

Kapitel 5

Realisierungsbeispiele für 2D-CMOS-Bildsensoren

In diesem Kapitel werden die im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und realisierten integrierten Schaltkreise vorgestellt. Die ausgewählten Realisierungsbeispiele sollen die Vorteile, die sich bei der Entwicklung von 2D-Bildsensoren durch die Realisierung in CMOS gegenüber der CCD-Technologie ergeben, verdeutlichen. Bezüglich der beiden vorgestellten Systeme wären insbesondere die freie Wahl des Abtastschemas, die freie Wahl der Sensor-Übertragungscharakteristik, wahlfreie Pixeladressierung und die Möglichkeit der On-Chip-Integration von Signalverarbeitung zu nennen.

Als Beispiel für einen CMOS-Bildsensor mit sehr großem Eingangsdynamikbereich wird im ersten Abschnitt dieses Kapitels ein Kamera-Testchip mit zunächst 32×32 auf einem hexagonalen Abtastgitter angeordneten Photosensoren und logarithmischer Sensorcharakteristik beschrieben [26, 56]. Er weist einen Eingangsdynamikbereich von 7 Dekaden sowie ein gegenüber den in der Fachliteratur vorgestellten Systemen wesentlich verbessertes dynamisches Verhalten auf. Der Bildsensor wurde einerseits für den Einsatz in optischen Inspektionssystemen, andererseits im Rahmen eines Medizintechnik-Projektes (Retina-Implant) als Teil eines bionischen Bildverarbeitungssystems zur Nachbildung der Funktionalität der menschlichen Retina entwickelt (siehe [60]). Abbildung 5.1 zeigt eine mit dem im Rahmen dieser Arbeit entwickelten 32×32 Pixel Bildsensor aufgenommene Bildsequenz. Auf der Grundlage des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten neuen Schaltungskonzeptes wurden am Fraunhofer IMS weitere CMOS-Bildsensoren in den Größen 128×128 und 300×400 mit Erfolg gefertigt [57, 61].

Abbildung 5.2 zeigt ein Chipphoto des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Bildsensors mit logarithmischer Signalkompression und hexagonaler Bildabtastung. Die Schaltung wurde in einer $1,5 \mu\text{m}$ CMOS-Technologie gefertigt, die am Fraunhofer Institut für

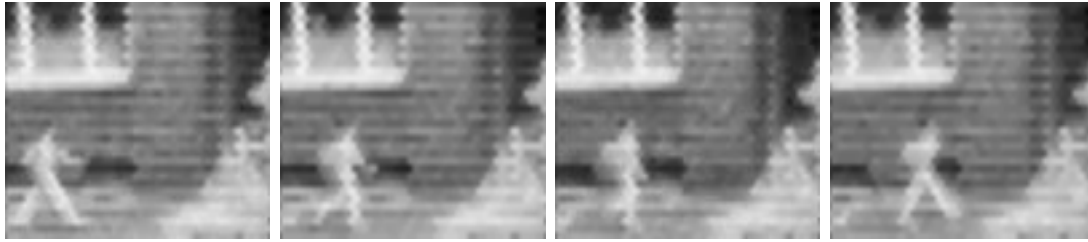


Abbildung 5.1: Mit dem 32×32 Pixel Bildsensor aufgenommene Bildsequenz.

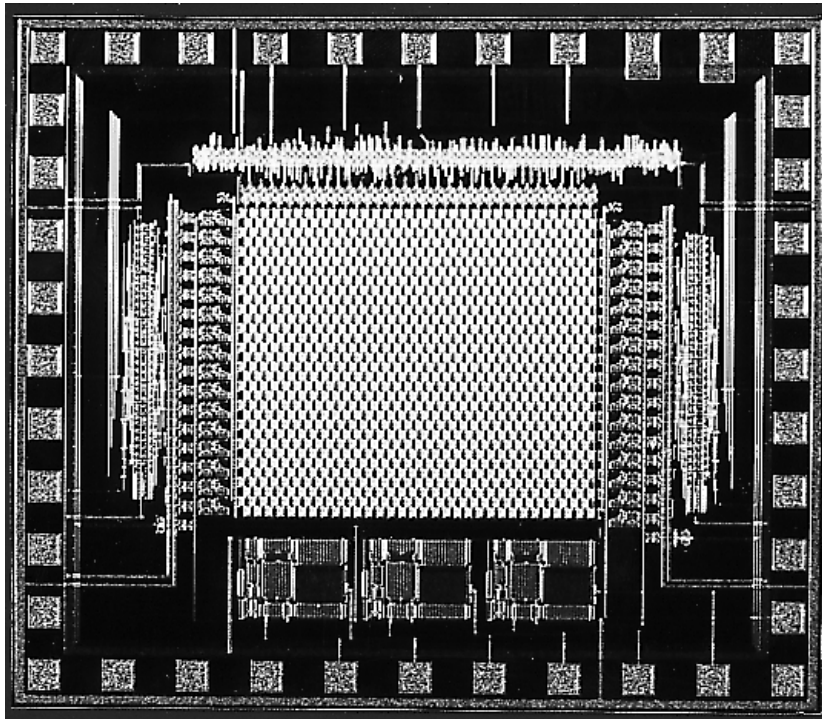


Abbildung 5.2: Chippfoto des 32×32 Bildsensors.

Mikroelektronische Schaltungen und Systeme verfügbar ist. Die Fläche der Schaltung beträgt etwa 7mm^2 .

Als Beispiel für einen CMOS-Bildsensor mit integrierter Signalverarbeitung wird im zweiten Abschnitt ein Kamerachip mit 128×128 Photosensoren und lokaler Helligkeitsadaptation vorgestellt, bei dem der Signalstrom einer Photodiode auf dessen räumlichen Mittelwert in der Umgebung des jeweiligen Pixels bezogen wird, um den Einfluß der Beleuchtung der aufgenommenen Szene auf das Ausgangssignal des Bildsensors weitgehend zu eliminieren. Die räumliche Mittelung des Eingangsbildes erfolgt massiv-parallel durch eine laterale Vernetzung der Pixel im Inneren des Sensorarrays.

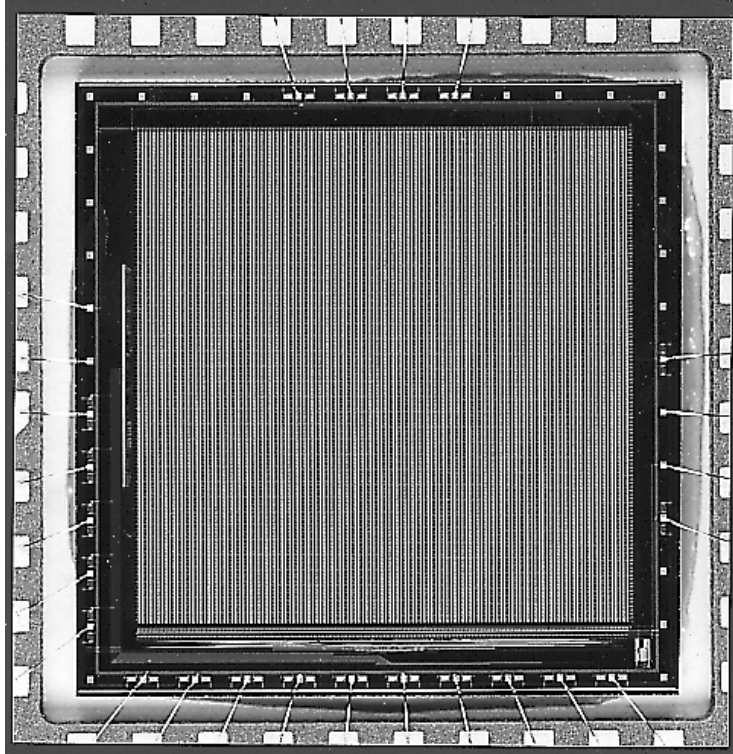


Abbildung 5.3: Chipphoto des 128×128 Bildsensors.

Einen Schwerpunkt des Kapitels bildet die in dieser Arbeit erstmalig vorgestellte Analyse der so entstehenden zweidimensionalen Mittelungsnetzwerke. Eine detaillierte mathematische Analyse blieb in der Fachliteratur bisher aus.

Kamerasysteme mit integrierter lokaler Helligkeitsadaptation eignen sich insbesondere für Applikationen in den Bereichen Mustererkennung sowie Überwachungs- und Sicherheitstechnik.

Abbildung 5.2 zeigt ein Chipphoto des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und gefertigten lokaladaptiven Bildsensors. Die Schaltung wurde in einer $1\mu\text{m}$ CMOS-Technologie gefertigt, die am Fraunhofer Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme verfügbar ist. Die Fläche der Schaltung beträgt etwa 68mm^2 .

5.1 CMOS-Kamera mit hohem Dynamikbereich und hexagonaler Bildabtastung

5.1.1 Motivation

Ziel dieser Entwicklungsarbeit war ein Bildsensor mit speziell für den Einsatz in optischen Inspektionssystemen sowie bionischen Bildverarbeitungssystemen zugeschnittenen Eigenschaften.

Die Funktionalität eines bionischen Bildverarbeitungssystems zur Nachbildung der Signalverarbeitung innerhalb der menschlichen Retina besteht im Wesentlichen in der Faltung eines Eingangsbildes mit radialsymmetrischen Funktionen, die die Verarbeitungseigenschaften des rezeptiven Feldes der Ganglienzellen auf der Ausgangsseite der Netzhaut beschreiben. Für diesen Bildsensor wurde ein hexagonales Abtastschema gewählt, da es unter allen periodischen Abtastemata den höchsten Grad an radialer Symmetrie aufweist und damit (insbesondere in Verbindung mit wahlfreiem Sensorzugriff) eine effektive, der Aufgabenstellung angepaßte Implementierung der Signalverarbeitung ermöglicht. Physiologische Untersuchungen haben zudem gezeigt, daß beim Menschen die photosensitiven Rezeptorzellen in der fovealen Region der Netzhaut annähernd hexagonal angeordnet sind [62]. Aus signaltheoretischer Sicht ist die hexagonale Abtastung für ein auf eine kreisförmige Region der Fourier-Ebene bandbegrenztes Signal in dem Sinne optimal, daß für die exakte Rekonstruktion des ortskontinuierlichen Signals 13,4% weniger Abtastwerte notwendig sind, als für ein alternatives rechtwinkliges Abtastschema [63].

Eine logarithmische Sensorcharakteristik entspricht im Hinblick auf eine Nachbildung der retinalen Signalverarbeitung am ehesten der physiologischen Realität [64] (Weber-Fechnersches Gesetz). Sie ermöglicht zudem ohne die Verwendung einer mechanischen Blende die Realisierung eines Eingangs-Dynamikbereiches von 7 Dekaden. Im Hinblick auf Anwendungen in der maschinellen Bildverarbeitung wurde in Kapitel 4 Gleichung (4.42) außerdem gezeigt, daß die logarithmische Sensorcharakteristik die Extraktion der relevanten Kontrastinformation stark vereinfacht, da die Differenz der Ausgangsspannungen zweier Pixel nur vom Kontrast zwischen den entsprechenden Bildpunkten und nicht vom absoluten Maß der Beleuchtung einer Szene abhängt.

5.1.2 Aufbau einer Sensorzelle

Abbildung 5.4 zeigt das Schaltbild einer einzelnen Sensorzelle. Das lichtempfindliche Bauelement ist hier durch eine Photodiode (n-Diffusion/p-Substrat) gegeben. Der in der

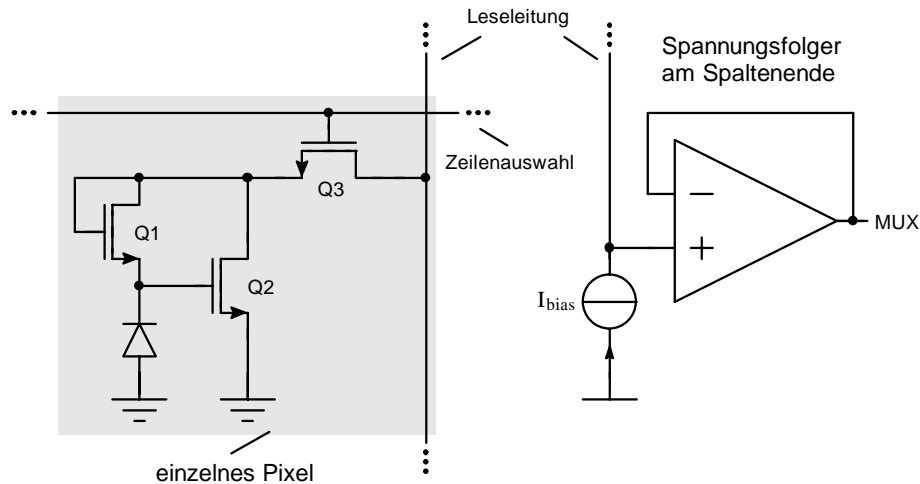


Abbildung 5.4: Schaltbild des logarithmierenden Pixels mit Gegenkopplung.

