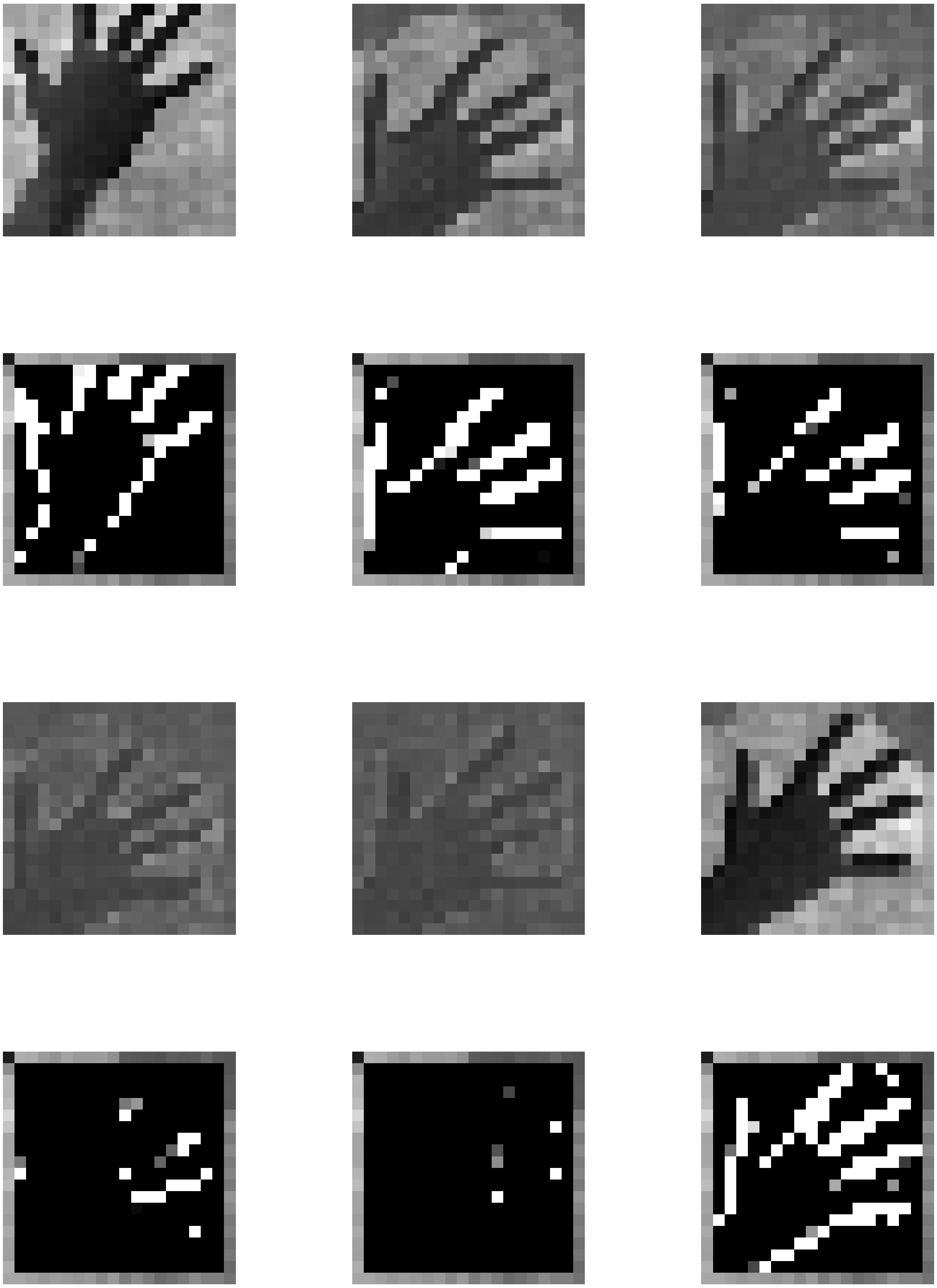


Abbildung 6.10: Die erste und dritte Reihe zeigt eine Bildfolge, in der eine Hand zunächst ins Bild bewegt, und danach ruhig gehalten wird. Nachdem sie fast verschwunden ist, wird sie wieder kurz bewegt und erscheint erneut. In der zweiten und vierten Reihe sind jeweils die im Bild vorhandenen Kanten dargestellt.

Bild bewegt. An jeder Position deckt die Matrix $3 \times 3 = 9$ Bildpixel ab. Jeder der 9 Bildpixel wird mit dem zugehörigen Matrixelement multipliziert, die Summe dieser Produkte ergibt den neuen Grauwert für den mittleren Pixel. Die verwendeten Werte für die Matrixelemente betragen -80 für das mittlere Element und 10 für alle anderen. Die Faltung mit dieser Matrix entspricht der Bildung der zweiten Ableitung, was zu der in Abb. 6.10 erkennbaren Kantendetektion führt. Dies stellt nur ein Beispiel dar, wie die Bilddaten nachträglich durch einen geeigneten Algorithmus aufgearbeitet werden können. Zusätzliche Informationen zu den Eigenschaften und Möglichkeiten digitaler Bildverarbeitung sind in [15] zu finden. Für die Anwendung als taktile Blindenmobilitätshilfe scheint eine Kantenverstärkung sinnvoll zu sein, da Kanten mit der Haut gut zu ertasten sind und gleichzeitig die wesentliche Information des Bildes beinhalten.