Photodiode generierte Photostrom ruft am Gateanschluß von Q1 ein logarithmisch vom Photostrom abhängiges Potential hervor. Dieses ist der Fall, da Q1 aufgrund der unter natürlichen Beleuchtungsverhältnissen sehr kleinen Photoströme in der Größenordnung fA bis nA in schwacher Inversion arbeitet (siehe Gleichung A.6).

Das Potential am Sourceanschluß von Q1, beziehungsweise an der Kathode der Photodiode, wird zur Verbesserung des dynamischen Verhaltens über die durch den Gegenkopplungstransistor Q1 und den Verstärker Q2 gebildete Gegenkopplungsschleife annähernd konstant gehalten. In bezug auf ihr Kleinsignalverhalten arbeitet die Photodiode somit im Kurzschlußbetrieb, wodurch die Sperrschichtkapazität der Photodiode infolge von Beleuchtungsänderungen nicht über die sehr hochohmige Last beziehungsweise die sehr kleinen Photoströme umgeladen werden muß. Das Potential an der Kathode der Photodiode kann über einen von außen in das Pixel eingepprägten Biasstrom eingestellt werden. Am Gate von Q2 stellt sich diejenige Spannung ein, die durch Q2 den eingepprägten Biasstrom fließen läßt. Über den Schalttransistor Q3 wird die Ausgangsspannung des Pixels auf die Leseleitung geschaltet.

Zur Minimierung der Pixelabmessungen wurde die zum Betrieb eines Pixels erforderliche PMOS-Biasstromquelle an das Ende der Leseleitung verlagert, wo sie allen an der Leseleitung angeschlossenen Pixeln (wovon stets nur eines in Betrieb ist) zur Verfügung steht. Diese Entscheidung erwies sich bei Messungen der Pixel-Zugriffszeiten als problematisch, da nach einem Zeilenwechsel die neu selektierten Pixel erst einen stabilen Arbeitspunkt erreichen müssen, bevor sie ausgelesen werden können. Die Zeitkonstante für diesen Vorgang kann bei kleinen Bestrahlungsstärken einige Millisekunden betragen, wodurch eine Auslese des Bildsensors mit TV-Bildraten bei schlechten Beleuchtungsverhältnissen

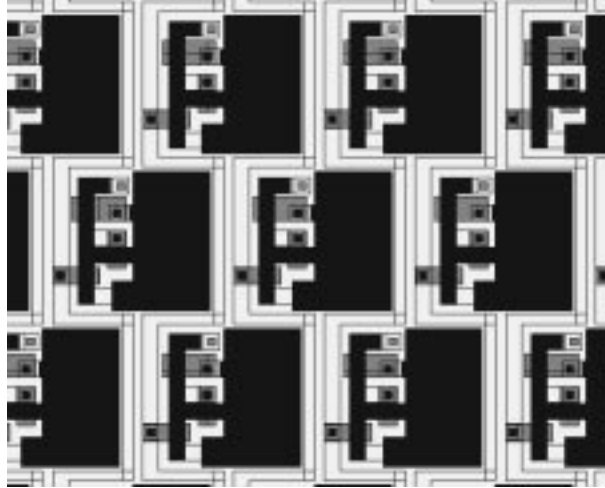


Abbildung 5.5: Schaltungslayout der Sensormatrix mit hexagonaler Bildabtastung.

unmöglich wird.

Ein kleiner Ausschnitt des Layouts ist zur Verdeutlichung der hexagonalen Struktur der Sensormatrix in Abbildung 5.5 dargestellt. Der Pixelpitch beträgt $38,8\mu\text{m} \times 33,6\mu\text{m}$, der Füllfaktor etwa 40%. Das Layout wurde für eine $1,5\mu\text{m}$ CMOS-Technologie erstellt, die am Fraunhofer Institut für Mikroelektronische Schaltungen und Systeme verfügbar ist.

5.1.3 Statisches Übertragungsverhalten

Spannungsvariationen, die infolge einer Änderung des Photostromes an der Kathode der Photodiode auftreten, sind um den Faktor der Verstärkung des Transistors Q2 kleiner als die Variationen am Ausgang des Pixels. Unter der Voraussetzung einer hohen Verstärkung von Q2 kann das Potential an der Kathode der Photodiode für die folgenden Betrachtungen als konstant angenommen werden. Simulationen der Pixelschaltung haben gezeigt, daß diese Annahme gerechtfertigt ist.

Entsprechend den Ausführungen im Anhang kann bei festem Source-Potential der Drainstrom I_d eines NMOS-Transistors in schwacher Inversion durch Gleichung (A.17) beschrieben werden. In Sättigung ($U_{ds} \gg U_T$) ergibt sich daraus

$$I_d = I_{\max} e^{\frac{U_{gs}-U_t}{nU_T}} \quad (5.1)$$

und damit für die Ausgangsspannung U_a des Pixels am Gateanschluß von Q1

$$U_a = U_{sb,1} + U_{t,1} + n U_T \ln(10) \log \frac{I_{d,1}}{I_{\max}}, \quad (5.2)$$

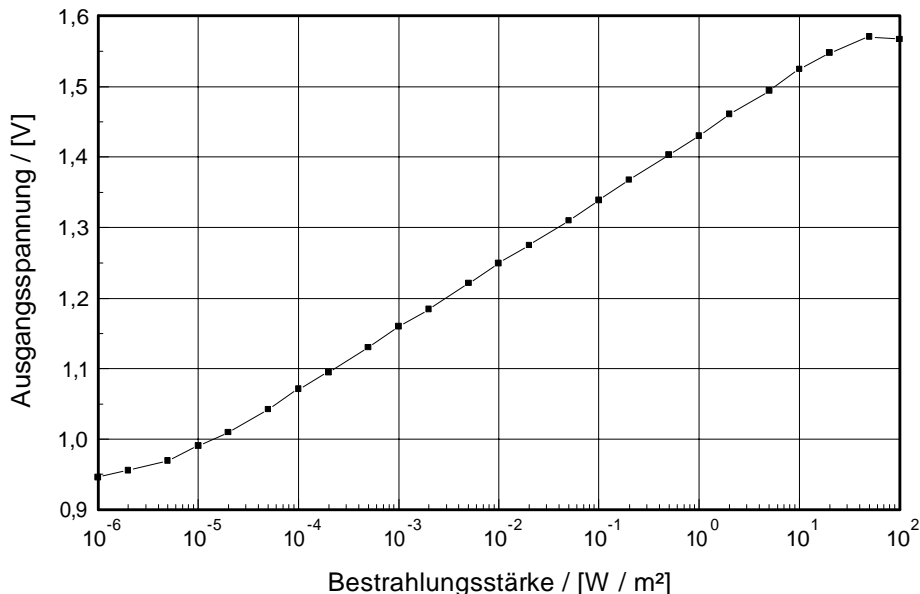


Abbildung 5.6: Übertragungscharakteristik des logarithmierenden Pixels mit Gegenkopplung.

wobei $U_{sb,1}$ das Source-Potential von Q1 bezeichnet und entsprechend Gleichung (3.33) für eine in Sperrrichtung betriebene Photodiode $I_{d,1} = I_s + I_{ph} + I_{dark}$ gilt. Das Source Potential von Q1 kann über den von außen in das Pixel eingepprägten Biasstrom eingestellt werden. Für den Fall, daß Q2 in Sättigung arbeitet, gilt

$$U_{sb,1} = U_{gs,2} = U_{t,2} + \sqrt{\frac{2I_{bias} L_2}{\mu C'_{ox} W_2}}. \tag{5.3}$$

Ein Vergleich von Gleichung (5.2) mit Gleichung (4.46) zeigt, daß die Empfindlichkeit des hier beschriebenen Sensors um den Faktor n größer ist. Der Grund dafür ist, daß bei den in [52,53,58] beschriebenen Sensoren der zur Logarithmierung verwendete MOS-Transistor mit festem Gate-Potential betrieben und die Ausgangsspannung am Sourceanschluß abgegriffen wird.

Abbildung 5.6 zeigt die gemessene Übertragungscharakteristik des im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Photosensors. Die Messung zeigt einen streng logarithmischen Zusammenhang zwischen der Ausgangsspannung des gemessenen Pixels und der einfallenden Bestrahlungsstärke über einem Bereich von 7 Dekaden. Aus dem Diagramm ergibt sich eine Sensorempfindlichkeit von etwa 91mV/Dekade (dies entspricht $n = 1,52$ und $U_T = 26mV$).

5.1.4 Frequenzverhalten

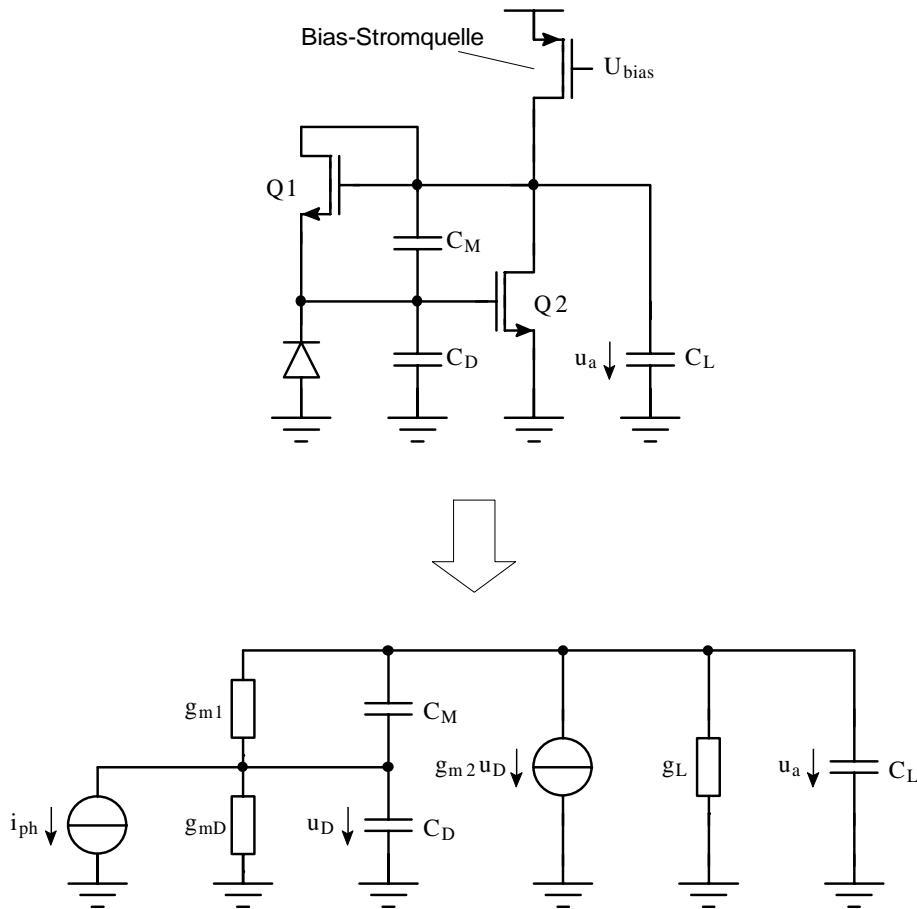


Abbildung 5.7: Kleinsignalersatzschaltbild des logarithmierenden Pixels mit Gegenkopplung zur Analyse des Frequenzverhaltens.

Abbildung 5.7 zeigt ein vereinfachtes Schaltbild des logarithmierenden Pixels nach Abbildung 5.4 mit den für die Analyse des Kleinsignalverhaltens zu berücksichtigenden Kapazitäten (oben) sowie ein daraus gewonnenes Kleinsignalersatzschaltbild (unten). Im Kleinsignalersatzschaltbild werden nur die für eine prinzipielle Erläuterung des Verhaltens der Schaltung erforderlichen Komponenten berücksichtigt. Der in Abbildung 5.4 gezeigte Schalttransistor $Q3$ wurde in der vereinfachten Pixelschaltung nicht berücksichtigt, da sein Innenwiderstand sehr viel kleiner ist als der Ausgangswiderstand der Bias-Stromquelle beziehungsweise als der Ausgangswiderstand von $Q2$. Die Biasstromquelle wurde entsprechend der praktischen Schaltungsrealisierung im oberen Bild durch einen PMOS-Transistor ersetzt. Im Kleinsignalersatzschaltbild (unten) bezeichnet g_L die Parallelschaltung aus dem Innenleitwert der Stromquelle und dem Ausgangswiderstand von $Q2$. C_D bezeichnet die Sperrschichtkapazität der Photodiode, C_M die Summe aller parasitären

Kapazitäten zwischen Gate und Drain von Q2 (Miller-Kapazität) und C_L die Kapazität der Leseleitung. g_{mD} bezeichnet den differentiellen Innenleitwert der Photodiode und ist entsprechend Gleichung (3.33) gegeben durch $g_{mD} = I_S/U_T \cdot e^{U/U_T}$ (wobei U die Spannung über der Diode in Flußrichtung bezeichnet).