Auch in Abb. 6.12 sind Aufnahmen einer Hand dargestellt. Sie bewegt sich von links unten nach rechts oben durch das Bild. Es ist zu erkennen, daß sie eine Art Schleier hinter sich herzieht, der mit der Zeit wieder verschwindet. Die Ursache dafür liegt in der hohen transienten Verstärkung, die eine überhöhte Reaktion bei schnellen Kontrastwechseln hervorruft. Hat die Hand einen Pixel passiert, so erfährt dieser Pixel einen Helligkeitssprung von dunkel nach hell (vgl. optische Täuschung in Abschnitt 2.4.2). Aufgrund der hohen Verstärkung ergibt sich ein sehr hohes Ausgangssignal und damit ein heller Bildpunkt. Allmählich adaptiert der Pixel auf ein niedrigeres Niveau und der Schleier verschwindet. Sowohl in der gerade beschriebenen Abb. 6.12 als auch in Abb. 6.13 befinden sich in der zweiten und vierten Zeile jeweils Histogramme von den darüberliegenden Kameraaufnahmen. Das Histogramm gibt darüber Aufschluß, wie oft ein bestimmter Helligkeitswert im Bild vorhanden ist. Dazu sind auf der x-Achse die unterschiedlichen Helligkeiten (links = dunkel, rechts = hell) und auf der y-Achse die Anzahl der Pixel, die den entsprechenden Wert aufweisen, aufgetragen. Ist die Szene ruhig und haben alle 400 Pixel adaptiert, so ist im Histogramm ein relativ schmaler Balken zu erkennen. Bewegt sich jedoch etwas im Bild, so ändern sich bei einigen Pixeln die Helligkeitswerte und das Histogramm verbreitert sich. Anhand der Breite können also Rückschlüsse auf die Stärke der Bewegung im Kamerabild gezogen werden.

Das Adaptationsverhalten der Pixelmatrix läßt sich in Abb. 6.13 nochmal beobachten. Hier ist eine Tasse dargestellt, die zunächst ins Bild bewegt und anschließend ruhig gehalten wird. Auf der Tasse befindet sich ein Aufdruck des ASIC-Labor-Logos, das in Abb. 6.11 separat gezeigt wird. Es ist auf den Kamerabildern in grober Form zu erkennen. Mit der Zeit adaptieren die Photorezeptoren und die Tasse verschwindet. Gleichzeitig wird das zugehörige Histogramm schmaler, da die meisten Pixel nun einen einheitlichen Grauwert aufweisen. Im letzten Bild wurde schließlich kurz mit der Hand durch das Bild gefahren und dadurch ein schneller Kontrastwechsel hervorgerufen. Danach taucht die Tasse wieder auf, und das Histogramm verbreitert sich.

Abbildung 6.11: Logo des ASIC-Labors. Es befindet sich auf der Tasse in Abb. 6.13.

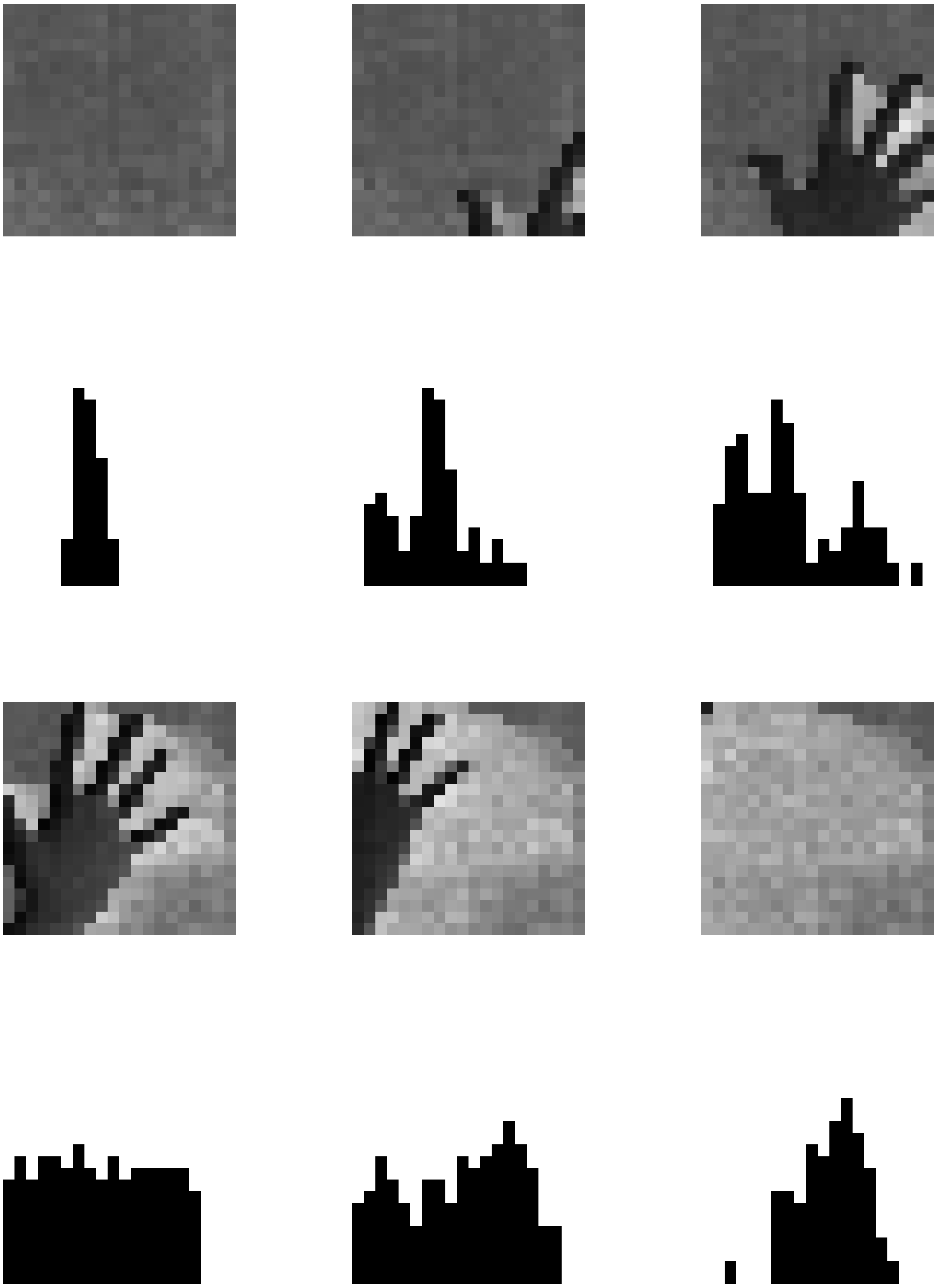


Abbildung 6.12: In der ersten und dritten Reihe ist zu erkennen, wie eine Hand durch den Kameraausschnitt bewegt wird. Dabei zieht sie aufgrund der adaptiven Pixeleigenschaften eine helle Fläche hinter sich her. In der zweiten und vierten Zeile sind jeweils die Grauwerte der Pixel in ein Histogramm gefüllt.

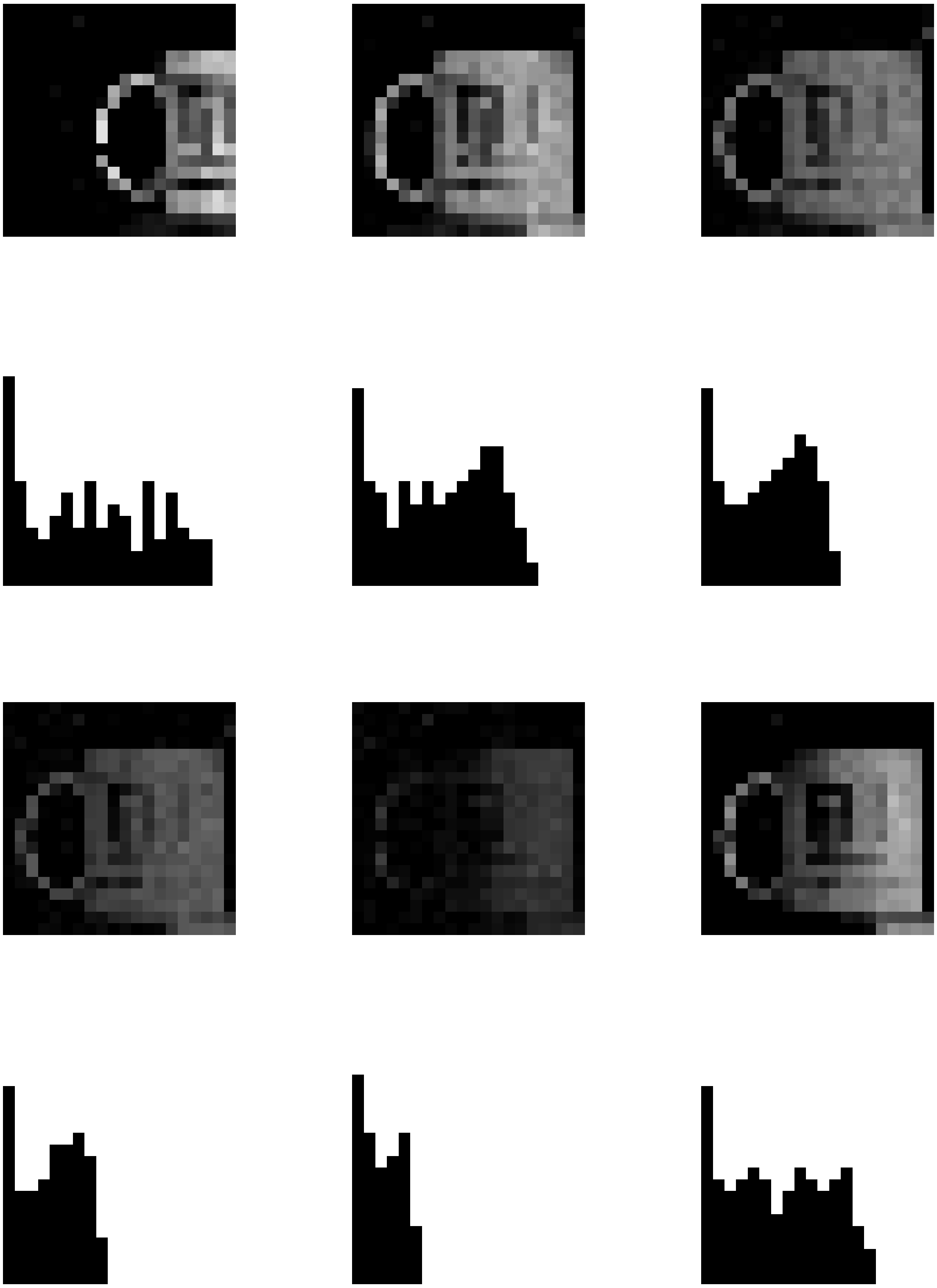


Abbildung 6.13: Eine Tasse mit dem ASIC-Labor-Logo wird von links in das Bild geschoben und dann in Ruhe gelassen. Die Bildfolge in der ersten und dritten Reihe macht deutlich, wie sie aufgrund der Adaptation langsam verschwindet. Im letzten Bild wurde kurz mit der Hand durch das Bild gefahren, worauf die Tasse wieder erscheint. Die Pixelgrauwerte sind jeweils in ein Histogramm gefüllt.