Die negative komplexe Übertragungsfunktion des Verstärkers Q2 wird im folgenden mit \underline{A} bezeichnet. Unter Berücksichtigung der äußeren Beschaltung von Q2 ergibt sich aus dem Kleinsignalersatzschaltbild der Ausdruck

$$\underline{A} = -\frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_D} = \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_L} \cdot \frac{1 - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} - j\omega \frac{C_M}{g_{m2}}}{1 + j\omega \frac{C_M + C_L}{g_{m1} + g_L}}. \quad (5.4)$$

Die Transkonduktanz g_{m2} des in starker Inversion und in Sättigung arbeitenden Transistors Q2, für die ein typischer Wert von $10\mu S$ angegeben werden kann, ist sehr viel größer als die Transkonduktanz g_{m1} des in schwacher Inversion arbeitenden Transistors Q1. Der Maximalwert von g_{m1} liegt für eine maximale Bestrahlungsstärke von $100W/m^2$ bei etwa $300nS$. Desweiteren ist die Lastkapazität C_L mit einem typischen Wert von $1pF$ sehr viel größer als die Miller-Kapazität C_M , die in der Größenordnung von $1fF$ liegt. Gleichung (5.4) kann daher vereinfacht werden zu

$$\underline{A} \approx \frac{g_{m2}}{g_{m1} + g_L} \cdot \frac{1 - j\omega \frac{C_M}{g_{m2}}}{1 + j\omega \frac{C_L}{g_{m1} + g_L}}. \quad (5.5)$$

Mit \underline{A} ergibt sich aus dem Kleinsignalersatzschaltbild für die Ausgangsspannung \underline{u}_a in Abhängigkeit vom Wechselanteil i_{ph} des Photostromes die Beziehung

$$\underline{u}_a = \frac{i_{ph}}{g_{m1}} \cdot \frac{\underline{A}}{1 + \underline{A}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{g_{mD}}{g_{m1}(1 + \underline{A})} + j\omega \frac{C_D + C_M(1 + \underline{A})}{g_{m1}(1 + \underline{A})}}. \quad (5.6)$$

Um abschätzen zu können, unter welchen Voraussetzungen sich dieser noch recht unübersichtliche Ausdruck vereinfachen läßt, werden für die im Kleinsignalersatzschaltbild angegebenen Bauelementeparameter die folgenden, aus der praktischen Schaltungsrealisierung herrührenden Schätzwerte beziehungsweise Grenzen angegeben: $g_{m1} \leq 510nS$ (dieser Wert ergibt sich an der Grenze zur starken Inversion für $I_{d,1} = 20nA$, $n = 1,5$ und $U_T = 26mV$), $g_{m2} \approx 10\mu S$, $g_L \approx 100nS$, $C_L \approx 1pF$, $C_D \approx 50fF$, $C_M \approx 1fF$. Daraus resultiert eine Nullstelle der Systemfunktion $\underline{A}_L(p) = \underline{A}(\omega = \frac{p}{j})$ bei $p_{01} \approx 1,6GHz$ und eine Polstelle der Systemfunktion bei $p_{\infty 1} \approx 16KHz$. Für Frequenzen weit unterhalb $p_{\infty 1}$ kann \underline{A} durch den Ausdruck $A_0 = g_{m2}/(g_{m1} + g_L)$ approximiert werden. Je nach dem Wert von g_{m1} nimmt A_0 in etwa Werte zwischen 25 (für große Bestrahlungsstärken) und 100 (für kleine Bestrahlungsstärken) an.

Zur Vereinfachung des in Gleichung (5.6) angegebenen Zusammenhanges werden die folgenden Betrachtungen auf Frequenzen kleiner dem Pol $p_{\infty 1}$ von $\underline{A}_L(p)$ beschränkt, so

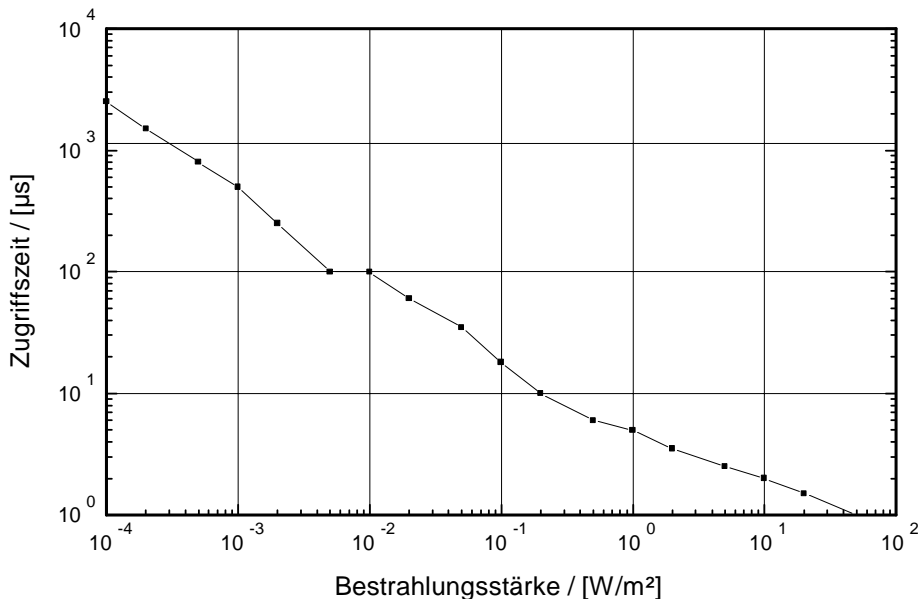


Abbildung 5.8: Zugriffszeit nach einem Zeilenwechsel.

daß die Frequenzabhängigkeit von \underline{A} nicht mehr berücksichtigt werden muß. Unter der Annahme, daß der Sperrstromanteil I_S der Photodiode sehr viel kleiner ist als der Photostrom, kann der differentielle Innenleitwert g_{mD} der Photodiode gegenüber der Transkonduktanz g_{m1} von Q1 vernachlässigt werden. Mit $A_0 \gg 1$ beziehungsweise mit $A_0 + 1 \approx A_0$ gilt

$$\underline{u}_a \approx \frac{i_{ph}}{g_{m1}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_D + C_M A_0}{g_{m1} A_0}} \tag{5.7}$$

Diese Näherung ist sinnvoll, da das Frequenzverhalten der Pixelschaltung insbesondere für kleine Bestrahlungsstärken und damit kleine Frequenzen (die Bandbreite eines logarithmierenden Sensors wird mit sinkendem Photostrom und dieser wiederum mit sinkender Bestrahlungsstärke kleiner) untersucht werden soll. Die 3dB-Eckfrequenz des Sensors ergibt sich aus Gleichung (5.7) zu

$$f_{3dB} \approx \frac{A_0}{2\pi} \cdot \frac{g_{m1}}{C_D + C_M A_0} \tag{5.8}$$

Ein Vergleich mit den im letzten Kapitel analysierten logarithmierenden Bildsensoren zeigt (siehe Gleichung 4.51), daß der hier vorgestellte Sensor – wenn man einmal wegen $C_M \ll C_D$ von dem durch den Miller-Effekt entstehenden Term $C_M A_0$ absieht – eine um den Faktor A_0 größere 3dB-Eckfrequenz aufweist.

Abbildung 5.8 zeigt eine Messung der Zugriffszeiten nach einem Zeilenwechsel (die Zeitspanne, nach der alle Pixel einer neu selektierten Zeile einen stabilen Ausgangswert

liefern). Für eine Bestrahlungsstärke von $0,1 \text{ mW/m}^2$ ergibt sich aus dem Diagramm eine Zugriffszeit von 3 ms. Die in [53] für diese Bestrahlungsstärke angegebene Zeit beträgt dagegen 1s. Die Zugriffszeit ist in etwa gegeben durch $\tau \approx -\ln \epsilon / (2\pi f_{3\text{dB}})$, wobei ϵ der zugelassene relative Einschwingfehler der Pixelschaltung ist.

5.1.5 Rauschverhalten

Bei der Analyse des Rauschverhaltens des Pixels nach Abbildung 5.4 müssen prinzipiell die folgenden Rauschbeiträge berücksichtigt werden: Das Schrotrauschen der Photodiode, das Schrotrauschen und das $1/f$ -Rauschen von Q1, das thermische Rauschen und das $1/f$ -Rauschen von Q2, Q3, der Biasstromquelle sowie des Spannungsfolgers am Ende der Leseleitung. Messungen des Ausgangsrauschens sowie die folgende Rauschanalyse zeigen, daß der weiße Rauschanteil klar durch das Schrotrauschen der Photodiode und des Transistors Q1 dominiert wird. Im folgenden wird zuerst die Auswirkung des in der Photodiode und Q1 generierten Schrotrauschens untersucht, die übrigen Rauschbeiträge werden im Anschluß daran behandelt.

Abbildung 5.9 zeigt das Rauschersatzschaltbild zur Berechnung des vom Schrotrauschen der Photodiode und des Transistors Q1 herrührenden Rauschens am Ausgang. Im unteren Ersatzschaltbild symbolisieren die Rauschstromquellen mit den Indizes 1 und 2 das in Q1 beziehungsweise in der Photodiode generierte Schrotrauschen. Für alle anderen Komponenten des Ersatzschaltbildes gelten die Aussagen zu Abbildung 5.7.

Die Übertragung eines in Quelle 2 generierten harmonischen Signalstromes auf den Ausgang wurde bereits im letzten Abschnitt untersucht. Als Ergebnis einer Näherung für kleine Bestrahlungsstärken ergab sich dort der in Gleichung (5.7) angegebene Zusammenhang. Für einen in Quelle 1 generierten harmonischen Signalstrom \dot{i}_1 ergibt sich mit \underline{A} entsprechend Gleichung (5.4) die Übertragungsfunktion

$$\underline{u}_a = -\frac{\dot{i}_1}{g_{m1}} \cdot \frac{\frac{A}{1+A}}{1 + \frac{g_{mD}}{g_{m1}(1+A)} + j\omega \frac{C_D + C_M(1+A)}{g_{m1}(1+A)}} \underbrace{\left[1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \cdot \frac{1 + \frac{g_{mD}}{g_{m1}} + j\omega \frac{C_D + C_M}{g_{m1}}}{1 - \frac{g_{m1}}{g_{m2}} - j\omega \frac{C_M}{g_{m2}}} \right]}_{\approx 1} \quad (5.9)$$

Für kleine Bestrahlungsstärken und eine damit sehr kleine Transkonduktanz g_{m1} kann wegen $g_{m2} \gg g_{m1}$ der Term in eckigen Klammern in guter Näherung zu 1 gesetzt werden. Der Teil links der eckigen Klammern entspricht dem Ausdruck in Gleichung (5.6) und kann daher unter den schon diskutierten Voraussetzungen durch Gleichung (5.7) approximiert werden. Eine Näherung für die 3dB-Eckfrequenz der Übertragungsfunktion kann wiederum durch Gleichung (5.8) angegeben werden.

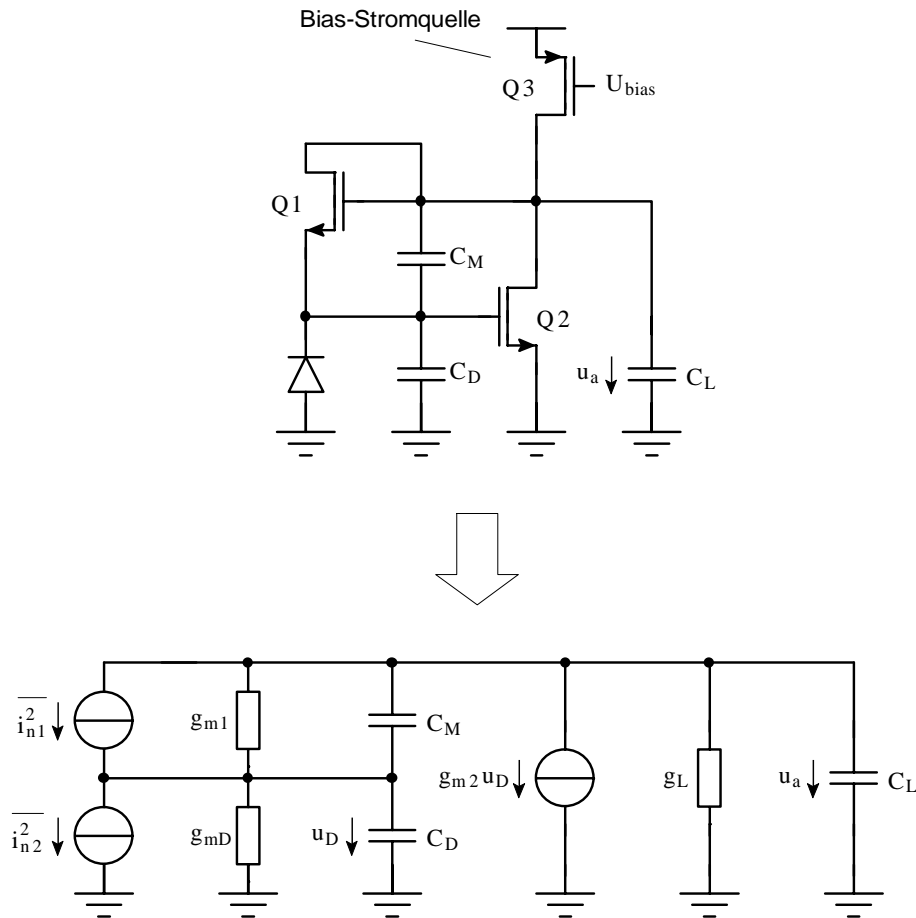


Abbildung 5.9: Rauschersatzschaltbild zur Berechnung des vom Schrotrauschen der Photodiode und des Transistors Q1 herrührenden Rauschens am Ausgang.

Die spektrale Leistungsdichte des durch Schrotrauschen in einer Photodiode generierten Rauschstromes ist nach Gleichung (3.69) gegeben durch

$$S_{i1,s}(f) = 2q(I_s + I_{ph} + I_{dark}) . \tag{5.10}$$

Da Q1 in Sättigung betrieben wird ($U_{ds,1} \gg U_T$), gilt diese Beziehung entsprechend Gleichung (3.81) auch für die Spektrale Leistungsdichte des in Q1 generierten Rauschstromes. Beide Rauschquellen haben die gleiche Wirkung auf den Ausgang, so daß die mittlere quadratische Rauschspannung am Ausgang dem Zweifachen der durch eine der beiden Rauschquellen verursachten Rauschleistung entspricht. Aus den Gleichungen (3.43) und (5.8) ergibt sich die äquivalente Rauschbandbreite

$$f_{\ddot{a}q} \approx \frac{A_0}{4} \cdot \frac{g_{m1}}{C_D + C_M A_0} \tag{5.11}$$

und damit am Ausgang die durch Schrotrauschen verursachte mittlere quadratische

Rauschspannung

$$\overline{u_{na,s}^2} = 2 \cdot S_{i1,s}(f) \cdot \frac{1}{g_{m1}^2} \cdot f_{\ddot{a}q} = n \cdot A_0 \cdot \frac{kT}{C_D + C_M A_0} . \quad (5.12)$$

Die spektrale Leistungsdichte des durch 1/f-Rauschen in Q1 generierten Rauschstromes ist entsprechend den Gleichungen (3.72) und (3.77) gegeben durch

$$S_{i1,f}(f) = \frac{K_f}{C'_{ox} W_1 L_1 f} g_{m1}^2 . \quad (5.13)$$

Mit den Gleichungen (5.9) und (3.65) ergibt sich daraus am Ausgang für den 1/f-Rauschbeitrag von Q1 eine mittlere quadratische Rauschspannung

$$\overline{u_{na1,f}^2} = \frac{K_f}{C'_{ox} W_1 L_1} \ln(10) N D_{e,1} . \quad (5.14)$$

Mit der gleichen Argumentation wie im Anschluß an die Ungleichung (4.57) kann hier gezeigt werden, daß der 1/f-Rauschbeitrag von Q1 am Ausgang gegenüber dem Schrotrauschen von Q1 und der Photodiode vernachlässigt werden kann. Schätzt man das 1/f-Rauschen nach oben hin ab, indem eine kleine Gatefläche von $W_1 L_1 = 10 \mu\text{m}^2$ angenommen wird, so erhält man mit $K_f = 5 \cdot 10^{-24}$ VAs und $C'_{ox} = 1\text{fF}/\mu\text{m}^2$ aus den Gleichungen (5.12) und (5.14) die Bedingung $N D_{e,1} < 2,4\text{pF}/(C_M + C_D/A_0)$. Diese Bedingung ist stets erfüllt, so daß das von Q1 verursachte Ausgangsrauschen durch den Schroteffekt dominiert wird.

Das eingangsbezogene Rauschen des Verstärkers Q2 weist entsprechend Gleichung (3.78) die spektrale Leistungsdichte

$$S_{u2}(f) = \frac{8}{3} kT \frac{1}{g_{m2}} + \frac{K_f}{C'_{ox} W_2 L_2 f} \quad (5.15)$$

auf. Für die Übertragung des eingangsbezogenen Rauschens von Q2 auf den Ausgang ergibt aus der Tatsache heraus, daß Q2 gegengekoppelt betrieben wird, näherungsweise die Übertragungsfunktion $\underline{A}_2 = -1/(1 + j\omega C_L/g_{m2})$. Der durch Q2 bedingte Rauschbeitrag am Ausgang ist damit gegeben durch

$$\overline{u_{na2}^2} = \frac{2}{3} \frac{kT}{C_L} + \frac{K_f}{C'_{ox} W_2 L_2} \ln(10) N D_{e,2} . \quad (5.16)$$

Ein Vergleich des thermischen Anteils mit dem in Gleichung (5.12) zeigt, daß das thermische Rauschen von Q2 gegenüber dem Schrotrauschen von Q1 und der Photodiode vernachlässigt werden kann. Diese Aussage kann auf den Schalttransistor Q3 sowie die Biasstromquelle und den Spannungsfolger am Ausgang der Leseleitung erweitert werden, da deren thermische Rauschbeiträge ebenfalls durch die gegenüber C_M und C_D sehr große

Kapazität der Leseleitung beziehungsweise die Kapazität am Ausgang des Spannungsfolgers bestimmt werden.

Ein Vergleich des 1/f-Anteils von $\overline{u_{na2}^2}$ mit $\overline{u_{na,s}^2}$ zeigt entsprechend der oben durchgeführten Abschätzung, daß auch das 1/f-Rauschen von Q2 vernachlässigt werden darf. Gleiches gilt für die Bias-Stromquelle und die Eingangstransistoren des Operationsverstärkers, da ihre Gateflächen groß gewählt wurden.

Das eingangsbezogene Rauschen des Schalttransistors Q3 wird mit dem Faktor g_{m3}/g_{ds3} auf den Ausgang übertragen, wobei g_{ds3} den Ausgangsleitwert von Q3 bezeichnet (siehe die Analyse der Spannungsauslese, Gleichung 4.5). Da Q3 im Triodengebiet arbeitet, gilt $g_{ds3} \gg g_{m3}$, so daß sein Rauschbeitrag ebenfalls vernachlässigt werden kann. Für das Gesamtrauschen des logarithmierenden Pixels mit Gegenkopplung erhält man damit am Ausgang die mittlere quadratische Rauschspannung

$$\overline{u_{na,ges}^2} = n A_0 \frac{kT}{C_D + C_M A_0} . \quad (5.17)$$

Ein Vergleich mit den im letzten Kapitel analysierten logarithmierenden Bildsensoren zeigt (siehe Gleichung 4.54), daß der hier vorgestellte Sensor – wenn man einmal wegen $C_M \ll C_D$ von dem durch den Miller-Effekt entstehenden Term $C_M A_0$ absieht – eine um den Faktor A_0 größere mittlere quadratische Rauschspannung am Ausgang aufweist. Die Erhöhung der Sensorbandbreite muß also durch eine Erhöhung des Ausgangsrauschens „erkauft“ werden.

Abbildung 5.10 zeigt das gemessene Ausgangsrauschen eines einzelnen Pixels (genauer die Wurzel der spektralen Leistungsdichte der Rauschspannung) in Abhängigkeit von der Frequenz für zwei verschiedene Bestrahlungsstärken. Die Messungen zeigen daß das Rauschverhalten dieses Bildsensors durch Schrotrauschen bestimmt wird, da der Wert der spektralen Leistungsdichte und die Rauschbandbreite eine klare Abhängigkeit von der Bestrahlungsstärke aufweisen. Die spektrale Leistungsdichte der durch Schrotrauschen hervorgerufenen Rauschspannung am Ausgang ist nach Gleichung (5.12) für Frequenzen unterhalb der 3dB-Eckfrequenz gegeben durch $S_{u,a}(f) = 2 \cdot S_{i1,s}(f)/g_{m1}^2$. Da sowohl die spektrale Leistungsdichte $S_{i1,s}(f)$ des Rauschstromes als auch die Transkonduktanz g_{m1} von Q1 proportional zum Diodenstrom sind, muß die spektrale Leistungsdichte der Rauschspannung am Ausgang umgekehrt proportional zum Diodenstrom sein. Die Meßergebnisse bestätigen dies, da eine Erhöhung der Bestrahlungsstärke um den Faktor 10 in Abbildung 5.10 eine Verringerung der spektralen Leistungsdichte um denselben Faktor bewirkt. Ebenso bestätigen die Messungen die Proportionalität der äquivalenten Rauschbandbreite nach Gleichung (5.11) zum Diodenstrom. Eine Erhöhung der Bestrahlungsstärke um den Faktor 10 bewirkt in etwa eine Erhöhung der Bandbreite um den

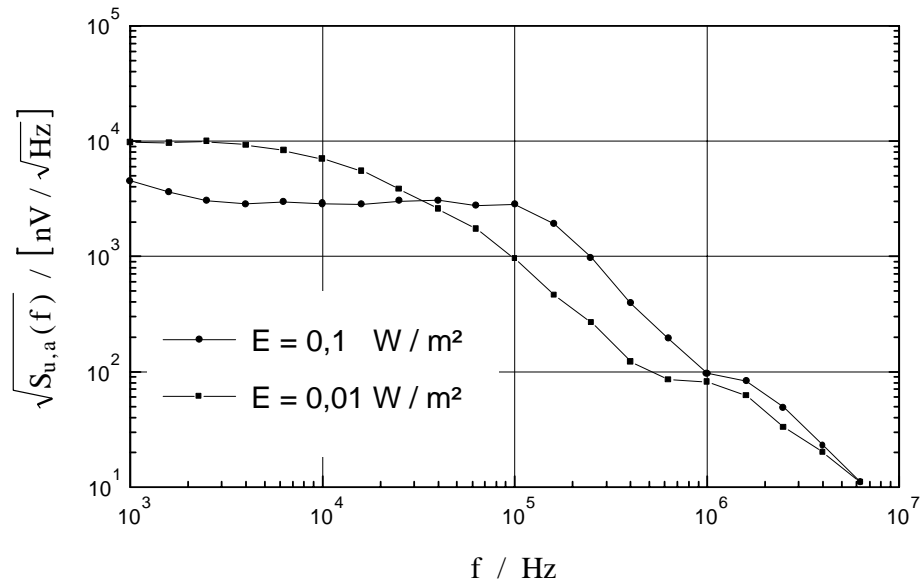


Abbildung 5.10: Wurzel der spektralen Leistungsdichte $S_{u,a}(f)$ der Rauschspannung am Ausgang für zwei verschiedene Bestrahlungsstärken.

gleichen Faktor. Durch das thermische Rauschen des Verstärkertransistors Q2, des Zeilenauswahltransistors Q3, der Biasstromquelle oder des Spannungsfolgers am Ausgang der Leseleitung lassen sich die Meßergebnisse nicht erklären, da deren Rauschen von der gemessenen Bestrahlungsstärke unabhängig ist.

Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Rauschmessungen bestätigen die von Tobias Delbrück in [65, 66] gezeigten Meßergebnisse, die an einer verwandten Pixelschaltung gewonnenen wurden.