6.3.2 Auf der Straße

Zum Abschluß der Kameraaufnahmen werden in diesem Abschnitt noch zwei Bildfolgen beschrieben, die typische Straßenszenen zeigen. Für die Anwendung in einem Blindenhilfssystem sind diese Ergebnisse besonders relevant, da sich der Blinde später insbesondere auf der Straße selbständig zurechtfinden muß. Allerdings können die Bilder aufgrund der geringen Auflösung wieder nur einen groben Eindruck der Szene vermitteln.

Dargestellt sind in Abb. 6.14 ein vorbeifahrendes Auto und in Abb. 6.15 ein vorbeigehender Fußgänger. In beiden Bildfolgen wird deutlich, daß nur bewegte Objekte gesehen werden können. Dieser Effekt ist hier besonders gut zu beobachten, da die Aufnahmen bei hellem Sonnenlicht gemacht wurden und dabei eine kurze Adaptationszeit auftritt (vgl. Abschnitt 5.2.3). Die Szenen wurden in einer Wohngegend aufgenommen, die für einen an sich abwechslungsreichen Hintergrund aus Häusern und Bäumen sorgen sollte. Dennoch lassen sich diese Strukturen in den Bildern nicht erkennen. Sie sind unbeweglich und verschwinden nach der Adaptation aufgrund der flachen, statischen Kennlinie. Solange sich kein Objekt durch das Bild bewegt, erscheint alles einheitlich grau.

Das Auto fährt von rechts nach links durch das Bild. Ab dem vierten Bild ist hier zu sehen, wie die einzelnen Strukturen Streifen hinter sich herziehen. Dies ist wiederum ein Effekt der hohen transienten Verstärkung und der damit verbundenen überhöhten Reaktion auf schnelle Kontrastwechsel. Erst nach Verstreichen der Adaptationszeit hat ein Pixel, der zuvor eine überhöhte Reaktion gezeigt hat, sein adaptiertes Niveau erreicht. In dieser Zeit ist das Auto aber bereits weitergefahren und hat weitere Pixel stimuliert. Alle Pixel, die vom gleichen Punkt des Autos angeregt werden, liegen auf einer Linie und bilden die beobachteten Streifen.

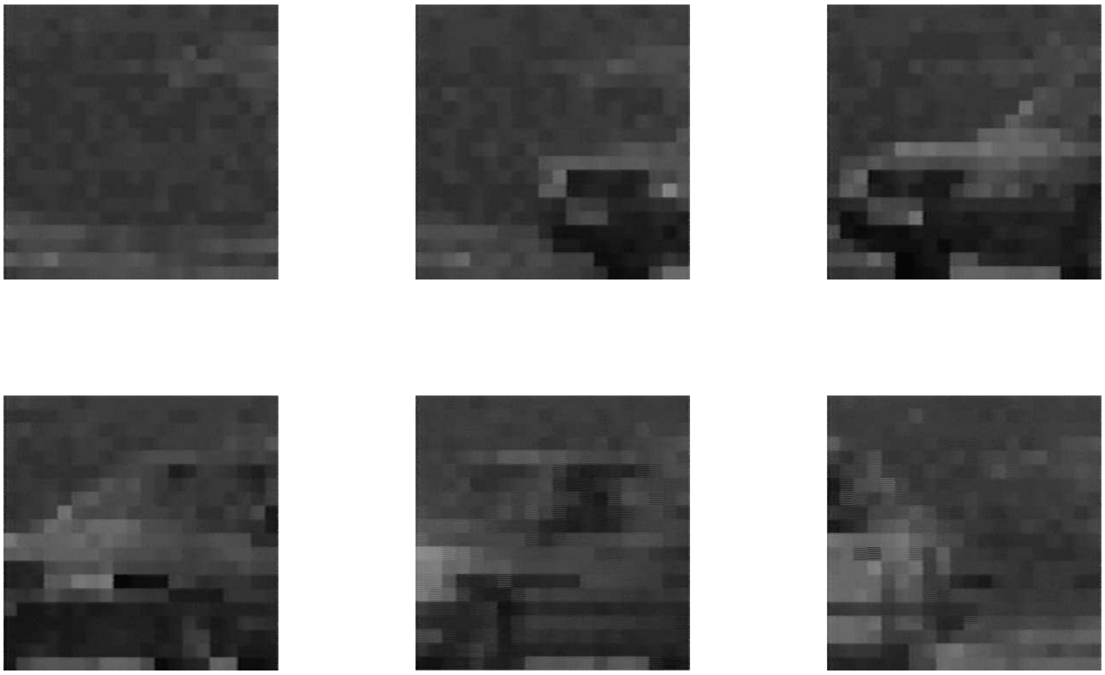


Abbildung 6.14: Ein Auto fährt von rechts nach links durch das Bild. Es zieht aufgrund des adaptiven Verhaltens der Kamera einige Streifen hinter sich her.

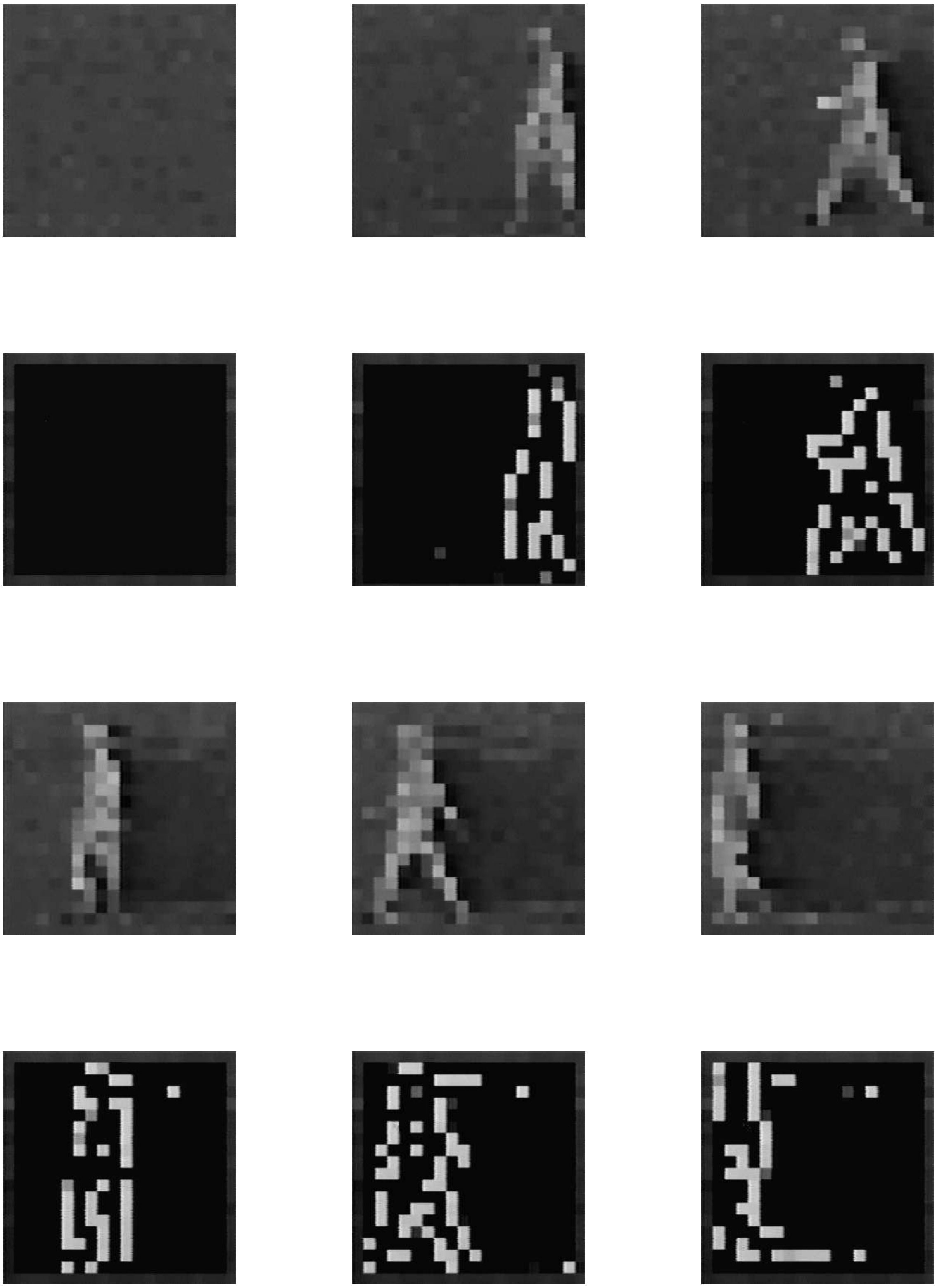


Abbildung 6.15: Die erste und dritte Reihe zeigt eine Bildfolge, in der ein Fußgänger durch das Bild läuft. Es sind wiederum die aufgrund der Adaptation entstehenden Streifen zu erkennen. In der zweiten und vierten Reihe sind jeweils die im Bild auftretenden Kanten dargestellt.

Der Fußgänger in Abb. 6.15 ist noch besser als das vorbeifahrende Auto zu erkennen, da er aufgrund der helleren Kleidung einen höheren Kontrast aufweist. Die Bildfolge, in der die Person von links nach rechts durch das Bild läuft, ist in der ersten und dritten Zeile abgebildet. Auch hier ist das durch die Adaptation verursachte Nachziehen von dunklen Streifen zu beobachten, die zusammmengenommen einen dunklen Schatten hinter der Person bilden.

Als Beispiel einer digitalen Filteroperation wurde hier nochmals die Kantenverstärkung durch Faltung mit einer 3×3 Matrix herangezogen. Die resultierenden Bilder sind in der zweiten und vierten Zeile dargestellt. Trotz der geringen Auflösung von nur 400 Pixeln ist der Fußgänger anhand der Kanten recht gut auszumachen. Damit ist es durchaus vorstellbar, daß die derart reduzierte Information noch sinnvoll auf die Haut einer blinden Versuchsperson übertragen werden kann. Eine Orientierung allein anhand der Objektkanten scheint möglich zu sein.