5.1.6 Matching-Verhalten

Als problematisch erwies sich bei diesem Bildsensor das Matching-Verhalten der Pixel untereinander. Bei räumlich homogener Bestrahlung der Sensormatrix wiesen die Ausgangsspannungen verschiedener Pixel Differenzen von bis zu 60mV auf. Da dies schon 10% vom maximalen Ausgangssignalhub entspricht, ist zur Erzeugung brauchbarer Ausgangsbilder eine Korrektur des Mismatch-Fehlers unbedingt erforderlich. Ein Vergleich der gemessenen Sensorkennlinien verschiedener Pixel zeigte, daß diese sich sowohl durch einen signalunabhängigen Offset der Ausgangsspannung als auch in der Steigung ihrer Übertragungscharakteristik unterscheiden, wobei der Offsetfehler jedoch der dominierende Effekt war. Dieser Fehler verursacht signalunabhängiges sogenanntes Ortsrauschen (fixed pattern noise).

Die Ursache des signalunabhängigen Offset-Fehlers liegt in räumlichen Schwankungen der Schwellenspannungen von Q1 und Q2 als auch in Variationen der Steilheit von Q2. Variationen des „Weak Inversion Slope Factors“ n von Q1 verursachen dagegen einen signalabhängigen Fehler im Ausgangssignal. Aus den Gleichungen (3.17) und (3.18) ergibt sich für den Fall fest vorgegebener Ströme durch Q1 und Q2 und unter der Voraussetzung unkorrelierter Parametervariationen von Q1 und Q2 die Varianz der Ausgangsspannung zu

$$\sigma_{U_a}^2 \approx \sigma_{U_{t,1}}^2 + \sigma_{U_{t,2}}^2 + \frac{(U_{gs,2} - U_{t,2})^2}{4} \frac{\sigma_{\beta}^2}{\beta_2^2} + \sigma_n^2 \left(U_T \ln(10) \log \frac{I_{d,1}}{I_{max}} \right)^2 . \tag{5.18}$$

Für eine ideale Korrektur des Mismatch-Fehlers muß für jedes einzelne Pixel die Kennlinie an zumindest zwei Punkten ermittelt und abgespeichert werden.

5.1.7 Aufbau des Gesamtsystems

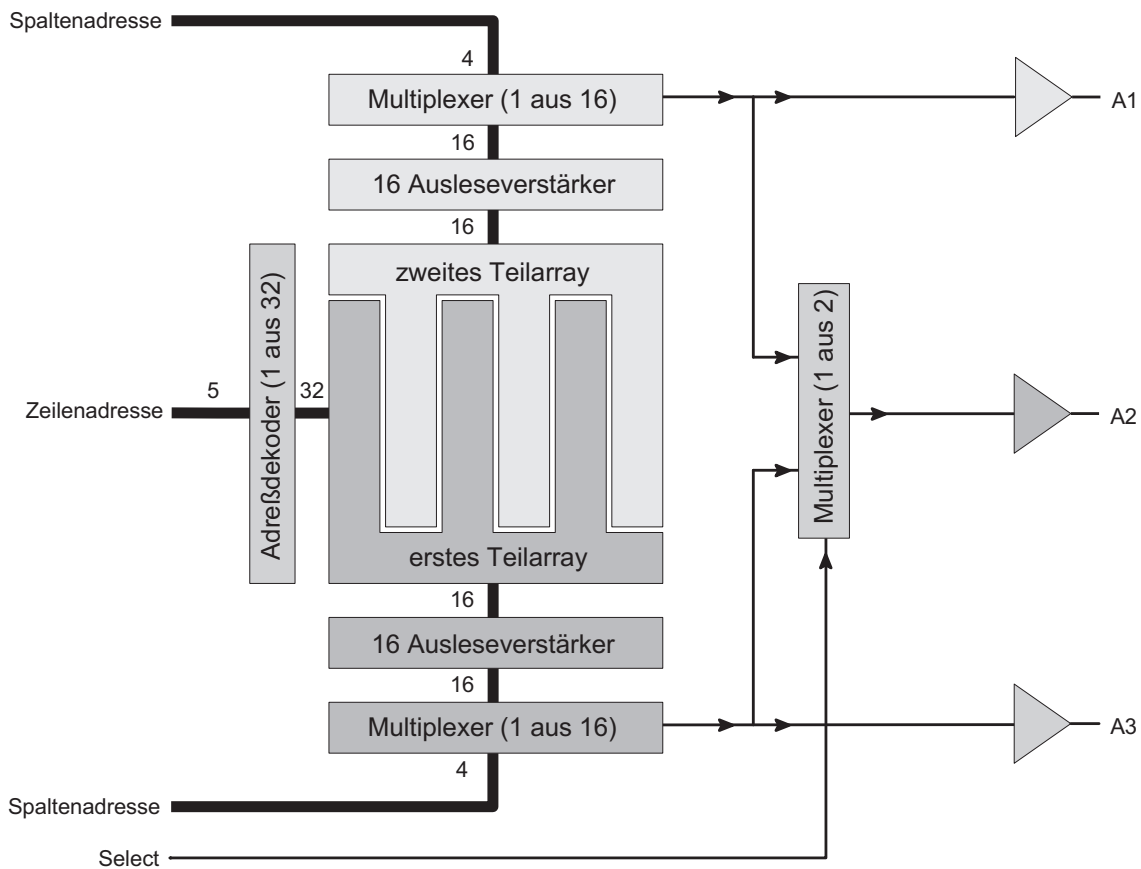


Abbildung 5.11: Blockschaftbild des Gesamtsystems.

Abbildung 5.11 zeigt das Blockschaltbild des Bildsensors, bestehend aus dem hexagonalen Pixelarray, Zeilen- und Spaltenadresekodern, Ausleseverstärkern und analogen Multiplexern. Um eine Adressierung in hexagonalen Koordinaten zu vermeiden, wurde das Array logisch in zwei kammartig ineinander greifende rechtwinklige Teilarrays mit jeweils 32 Zeilen und 16 Spalten unterteilt. Ein Vorteil dieses Konzeptes liegt unter anderem in der Möglichkeit, beide Teilarrays parallel zu adressieren und auszulesen. Um dieses zu ermöglichen, besitzt der Chip drei Ausgänge A1, A2 und A3, wobei zwei den einzelnen Teilarrays zugeordnet sind, und über einen (A2) wahlfrei auf beide Teilarrays zugegriffen werden kann.

5.2 CMOS-Kamera mit lokaler Helligkeitsadaptation

5.2.1 Motivation

In Kapitel 2, Gleichung (2.16) wurde gezeigt, daß der Bildentstehung eine nichtlineare multiplikative Verknüpfung zweier Signalkomponenten – einer Reflexionskomponente $\rho_{O,\lambda}$, die die räumliche Verteilung des Oberflächen-Reflexionsfaktors beschreibt, und einer Beleuchtungskomponente $E_{O,\lambda}$, die die räumliche Verteilung der einfallenden spektralen Bestrahlungsstärke beschreibt – zugrundeliegt [67]. Die in einem Punkt der Bildsensor-Oberfläche meßbare spektrale Bestrahlungsstärke $E_{I,\lambda}$ ist proportional zum Produkt aus dem Reflexionsfaktor des korrespondierenden Punktes der Objektoberfläche und der auf diesen Punkt einfallenden spektralen Bestrahlungsstärke:

$$E_{I,\lambda} \propto \rho_{O,\lambda} \cdot E_{O,\lambda} . \quad (5.19)$$

Wichtig ist, daß der Informationsgehalt eines Bildes im allgemeinen vollständig in der Reflexionskomponente enthalten ist. Der räumliche Verlauf und die Stärke der Beleuchtungskomponente sind für die meisten Anwendungen irrelevant [68]. Ihre Bedeutung liegt allein in der Sichtbarmachung der in einer Szene enthaltenen Objekte. Im allgemeinen erschwert die Beleuchtungskomponente die Extraktion der interessierenden Bildinformation, da die Unterschiede der von verschiedenen Objekten reflektierten Bestrahlungsstärken vernachlässigbar klein sind im Vergleich zu Variationen aufgrund von Änderungen der Beleuchtung, die je nach Tageszeit um bis zu 9 Dekaden variieren kann. Die hellsten Objekte einer natürlichen Szene reflektieren in der Regel nicht mehr als 80% des einfallenden Lichts, während die dunkelsten Objekte nicht weniger als 4% reflektieren [68]. Die informationstragende Reflexionskomponente weist somit im Gegensatz zur Beleuchtungskomponente lediglich eine Dynamik in der Größenordnung von 20:1 auf.

Wird der gesamte Bereich möglicher Bestrahlungsstärken auf den sehr begrenzten Dynamikumfang eines Bildwiedergabesystems von maximal etwa 100:1 (siehe [69]) abgebildet, so ist der interessierende Bildinhalt nur schlecht oder auch gar nicht erkennbar. Zur effektiven Nutzung des Dynamikumfangs eines Bildwiedergabesystems (oder eines Bildübertragungssystems) sollte daher der Dynamikumfang des Bildsignals durch Extraktion der informationstragenden Reflexionskomponente reduziert werden. In abgeschwächter Form kann diese Aufgabenstellung auch so formuliert werden, daß das Sensorausgangssignal in einer Weise transformiert werden soll, die den Einfluß der Beleuchtungskomponente dämpft und die informationstragenden Variationen der Reflexionskomponente hervorhebt.

Im Fall einer homogenen Beleuchtung der aufgenommenen Szene ist bei integrierenden Photosensoren die Eliminierung des Beleuchtungseinflusses relativ einfach durch Messung des mittleren Photostromes sowie eine geeignete Einstellung der Integrationszeit, bei logarithmierenden Photosensoren dagegen durch Subtraktion eines beleuchtungsabhängigen Offsets realisierbar. Im Fall einer inhomogenen Beleuchtung der aufgenommenen Szene gestaltet sich die Extraktion der Reflexionskomponente wesentlich schwieriger. Der Umstand, daß dieses Problem lösbar ist, liegt an den unterschiedlichen spektralen Charakteristika der Reflexionskomponente und der Beleuchtungskomponente [68]. Während der Reflexionsfaktor von Objektoberflächen innerhalb einer Szene erfahrungsgemäß stark variiert, so daß die Signalenergie der Reflexionskomponente eher im Bereich höherer Ortsfrequenzen konzentriert ist, weist die Beleuchtungskomponente im allgemeinen weiche Übergänge und wenig räumliche Variation auf, so daß ihre Signalenergie eher im Bereich niedriger Ortsfrequenzen konzentriert ist. Alle in der Fachliteratur vorgestellten Verfahren zur Separation der beiden multiplikativ verknüpften Signalkomponenten beruhen auf ihren unterschiedlichen spektralen Eigenschaften.

Der im Rahmen dieser Arbeit verwendete Begriff „lokale Helligkeitsadaptation“ ist im Sinne einer lokalen Anpassung der Sensorempfindlichkeit an die mittlere Intensität des Bildsignals in der Umgebung des Sensors zu verstehen. Ohne eine direkt am Anfang des Signalpfades stattfindende Adaptation der Sensorempfindlichkeit wäre der enorm große Bereich möglicher Bestrahlungsstärken von technischen sowie biologischen Systemen nicht zu verarbeiten. Die weitere Übertragung eines Signals mit einem Dynamikbereich von bis zu 9 Dekaden wäre äußerst ineffektiv. Dies gilt unter anderem auch für die Übertragung visueller Information vom Auge zum Gehirn. Die über den Sehnerv zum Gehirn übertragenen Signale wurden in der Netzhaut bereits so weit vorverarbeitet, daß sie vom absoluten Wert der Beleuchtung weitgehend unabhängig sind [64, 68, 70]. Obwohl ein weißes Blatt Papier im Schatten unter Umständen weniger Licht reflektiert als ein schwarzes Blatt Papier im Sonnenlicht, stellt es für den Beobachter erfahrungsgemäß kein Problem dar, zwei weiße Blätter Papier auch dann als weiß zu erkennen, wenn sich das eine im Son-

nenlicht und das andere daneben im Schatten befindet. Das dies so ist, liegt daran, daß die Helligkeit eines Bildpunktes in der Netzhaut auf die Helligkeit seiner Umgebung bezogen wird. Der hierfür verantwortliche Prozeß in der Netzhaut wird von Physiologen als laterale Inhibition bezeichnet [64]. Das Ausgangssignal eines Photorezeptors wird dabei durch die Ausgangssignale benachbarter Photorezeptoren gehemmt.

Anwendungen für Kamerasysteme mit lokaler Helligkeitsadaptation finden sich insbesondere in den Bereichen Mustererkennung sowie Überwachungs- und Sicherheitstechnik. In Mustererkennungssystemen wird die Merkmalsextraktion aufgrund der Beleuchtungsinvarianz des Ausgangssignals erleichtert [71]. In Szenen mit sehr inhomogenen Beleuchtungsverhältnissen (Schatten, Laternenlicht, Scheinwerferlicht) bleiben zudem wichtige Details der Bildinformation unabhängig von der lokalen Beleuchtung erkennbar.

5.2.2 Mathematische Formulierung einer lokaladaptiven Signalverarbeitung

Das angestrebte Ziel dieser Schaltungsentwicklung besteht in der Realisierung eines zweidimensionalen Bildsensors, der ein von der Beleuchtung der aufgenommenen Szene weitgehend unabhängiges Ausgangssignal liefert. Da der Bildentstehung eine multiplikative Verknüpfung des Oberflächen-Reflexionsfaktors und der beleuchtenden Bestrahlungsstärke zugrundeliegt, ist es naheliegend, zur Umkehrung dieser Operation das Ausgangssignal eines Pixels durch einen Schätzwert für die lokale Bestrahlungsstärke zu dividieren. Die Gewinnung eines Schätzwertes kann zum Beispiel durch Mittelung des Pixel-Ausgangssignals in der näheren Umgebung des Pixels oder durch eine räumliche Tiefpassfilterung des Bildsignals erfolgen. Unter der Voraussetzung, daß die Beleuchtung der Szene im Inneren des Bereiches, über den der Mittelwert gebildet wird, konstant ist, wird sich bei der Division die Beleuchtungskomponente in Zähler und Nenner des Bruches herauskürzen. Diese Idee beruht auf der Annahme, daß die Beleuchtungskomponente sehr viel weniger räumliche Fluktuationen aufweist als die Reflexionskomponente und innerhalb von Gebieten mit einer noch zu spezifizierenden Größe als konstant angenommen werden kann.

Damit das vorgeschlagene Verfahren das gewünschte Ergebnis liefert, muß die Ausdehnung der Impulsantwort des Tiefpaßfilters (beziehungsweise der Bereich, über den gemittelt wird) einerseits so groß sein, daß die lokale Bildinformation erhalten bleibt, andererseits aber so klein sein, daß die Beleuchtung jeweils unterhalb der Impulsantwort (bzw. innerhalb des Gebietes, in dem die Impulsantwort Werte ungleich Null annimmt) näherungsweise als konstant angenommen werden kann. Bei abrupten Übergängen zwischen verschieden stark beleuchteten Bereichen (z.B. Schlagschatten) wird das Verfahren

im Bereich der Grenze fehlerhafte Ergebnisse liefern, da der Sprung in der Beleuchtung nicht von einer Objektkante unterschieden werden kann.

Bei den folgenden Betrachtungen werden die Pixel der Detektormatrix in Zeilenrichtung von links nach rechts mit n – und in Spaltenrichtung von oben nach unten mit m durchnummeriert.

Zur mathematischen Formulierung der Idee ist es im folgenden günstig, die spektrale Charakteristik von Lichtquellen unabhängig von ihrer absoluten Helligkeit auszudrücken. Dazu wird eine spektrale Strahlungsdichtefunktion $S(\lambda)$ so definiert, daß das Integral der Funktion über der Wellenlänge 1 ergibt:

$$S(\lambda) := \frac{E_{O,\lambda}}{\int_{\lambda} E_{O,\lambda} d\lambda} = \frac{E_{O,\lambda}}{E_O} . \quad (5.20)$$

Dabei bezeichnet $E_{O,\lambda}$ die von der zu charakterisierenden Lichtquelle ausgehende beleuchtende spektrale Bestrahlungsstärke und E_O die gesamte Strahlungsleistung pro Flächeneinheit, die aus $E_{O,\lambda}$ durch Integration über die Wellenlänge λ hervorgeht. Bezeichnet $\rho_{O,\lambda}(n, m)$ den wellenlängenabhängigen Reflexionsfaktor des dem Pixel (n, m) über die optische Abbildung zugeordneten Oberflächenelementes und $E_{O,\lambda}(n, m)$ die beleuchtende spektrale Bestrahlungsstärke am entsprechenden Ort der Oberfläche, so ergibt sich aus den Gleichungen (2.16) und (3.32) für den im Pixel (n, m) generierten Photostrom

$$I_{\text{ph}}(n, m) = A_D \cdot E_O(n, m) \cdot \underbrace{\frac{\cos^4 \alpha}{4k^2} \cdot \int_{\lambda} R_{\lambda} \cdot \rho_{O,\lambda}(n, m) \cdot S(\lambda) d\lambda}_{f(n, m)} . \quad (5.21)$$

Die entsprechend Gleichung (5.21) zur Vereinfachung der mathematischen Formulierung definierte Funktion $f(n, m)$ verknüpft die in einem Pixel generierte Photostromdichte mit der auf die aufgenommene Objektfläche einfallenden Bestrahlungsstärke. In $f(n, m)$ sind die spektralen Eigenschaften der Lichtquelle, der Objektfläche und des Detektors sowie die Eigenschaften des optischen Abbildungssystems zusammengefaßt.

Die oben beschriebene Idee zur Eliminierung des Beleuchtungseinflusses läßt sich mathematisch ausdrücken durch

$$I_{\text{out}}(n, m) = I_0 \cdot \frac{I_{\text{ph}}(n, m)}{\sum_{\nu} \sum_{\mu} I_{\text{ph}}(\nu, \mu) \cdot h(n - \nu, m - \mu)} , \quad (5.22)$$

wobei $I_{\text{out}}(n, m)$ das Ausgangssignal der Adaptationsschaltung an der Stelle des Pixels (n, m) und $h(n, m)$ die Impulsantwort eines Orts-Tiefpaßfilters zur gewichteten Mittelung des aufgenommenen Bildes bezeichnet. Der Strom I_0 dient zur Normierung des Ausgangssignals. Mit (5.21) ergibt sich daraus

$$I_{\text{out}}(n, m) = I_0 \cdot \frac{E_O(n, m) \cdot f(n, m)}{\sum_{\nu} \sum_{\mu} E_O(\nu, \mu) \cdot f(\nu, \mu) \cdot h(n - \nu, m - \mu)} . \quad (5.23)$$

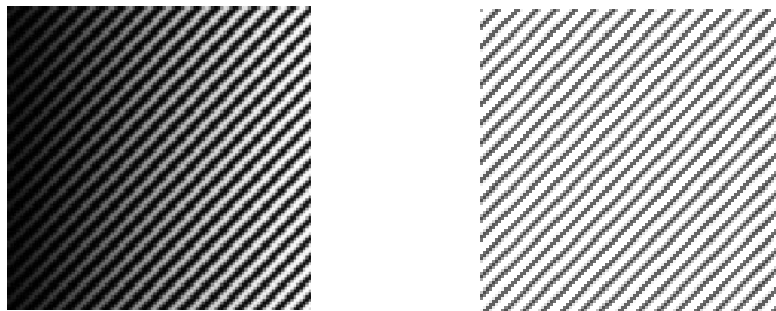


Abbildung 5.12: Anwendung einer lokalen Helligkeitsadaptation auf ein Bild mit Helligkeitsgradient.

Für den Fall, daß $E_O(\nu, \mu)$ innerhalb des Gebietes, in dem die Impulsantwort $h(n, m)$ des Tiefpaßfilters Werte ungleich Null annimmt, konstant ist, darf die Bestrahlungsstärke $E_O(n, m)$ am Ort der Impulsantwort vor die Summe gezogen werden, und man erhält das beleuchtungsunabhängige Ausgangssignal

$$I_{\text{out}}(n, m) = I_0 \cdot \frac{f(n, m)}{\sum_{\nu} \sum_{\mu} f(\nu, \mu) \cdot h(n - \nu, m - \mu)}, \quad (5.24)$$

bei dem die linear vom Reflexionsfaktor des abgebildeten Oberflächenelements abhängige Funktion $f(n, m)$ auf ihren gewichteten Mittelwert in der Umgebung des Pixels (n, m) bezogen wird.

Hat das von der Impulsantwort eingeschlossene Volumen den Wert 1, so ergibt sich aus Gleichung (5.24) für ein räumlich konstantes Eingangssignal als Ergebnis der Normierungsstrom I_0 . Ist der lokale Reflexionsfaktor größer als sein gewichteter Mittelwert, so ergibt sich am Ausgang ein Strom größer I_0 , für einen lokalen Reflexionsfaktor kleiner als sein gewichteter Mittelwert dagegen ein Ausgangsstrom kleiner I_0 . Für eine gegen Null gehende Ausdehnung der Impulsantwort ergibt sich unabhängig vom Eingangssignal der Ausgangsstrom I_0 , da die Funktion $f(n, m)$ dann stets mit ihrem gewichteten Mittelwert übereinstimmt.

Zur Verifikation der oben beschriebenen Idee zur Realisierung einer lokalen Helligkeitsadaptation wurde das Verfahren am Rechner auf ein Streifenbild mit hineinmultipliziertem Helligkeitsgradienten angewendet. Abbildung 5.12 zeigt das Ergebnis der Simulation. Der Gradient in der Grundhelligkeit wird ausgeglichen, während das Streifenmuster als lokale Kontrastinformation erhalten bleibt.

5.2.3 Schaltungstechnische Realisierung einer lokalen Helligkeitsadaptation – grundlegendes Konzept

Die schaltungstechnische Umsetzung der im letzten Abschnitt formulierten Idee zur Realisierung einer lokalen Helligkeitsadaptation erfordert die Lösung folgender drei Teilprobleme:

1. Orts-Tiefpaßfilterung des aufgenommenen Bildes. Der effektive Radius des verwendeten Faltungskernes sollte von außen einstellbar sein, damit je nach Beschaffenheit der aufgenommenen Bildszene optimale Ergebnisse erzielt werden können.
2. Pixelweise Division des aufgenommenen Eingangsbildes durch dessen tiefpaßgefilterte Version.
3. Normierung des Ausgangssignals auf einen von außen einstellbaren Wert.

Die schaltungstechnische Implementierung einer in ihrer Charakteristik einstellbaren Orts-Tiefpaßfilterung erfolgt im Rahmen dieser Arbeit durch eine laterale Verkopplung der Pixelzellen im Inneren der Sensormatrix. Diese Realisierungsform einer räumlichen Tiefpaßfilterung geht auf die von Mead und Mahowald (Caltech) publizierte „silicon retina“ zurück [72, 73]. Die Idee dazu entstand aus der elektrischen Modellierung der ersten Stufen neuronaler Bildsignalverarbeitung im Inneren der Vertebraten-Retina [74–77] und dem Versuch, die enorme Leistungsfähigkeit des biologischen visuellen Systems technisch in Teilaspekten nachzubilden. Die hohe Leistungsfähigkeit des visuellen Systems beruht bezüglich Verarbeitungsgeschwindigkeit und Informationsdurchsatz vor allem auf der massiv parallelen Verarbeitung von Information, wobei die einzelnen Elemente (Neuronen) eher langsam sind und nur eine sehr eingeschränkte Funktionalität besitzen (Konnektionistischer Ansatz zur Informationsverarbeitung).

Die ursprünglich einlagigen resistiven Netzwerke nach Mead und Mahowald ermöglichen die Filterung eines Eingangsbildes mit einer exponentiell abklingenden zweidimensionalen Impulsantwort. Abbildung 5.13 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines eindimensionalen resistiven Netzwerkes nach [72]. Die eingangsseitige Spannungsverteilung $U_{\text{in}}(n)$ wird über ein lineares Ortsdiskretes Tiefpaßfilter auf eine ausgangsseitige Spannungsverteilung $U_{\text{out}}(n)$ abgebildet. Die Breite der Impulsantwort des Tiefpaßfilters kann über das Verhältnis der Widerstände R_1 und R_n eingestellt werden. Eine genaue Analyse eines solchen Netzwerkes wird im nächsten Abschnitt dieser Arbeit vorgenommen. Die Implementierung der Widerstände erfolgte in [72] durch aktive Bauelemente (gegengekoppelter Transkonduktanzverstärker für R_n und MOS-Transistor mit pixelinternem Biasnetzwerk für R_1) und wies einen sehr hohen Platzbedarf auf.

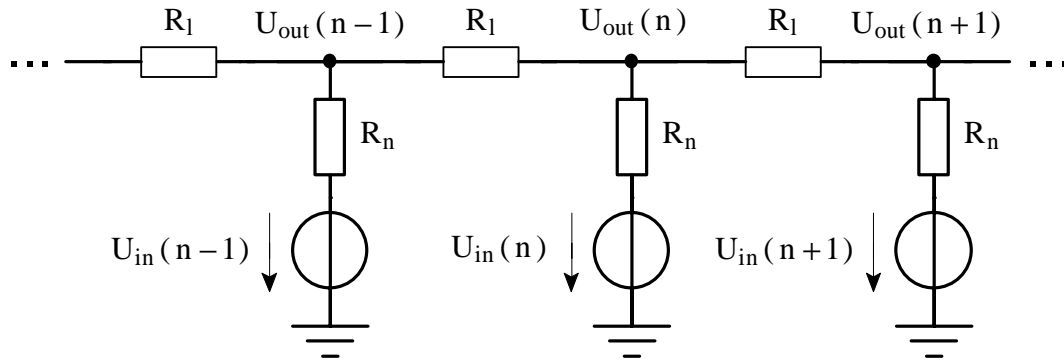


Abbildung 5.13: Aufbau eines eindimensionalen einlagigen resistiven Netzwerke nach Mead und Mahowald.