Zusammenfassung und Ausblick

Die Sinneszellen in der Netzhaut des Auges haben es hervorragend gelöst, über einen großen dynamischen Bereich sensitiv zu sein und gleichzeitig eine hohe Empfindlichkeit für geringe Kontraste beizubehalten. Das dabei verwendete Prinzip der Adaptation, das zu einer schwachen Verstärkung statischer Signale und zu einer hohen Verstärkung transienter Signale führt, wurde von Delbrück und Mead [9] in eine elektronische Schaltung umgesetzt. Dieser Schaltkreis bildete die Grundlage für die vorliegende Arbeit, in der das Layout eines aus adaptiven Pixeln bestehenden Vision Chips und wesentliche Messungen an den Pixeln vorgestellt wurden. Das Konzept der adaptiven Pixel soll in einem taktilen Blindenhilfssytem eingesetzt werden.
Zunächst ist festzuhalten, daß der adaptive Photorezeptor das Verhalten des biologischen Vorbildes qualitativ gut reproduziert. Er weist über einen Dynamikbereich von 7 Dekaden ein schwaches, logarithmisches Ansprechverhalten für statische Signale und ein stark erhöhtes Ansprechverhalten für transiente Signale auf. Dies führt dazu, daß bewegte Objekte ein deutlich sichtbares Ausgangssignal erzeugen, während ruhende Objekte nach erfolgter Adaptation nur noch schwach oder überhaupt nicht mehr zu erkennen sind. Die Eigenschaften wurden durch Messungen an einzelnen Pixeln, aber auch durch Kameraaufnahmen mit der 20×20 Photorezeptormatrix eindrücklich belegt.
Das Verhältnis von transienter zu statischer Verstärkung des hier entwickelten, elektronischen Rezeptors liegt bei 30:1 (Standardpixel). Dadurch wird eine ausgeprägte Bewegungserkennung und eine starke Unterdrückung statischer Kontraste erreicht. Wie die Messungen an verschiedenen Testpixeln belegen, läßt sich das Verhältnis durch geeignete Wahl der im Pixel eingesetzten Kapazitäten verändern. Es wird von der Anwendung abhängen, ob ein hohes Verhältnis und damit ein gute Bewegungserkennung oder ein geringes Verhältnis und damit eine gute Auflösung statischer Kontraste von Nutzen ist. Das biologische Vorbild des Retinazapfens weist ein Verhältnis von 5:1 und damit eine im Vergleich zum adaptiven Pixel schwächere Bewegungserkennung auf. Für den Einsatz im taktilen Blindenhilfssystem steht die Entscheidung über die Stärke der Bewegungserkennung noch aus. Dies muß zunächst im Experiment an Versuchspersonen untersucht werden. Es ist aber zu erwarten, daß sich eine ausgeprägte Bewegungserkennung als sinnvoll erweisen wird, da in erster Linie bewegte Objekte für die Orientierung relevant sind.
Neben den adaptiven Eigenschaften wurde das Rauschen der Pixel sowie das Übersprechen zwischen den Pixeln der Matrix untersucht. Das Rauschen bewirkt vor allem bei der statischen Antwort eine Einschränkung der Kontrastauflösung, da der RMS-Wert 10 – 20 % einer Intensitätsdekade entspricht. Ein meßbares Übersprechen existiert nur für hohe Intensitäten, im Bereich unter 1 W/m^2 spielt es keine Rolle. Zusätzlich zum Photorezeptor wurden auch die optischen Eigenschaften der grundlegenden CMOS-Strukturen untersucht. Dazu gehören die Quanteneffizienz der verschiedenen pn-Übergänge sowie die Dämpfung der Lichtintensität durch abschirmende Metallflächen. Die Ergebnisse stimmen mit den Daten anderer CMOS-Prozesse gut überein.

Ein wesentlicher Bestandteil der Chipentwicklung besteht in der Möglichkeit, die elektronische Schaltung vor der Produktion simulieren zu können. Besonders interessant in diesem Zusammmenhang ist die Frage, wie gut die Simulationsergebnisse mit der Messung übereinstimmen. Bei den meisten der am adaptiven Pixel durchgeführten Simulationen fällt auf, daß zwar eine qualitative Übereinstimmung mit der Messung vorliegt, daß aber die absoluten Zahlenwerte in vielen Fällen deutlich voneinander abweichen. Kann demnach die Simulation nur als grober Anhaltspunkt dienen, der keine exakten Aussagen zuläßt?

Bevor diese Frage beantwortet werden kann, muß auf einige Eigenheiten der Simulation hingewiesen werden. Zunächst ist das verwendete Simulationsprogramm *Spectre* nicht in der Lage, optische Eigenschaften der CMOS-Strukturen zu simulieren. Dann arbeiten zwei der in der Rezeptorelektronik eingesetzten Transistoren im Subthresholdbereich. Dieser Bereich wird, wie der direkte Vergleich von Messung und Simulation an einem Testtransistor ergab, nicht korrekt simuliert. Dadurch kommt es zu einem Fehler in der Adaptationszeit des Rezeptors. Mittlerweile konnten jedoch die Transistorparameter für die Simulation so an die Meßdaten angepaßt werden, daß für zukünftige Simulationen eine gute Übereinstimmung zu erwarten ist. Eine weitere Ursache für die Diskrepanz zwischen Simulation und Messung liegt in den parasitären Kapazitäten, die durch die geometrische Anordnung der einzelnen Elemente und durch die verbindenden Metalleitungen erzeugt werden. Diese können zwar in der Simulation berücksichtigt werden (*parasitäre Simulation*), jedoch wurde darauf verzichtet, weil nur geringe Unterschiede zwischen parasitärer und nicht parasitärer Simulation auftraten. Schließlich spielt es noch eine Rolle, auf welche Weise die aus dem Chip kommenden Signale weiterverarbeitet werden. Da die Pixel nicht zum Treiben großer Lasten ausgelegt sind, haben die Eingangswiderstände und Eingangskapazitäten der nachfolgenden Operationsverstärker einen nachweisbaren Einfluß auf die Eigenschaften der Photorezeptoren.