Die Idee, Bildverarbeitung innerhalb der Sensormatrix durch laterale Verkopplung der Pixel zu implementieren, wurde mehrfach von anderen Forschergruppen zur Realisierung biologienaher Bildverarbeitungssysteme aufgegriffen. In [78,79] werden zum Beispiel mehrlagige resistive Netzwerke zur Realisierung eines einem Gaußimpuls ähnlichen Faltungskernes vorgestellt, bei denen jedes Pixel auch mit den zweitnächsten Nachbarn verbunden ist. In [80] wird eine Sensormatrix mit bipolaren Phototransistoren vorgestellt, bei der eine Tiefpaßfilterung des Eingangsbildes durch Ladungsträgerdiffusion in einer allen Phototransistoren gemeinsamen Basisregion erzielt wird. Diese ist durch eine n-Wanne realisiert, in die alle Phototransistoren eingebettet sind. Die Charakteristik der Filterung ist bei dieser Lösung jedoch nicht einstellbar. Aufgrund der Schwierigkeiten, die mit der Integration von Widerstandsnetzwerken in CMOS verbunden sind, wurde in [81] eine Implementation in Schalter-Kondensator (SC) Technik untersucht. Die Filtercharakteristik dieser Netzwerke, die ähnliche Eigenschaften wie Widerstandsnetzwerke aufweisen, kann über das Taktschema eingestellt werden.

Eric Vittoz (CSEM, Schweiz) und Andreas Anreou (John Hopkins University, USA) stellten ein- und zweidimensionale Transistornetzwerke vor, die auf der lateralen Ladungsträgerdiffusion in Transistoren im Arbeitsbereich der schwachen Inversion beruhen [82–87]. Diese im „Current Mode“ (Ein- und Ausgangssignale werden durch Ströme repräsentiert) arbeitenden translinearen¹ Netzwerke besitzen die interessante Eigenschaft, daß sie sich – obwohl sie sich aus Einzelementen mit stark nichtlinearem Übertragungsverhalten zusammensetzen – über einen weiten Bereich von Strömen linear verhalten. Die vorgestell-

¹Der von Barry Gilbert eingeführte Begriff „translinear“ drückt für ein aktives Bauelement die Eigenschaft aus, daß dessen Transkonduktanz g_m linear vom fließenden Strom im Ausgangskreis abhängig ist. Beispiele für translineare Bauelemente sind der Bipolartransistor und der MOS-Transistor in schwacher Inversion. Der Begriff „translineares Netzwerk“ drückt aus, daß das Netzwerk sich aus translinearen Einzelbauelementen zusammensetzt. Zu translinearen Schaltungen siehe [83,88–90].

ten Transistornetze weisen einen geringen Platzbedarf auf und lassen sich aufgrund der Current-Mode-Operation gut mit anderen Schaltungskomponenten wie Subtrahierern oder translinearen Multiplizierern/Dividierern kombinieren. Aufgrund dieser Eigenschaften erscheint die Realisierung einer Tiefpaßfilterung mit Hilfe translinearer Transistornetze für die im Rahmen dieser Arbeit zu realisierende Funktionalität als günstig. Eine Analyse solcher Netzwerke erfolgt im übernächsten Abschnitt.

Die Division des lokalen Signalstromes durch seinen gewichteten Mittelwert kann durch Logarithmierung der beiden Ströme an der exponentiellen Charakteristik von MOS-Transistoren in schwacher Inversion und anschließende Subtraktion der logarithmisch von den Strömen abhängigen Spannungen erfolgen (Prinzip des translinearen Dividierers).

5.2.4 Analyse eindimensionaler resistiver Netzwerke

Wir betrachten zunächst das eindimensionale Widerstandsnetzwerk entsprechend Abbildung 5.13, das in Richtung positiver und negativer Werte von n als unendlich ausgedehnt angenommen wird. Das Ziel der folgenden Rechnung besteht darin, die Impulsantwort des ortsdiskreten Filters beziehungsweise den mathematischen Zusammenhang zwischen ein- und ausgangsseitiger Spannungsfolge zu bestimmen. Das Potential am Ausgangsknoten mit dem Index n kann ausgedrückt werden durch

$$U_{\text{out}}(n) = U_{\text{in}}(n) + \left[\frac{U_{\text{out}}(n-1) - U_{\text{out}}(n)}{R_1} - \frac{U_{\text{out}}(n) - U_{\text{out}}(n+1)}{R_1} \right] R_n . \quad (5.25)$$

Umstellen dieses Ausdrucks führt mit $\alpha = 1 + R_1/(2R_n)$ auf eine eindimensionale lineare Differenzgleichung:

$$U_{\text{in}}(n) = \frac{1}{2-2\alpha} [U_{\text{out}}(n-1) - 2\alpha U_{\text{out}}(n) + U_{\text{out}}(n+1)] . \quad (5.26)$$

Zur Lösung der Differenzgleichung bietet sich die Anwendung der beidseitigen Z-Transformation (siehe [91, Seite 548] und [92,93]) an. Die Anwendung der sonst für kausale Systeme verwendeten einseitigen Z-Transformation ist hier ungeeignet, da die Impulsantwort des zu analysierenden Systems bezüglich $n = 0$ symmetrisch, d.h. nicht kausal ist. Durch Anwendung der beidseitigen Z-Transformation ergibt sich mit $U_{\text{in}}(n) \circ \bullet U_{\text{in}}(z)$ und $U_{\text{out}}(n) \circ \bullet U_{\text{out}}(z)$ aus der Differenzgleichung (5.26) im Bildbereich die Beziehung

$$U_{\text{in}}(z) = \frac{1}{2-2\alpha} U_{\text{out}}(z) (z^{-1} - 2\alpha + z) \quad (5.27)$$

und damit als Z-Transformierte der Impulsantwort die Übertragungsfunktion

$$H(z) = \frac{U_{\text{out}}(z)}{U_{\text{in}}(z)} = \frac{(2-2\alpha)z}{z^2 - 2\alpha z + 1} = \frac{(2-2\alpha)z}{(z-z_1)(z-z_2)} , \quad (5.28)$$

wobei die beiden Polstellen der Übertragungsfunktion durch $z_1 = \alpha + \sqrt{\alpha^2 - 1}$ und $z_2 = \alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1}$ gegeben sind. Es läßt sich zeigen, daß für die beiden Polstellen die Beziehung $z_2 = z_1^{-1}$ gilt. Im Hinblick auf die spätere Behandlung des zweidimensionalen Falles erfolgt die Rücktransformation von Gleichung (5.28) zur Berechnung der Impulsantwort $h(n)$ entsprechend [91, Seite 566] über die Berechnung des komplexen Konturintegrals

$$H(z) \bullet \circ h(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint H(z) z^{n-1} dz = \frac{2-2\alpha}{2\pi j} \oint \frac{z^n}{(z-z_1)(z-z_2)} dz, \quad (5.29)$$

wobei der Integrationsweg, über den das Ringintegral berechnet wird, im Konvergenzbereich der Z-Transformation liegen muß. An dieser Stelle ist es wichtig, zu erwähnen, daß die Rücktransformation einer Funktion im Z-Bereich nur dann eindeutig möglich ist, wenn der Konvergenzbereich bekannt ist. Da als Impulsantwort $h(n)$ eine zweiseitige, zu $n = 0$ symmetrische Funktion erwartet werden kann, ist der Konvergenzbereich durch einen Kreisring gegeben, der zwischen den Polstellen z_1 und $z_2 = z_1^{-1}$ liegen muß (siehe [91, Seite 558]). Als Integrationsweg kann daher der Einheitskreis mit $|z| = 1$ gewählt werden.

Zur Berechnung des Ringintegrals mit Hilfe des Residuensatzes (siehe [94, 95]) muß eigentlich eine Fallunterscheidung für $n < 0$ und $n \geq 0$ vorgenommen werden, da für $n < 0$ der Integrand gegenüber dem anderen Fall eine zusätzliche n-fache Polstelle im Ursprung aufweist, die bei der Berechnung der Residuen berücksichtigt werden muß. Da jedoch Symmetrie zu $n = 0$ vorausgesetzt werden kann, genügt es, den einfacheren Fall $n \geq 0$ zu untersuchen, für den nur das Residuum an der vom Integrationsweg eingeschlossenen Singularität z_2 berücksichtigt werden muß:

$$\begin{aligned} h(n) &= \operatorname{Res}_{z=z_2} H(z) z^{n-1} = \lim_{z \rightarrow z_2} (z - z_2) H(z) z^{n-1} \\ &= (2 - 2\alpha) \frac{z_2^n}{z_2 - z_1} = \sqrt{\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}} \cdot (\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1})^n. \end{aligned} \quad (5.30)$$

Unter Berücksichtigung der Symmetrieeigenschaften von $h(n)$ ergibt sich daraus schließlich für die Impulsantwort eines eindimensionalen einlagigen Widerstandsnetzwerkes:

$$h(n) = \sqrt{\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}} \cdot (\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1})^{|n|} \quad \text{mit} \quad \alpha = 1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{R_1}{R_n}. \quad (5.31)$$

5.2.5 Analyse eindimensionaler translinearer Netzwerke

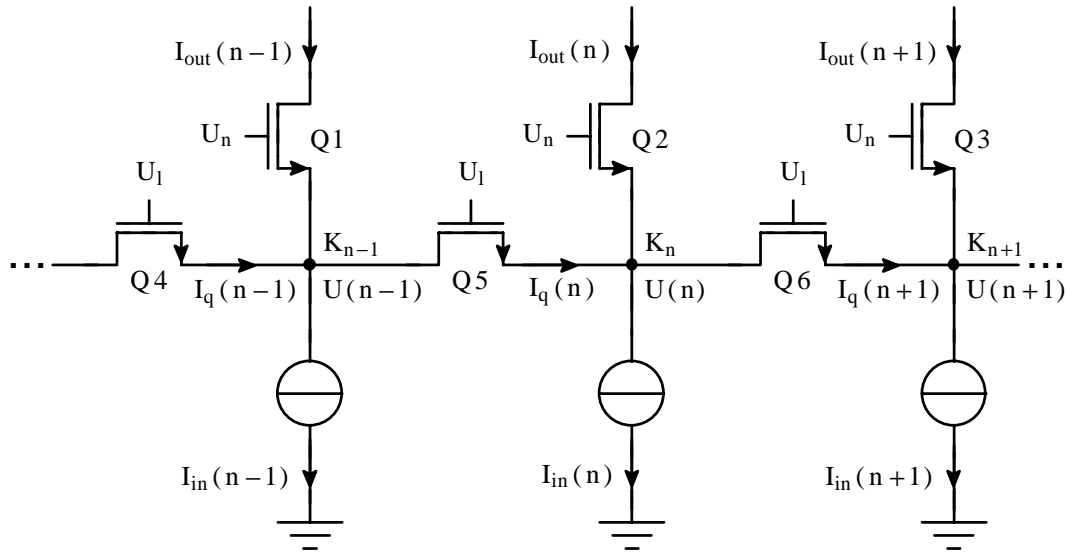


Abbildung 5.14: Aufbau eines eindimensionalen translinearen Mittelungsnetzwerkes nach [83].

Abbildung 5.14 zeigt den Aufbau einer eindimensionalen Version des im Rahmen dieser Arbeit realisierten translinearen Mittelungsnetzwerkes nach [83]. Das Netzwerk bildet – wie sich zeigen wird linear – eine Folge von Eingangsströmen $I_{in}(n)$ auf eine Folge von Ausgangsströmen $I_{out}(n)$ ab. Das System wird in Richtung positiver und negativer Werte von n als unendlich ausgedehnt angenommen, und es wird vorausgesetzt daß alle Transistoren des Netzwerkes die gleiche Geometrie besitzen und in schwacher Inversion arbeiten. Da die Eingangsströme durch sehr kleine Photoströme in der Größenordnung fA bis nA gegeben sind, ist die zweite Voraussetzung praktisch immer gegeben.