Zusammenfassend gilt, daß die Effekte, die zur Abweichung von Simulation und Messung geführt haben, gut verstanden sind. Bis auf die optischen Eigenschaften der CMOS-Strukturen, die sich allerdings erst bei höheren Intensitäten als störend erweisen, können sie bei zukünftigen Simulationen mit einbezogen werden. Daher ist zu erwarten, daß sich mit Hilfe von weiteren Simulation nicht nur qualitative, sondern auch quantitative Aussagen machen lassen, die den wirklichen Eigenschaften des Schaltkreises sehr nahe kommen.

Nachdem der adaptive Photorezeptor seine Funktionsfähigkeit bewiesen hat, stellt sich die Frage nach dem weiteren Vorgehen. Einige Untersuchungen von Eigenschaften, die für die Anwendung oder zum besseren Verständnis der CMOS-Vorgänge von Bedeutung sind, stehen noch aus. Dazu gehört vor allem die Temperaturabhängigkeit der Rezeptorkennlinien. So ist beispielsweise zu erwarten, daß sich die Adaptationszeit mit steigender Temperatur verkürzt, da die Anzahl der Ladungen im adaptiven Element zunimmt. Ob dieser Effekt eine wesentliche Rolle spielt, ist noch nicht geklärt. Die Messung der Dämpfung durch die Metallabschirmung führte zu dem Widerspruch, daß die dünnere Metallschicht eine stärkere Abschirmung als die dickere Schicht aufweist. Eine weitergehende, spektrale Untersuchung der Abschirmung ist daher anzustreben. Auch die spektrale Quanteneffizienz der Photodioden sollte speziell für den verwendeten AMS-Prozeß noch näher bestimmt werden. Sie wurde bisher nur bei einer Wellenlänge von 675 nm gemessen.

Ein großes Ziel stellt die Weiterentwicklung der bisherigen Pixelmatrix zu einem als Miniaturkamera geeigneten System dar. Es soll in eine Brille eingebaut und zusammen mit einem taktilen Ausgabegerät als Orientierungshilfe eingesetzt werden. Als weiterer Schritt in diese Richtung wurde bereits ein Chip mit größerer Pixelmatrix ($64 \times 64 = 4096$ Pixel) und integrierter Digitalisierung entwickelt [20], der direkt über den Druckerport eines portablen PC's ausgelesen werden kann. Die hierfür verwendeten Pixel wurden gegenüber dem Standardpixel leicht modifiziert. Sie besitzen eine kürzere Adaptationszeit und eine bessere Lichtabschirmung. Das Ausleseprinzip, das auf Zeilenselektion und Spaltenauslese beruht, wurde beibehalten. Der Chip, der aufgrund der höheren Pixelzahl eine deutlich bessere Auflösung verspricht, befindet sich zur Zeit in der Produktion. Die Kamera wird dabei eine Größe von etwa $3 \times 3 \times 2$ cm^3 aufweisen, die sich noch reduzieren läßt, wenn der Chip direkt auf die Platine gebondet wird. Sobald ein geeignetes, taktiles Ausgabegerät zur Verfügung steht, sollen mit diesem Chip Experimente an blinden Versuchspersonen durchgeführt werden.

Gleichzeitig wird versucht, die Eigenschaften der Pixel weiter zu verbessern. Einen möglichen Ansatzpunkt bietet die Verringerung des Rauschens, um auch die statische Kennlinie besser ausnutzen zu können. Dies ließe sich durch eine längere Integrationszeit bei der Auslese erreichen, da sich auf diese Weise alle höheren Rauschfrequenzen herausmitteln. Wird sogar über eine Zeit von 20 ms integriert, so erübrigt sich auch das Problem mit dem 100 Hz Flackern der künstlichen Raumbeleuchtung.

Die Messungen an der Pixelmatrix haben gezeigt, daß große Pixel-zu-Pixel-Variationen auftreten. Sie werden durch Schwankungen in den Transistorgeometrien verursacht. Durch eine nachträgliche Korrektur können sie zwar weitgehend ausgeglichen werden, jedoch erfordert dies eine relativ aufwendige, digitale Verarbeitung. Ein erwünschtes Ziel ist daher die Reduzierung der Variationen auf ein Maß, bei dem auf eine weitere Kalibration verzichtet werden kann. Die Verwendung größerer Transistoren, bei denen die absoluten Prozeßschwankungen im Verhältnis geringere Auswirkungen haben, bietet dafür eine Möglichkeit.

Schließlich muß für die endgültige Anwendung in einer Mobilitätshilfe die Frage geklärt werden, welche zusätzliche Bildverarbeitung erforderlich ist und welche Informationen den Blinden tatsächlich übermittelt werden sollen. Erweist sich die Kantenverstärkung als sinnvoll, so könnte diese ebenfalls auf dem Chip in Form eines analogen Widerstandsnetzwerkes erfolgen (siehe [16]). Digitale Bildverarbeitungsalgorithmen lassen sich entweder in einem tragbaren Rechner oder in einer auf die spezielle Anwendung abgestimmten Elektronik (Mikrokontroller, Xilinx, ASIC) durchführen. Dabei bietet der adaptive Photorezeptor mit seinem hohen dynamischen Bereich bei gleichzeitiger Auflösung geringer Kontraste eine geeignete Ausgangsbasis.

Literaturverzeichnis

[1] P. Bach-y-Rita, *"A tactile vision substitution system based on sensory plasticity"*, Proceedings of The Second Conference on Visual Prosthesis, Academic Press New York and London 1971, pp. 281-290

[2] D. A. Baylor, G. Matthews, K.-W. Yau, *"Two components of electrical dark noise in toad rod outer segments"*, J. Physiol., vol. 309, pp. 591-621, 1980

[3] Bergmann, Schaefer, *"Optik"*, Lehrbuch der Experimentalphysik, Band 3, 9. Auflage, S. 895-898

[4] Cadence Online Library Openbook, Analog Artist, Spectre Reference, Cadence Design Systems, San Jose

[5] Cadence Reference Manual, *"Analog Artist Simulation Environment"*, Volume 1+2, Cadence Design Systems, San Jose

[6] C.A.E.N. *"32 channel charge-integrating ADC"*, Technical Information Manual, MOD. C 205, Viareggio (Italy), 1993

[7] C. C. Collins, *"Tactile vision synthesis"*, Proceedings of The Second Conference on Visual Prosthesis, Academic Press New York and London 1971, pp. 267-279

[8] W. C. Dash, R. Newman, *"Intrinsic optical absorption in single-crystal germanium and silicon at 77 K and 300 K"*, Physical Review, vol. 99, pp. 1151-1155, 1955

[9] T. Delbrück, C. A. Mead, *"Analog VLSI phototransduction by continous, adaptive, logarithmic photoreceptor circuits"*, Computation and Neural Systems Program, California Institute of Technology, Pasadena, Memo No. 30, 1994, pp. 1-23

[10] H. G. Graf, B. Höfflinger, U. Seger, A. Siggelkow, *"Elektronisch sehen"*, Elektronik, Franzis Verlag Poing, 3/1995, S. 52-57

[11] P. R. Gray, R. G. Meyer, *"Analysis and design of analog integrated circuits"*, John Wiley & Sons, Inc.

[12] R. Gregorian, G. C. Temes, *"Analog MOS integrated circuits for signal processing"*, John Wiley & Sons, Inc.

[13] H. Hinsch, *"Elektronik"*, Skript zur Vorlesung im WS 1994/95, Institut für Angewandte Physik, Universität Heidelberg

[14] J. Hoffmann, *"CVC User Manual"*, GSI Darmstadt, 22. Januar 1993

[15] B. Jähne, *"Digitale Bildverarbeitung"*, Springer Verlag Heidelberg, Zweite Auflage 1991

[16] C. A. Mead und M. A. Mahowald, *"A silicon model of early visual processing"*, Neural Networks, Vol. 1, 1988, pp. 91-97

[17] A. Mhani, G. Bouvier, J. Herault, *"A contrast and motion-sensitive silicon retina"*, ESSCIRC 1995 (European Solid-State Circuits Conference), Proceedings, pp. 326-329

[18] R. A. Normann, I. Perlman, *"The effects of background illumination on the photorezeptors of red and green cones"*, J. Physiol., vol. 286, pp. 491-507, 1979

[19] Physik Instrumente Waldbronn, *"C-804/C-812 DC-Motor Controller"*, Operating Manual, Programming Reference, Product Documentation, Release 4.3, 1992

[20] J. Schemmel, *"Diplomarbeit über die Fortsetzung des Vision Projektes"*, in Vorbereitung, Institut für Hochenergiephysik, Universität Heidelberg

[21] B. Struck, *"STR612/CVC Intelligent CAMAC Crate Controller"*, Struck Electronics, Tangstedt

Danksagung

Herzlichen Dank allen, die zum Gelingen meiner Diplomarbeit beigetragen haben, insbesondere:

Herrn Prof. K. Meier für die Möglichkeit, ein neues und interessantes Gebiet in Angriff nehmen zu können, für viele Ideen und anregende Diskussionen sowie für die insgesamt vorbildliche Betreuung,

Herrn Prof. J. Bille für die Übernahme der Zweitkorrektur,

Herrn Dr. A. Hölscher für die vielfältigen Hilfestellungen und die Bereitschaft, jeder Zeit für Fragen zur Verfügung zu stehen,

Herrn Dr. A. Mass für die sorgfältige und kritische Durchsicht des Manuskripts,

Herrn M. Keller für die Hilfe bei der Layouterstellung und für die ausdauernde und meist erfolgreiche Suche nach Lösungen bei diversen Softwareproblemen,

Herrn J. Boelsems für die tatkräftige und ideenreiche Unterstützung beim Testaufbau und bei den Messungen,

allen weiteren Mitgliedern des ASIC-Labors für die Hilfsbereitschaft bei Problemen jeglicher Art,

den Herren R. Megele und K. Schmitt aus der Elektronikwerkstatt für den Bau der Kameraplatine sowie für die Einführung in das OS9-Betriebssytem und in die CAMAC-Programmierung,

Herrn Lamade sowie allen weiteren Mitarbeitern der mechanischen Werkstatt für die Fertigung der Filterhalter und des Kameragehäuses,

Herrn J. Schemmel für die Progammierung der Simulations- und Bildverarbeitungssoftware und für viele interessante Vorschläge,

meinen Eltern für die umfassende Unterstützung während meines gesamten Studiums und zusammen mit meinen Schwiegereltern für das Korrekturlesen des Manuskripts,

meiner Frau für die Bereitschaft, die manchmal bis in die Nacht dauernden Arbeitszeiten wohlwollend zu tolerieren, für das Mitbangen bei auftretenden Schwierigkeiten und für die Mitfreude über erfolgreich durchgeführte Messungen.