Da alle MOS-Transistoren des Netzwerkes in schwacher Inversion arbeiten, wird für die folgenden Betrachtungen zugunsten einer möglichst genauen Beschreibung des zu untersuchenden Systems die Stromgleichung für die schwache Inversion in ihrer allgemeinsten Form verwendet. Entsprechend Gleichung (A.5) im Anhang gilt

$$I_d = \underbrace{\mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} U_T^2 \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_s}} e^{(\psi_s - 2\Phi_f)/U_T}}_{I_0(\psi_s) :=} \left(e^{-U_{sb}/U_T} - e^{-U_{ab}/U_T} \right). \quad (5.32)$$

Zur Vereinfachung der mathematischen Formulierung wird für die folgende Rechnung der Teil von Gleichung (5.32) oberhalb der geschweiften Klammer in $I_0(\psi_s)$ zusammengefaßt.

Bezeichnet man mit $U(n)$ das Potential am Knoten K_n , mit ψ_{sn} das dem Gatepotential U_n entsprechende Oberflächenpotential und mit ψ_{sl} das dem Gatepotential U_l entsprechen-

de Oberflächenpotential, so kann der Drainstrom $I_{\text{out}}(n)$ von Q2 unter der Voraussetzung, daß Q2 in Sättigung arbeitet ($U_{\text{ds}} \gg U_{\text{T}}$), ausgedrückt werden durch

$$I_{\text{out}}(n) = I_0(\psi_{\text{sn}}) e^{-\frac{U(n)}{U_{\text{T}}}} . \quad (5.33)$$

Der Sättigungsbetrieb von Q2 kann durch schaltungstechnische Maßnahmen sehr einfach erzwungen werden und stellt keine Einschränkung für die Verwendbarkeit der Schaltung dar. Aus Gleichung (5.33) ergibt sich für das Potential $U(\nu)$ an einem beliebigen Knoten K_ν :

$$U(\nu) = -U_{\text{T}} \ln \frac{I_{\text{out}}(\nu)}{I_0(\psi_{\text{sn}})} . \quad (5.34)$$

Für die lateral angeordneten Transistoren (Q4, Q5, Q6) kann nicht vorausgesetzt werden, daß sie in Sättigung arbeiten, da die Drain-Source-Spannungen dieser Transistoren je nach eingangsseitiger Stromverteilung sehr kleine Werte annehmen können. Der Drainstrom $I_{\text{q}}(n)$ von Q5 ergibt sich damit unter Berücksichtigung der Gleichungen (5.31) und (5.34) zu

$$I_{\text{q}}(n) = I_0(\psi_{\text{sl}}) \left[e^{-\frac{U(n)}{U_{\text{T}}}} - e^{-\frac{U(n-1)}{U_{\text{T}}}} \right] = \frac{I_0(\psi_{\text{sl}})}{I_0(\psi_{\text{sn}})} [I_{\text{out}}(n) - I_{\text{out}}(n-1)] , \quad (5.35)$$

wobei $U(n-1)$ das Potential am Knoten K_{n-1} bezeichnet. Für den Strom $I_{\text{q}}(n+1)$ erhält man entsprechend

$$I_{\text{q}}(n+1) = I_0(\psi_{\text{sl}}) \left[e^{-\frac{U(n+1)}{U_{\text{T}}}} - e^{-\frac{U(n)}{U_{\text{T}}}} \right] = \frac{I_0(\psi_{\text{sl}})}{I_0(\psi_{\text{sn}})} [I_{\text{out}}(n+1) - I_{\text{out}}(n)] , \quad (5.36)$$

wobei $U(n+1)$ das Potential am Knoten K_{n+1} bezeichnet. Die Diffusionsströme durch die lateral angeordneten Transistoren ergeben sich somit als Linearkombination der jeweils in den drain- und den sourceseitigen Knoten fließenden Ausgangsströme, womit sich für das translineare Mittelungsnetzwerk bezüglich der darin fließenden Ströme ein lineares Verhalten ergibt. Aus der Knotengleichung am Knoten K_n

$$I_{\text{in}}(n) = I_{\text{out}}(n) + I_{\text{q}}(n) - I_{\text{q}}(n+1) \quad (5.37)$$

erhält man mit den Gleichungen (5.35) und (5.36) nach einigen Umformungen die eindimensionale lineare Differenzgleichung

$$I_{\text{in}}(n) = -\frac{I_0(\psi_{\text{sl}})}{I_0(\psi_{\text{sn}})} \left[I_{\text{out}}(n-1) - 2 \underbrace{\left[1 + \frac{1}{2} \cdot \frac{I_0(\psi_{\text{sn}})}{I_0(\psi_{\text{sl}})} \right]}_{\alpha:=} I_{\text{out}}(n) + I_{\text{out}}(n+1) \right] \quad (5.38)$$

beziehungsweise

$$I_{\text{in}}(n) = \frac{1}{2 - 2\alpha} [I_{\text{out}}(n - 1) - 2\alpha I_{\text{out}}(n) + I_{\text{out}}(n + 1)] . \quad (5.39)$$

Diese Differenzgleichung ist – wenn man die Strömgrößen durch Spannungsgrößen ersetzt – mit der für das eindimensionale resistive Netzwerk nach Abbildung 5.13 erhaltenen Differenzgleichung (5.26) identisch, womit sich für das eindimensionale translineare Netzwerk nach Abbildung 5.14 die gleiche Impulsantwort (5.31) ergeben muß.

Um die Charakteristik des translinearen Mittelungsnetzwerkes gezielt beeinflussen zu können, sollte der von den unbekanntem Oberflächenpotentialen ψ_{sl} und ψ_{sn} abhängige Faktor α durch die bekannten Gatepotentiale U_1 und U_n ausgedrückt werden. Für den Quotienten $I_0(\psi_{\text{sl}})/I_0(\psi_{\text{sn}})$ gilt mit Hilfe von Gleichung (5.31):

$$\frac{I_0(\psi_{\text{sl}})}{I_0(\psi_{\text{sn}})} = \sqrt{\frac{\psi_{\text{sn}}}{\psi_{\text{sl}}}} \cdot e^{\frac{\psi_{\text{sl}} - \psi_{\text{sn}}}{U_T}} \quad (5.40)$$

Wird der funktionale Zusammenhang zwischen Oberflächenpotential und Gatepotential für kleine Variationen um den Arbeitspunkt linearisiert, so gilt entsprechend den Ausführungen im Anhang $\Delta\psi_s = \Delta U_{\text{gb}}/n$, wobei n den vom Sourcepotential abhängigen „Weak Inversion Slope Factor“ bezeichnet. Die Variation des Wurzelterms kann in Gleichung (5.39) gegenüber der drastischen Variation des Exponentialterms vernachlässigt werden, so daß man entsprechend Gleichung (5.31) für die Impulsantwort und den Faktor α erhält:

$$h(n) = \sqrt{\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}} \cdot (\alpha - \sqrt{\alpha^2 - 1})^{|n|} \quad \text{mit} \quad \alpha \approx 1 + \frac{1}{2} \cdot e^{\frac{U_n - U_1}{nU_T}} . \quad (5.41)$$

5.2.6 Analyse zweidimensionaler translinearer Netzwerke

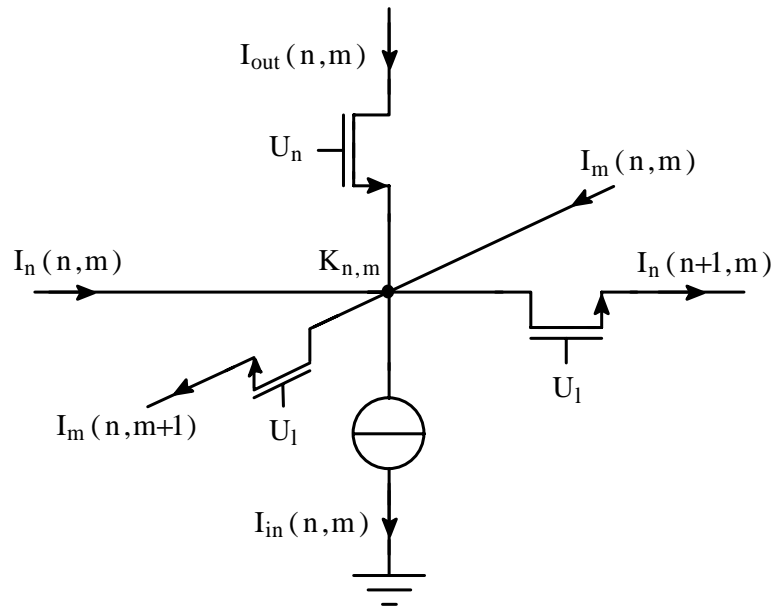


Abbildung 5.15: Aufbau eines zweidimensionalen translinearen Mittelungsnetzwerkes.

Die Analyse des im Rahmen dieser Arbeit realisierten zweidimensionalen translinearen Mittelungsnetzwerkes entsprechend Abbildung 5.15 erfolgt analog zum eindimensionalen Fall.

Der Übersichtlichkeit halber ist in der Abbildung nur eine Zelle des Netzwerkes dargestellt, das wiederum in Richtung positiver und negativer Werte von n beziehungsweise m als unendlich ausgedehnt angenommen wird. Das System bildet eine zweidimensionale Folge von Eingangsströmen $I_{in}(\nu, \mu)$ auf eine zweidimensionale Folge von Ausgangsströmen $I_{out}(\nu, \mu)$ ab. Mit $I_n(\nu, \mu)$ werden die lateral fließenden Diffusionsströme in Richtung des Laufindex n , mit $I_m(\nu, \mu)$ die lateral fließenden Diffusionsströme in Richtung des Laufindex m bezeichnet.

Für die in Abbildung 5.15 angegebenen lateral fließenden Diffusionsströme $I_n(n, m)$, $I_m(n, m)$, $I_n(n+1, m)$ und $I_m(n, m+1)$ ergeben sich unter Berücksichtigung der im vorigen Abschnitt abgeleiteten linearen Abhängigkeit dieser Ströme von den Ausgangsströmen

analog zum eindimensionalen Fall die Beziehungen

$$I_n(n, m) = \frac{I_0(\psi_{sl})}{I_0(\psi_{sn})} [I_{out}(n, m) - I_{out}(n-1, m)] \quad (5.42)$$

$$I_m(n, m) = \frac{I_0(\psi_{sl})}{I_0(\psi_{sn})} [I_{out}(n, m) - I_{out}(n, m-1)] \quad (5.43)$$

$$I_n(n+1, m) = \frac{I_0(\psi_{sl})}{I_0(\psi_{sn})} [I_{out}(n+1, m) - I_{out}(n, m)] \quad (5.44)$$

$$I_m(n, m+1) = \frac{I_0(\psi_{sl})}{I_0(\psi_{sn})} [I_{out}(n, m+1) - I_{out}(n, m)] . \quad (5.45)$$

Aus der Knotengleichung am Knoten $K_{n,m}$

$$\begin{aligned} I_{in}(n, m) &= I_{out}(n, m) + I_n(n, m) + I_m(n, m) \\ &\quad - I_n(n+1, m) - I_m(n, m+1) \end{aligned} \quad (5.46)$$

ergibt sich mit den Gleichungen (5.42) bis (5.45) und mit

$$\alpha = 1 + \frac{1}{4} \cdot \frac{I_0(\psi_{sn})}{I_0(\psi_{sl})} \approx 1 + \frac{1}{4} \cdot e^{\frac{U_n - U_i}{nU_T}} \quad (5.47)$$

die zweidimensionale, lineare partielle Differenzengleichung

$$\begin{aligned} I_{in}(n, m) &= \frac{1}{4 - 4\alpha} [I_{out}(n-1, m) + I_{out}(n, m-1) - 4\alpha I_{out}(n, m) \\ &\quad + I_{out}(n+1, m) + I_{out}(n, m+1)] . \end{aligned} \quad (5.48)$$

Die Berechnung der Impulsantwort des zweidimensionalen Systems aus der Differenzengleichung erfolgt in Analogie zum eindimensionalen Fall mit Hilfe der zweidimensionalen zweiseitigen Z-Transformation (siehe [96]). Diese ist entsprechend [97–99] für eine zweidimensionale Wertefolge $f(n, m)$ definiert durch die Beziehung

$$F_z(z_n, z_m) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n, m) z_n^{-n} z_m^{-m} . \quad (5.49)$$

Die inverse zweidimensionale Z-Transformation kann nach [97] durch Berechnung des zweidimensionalen Konturintegrals

$$f(n, m) = \left(\frac{1}{2\pi j} \right)^2 \oint_{C_m} \oint_{C_n} F_z(z_n, z_m) z_n^{n-1} z_m^{m-1} dz_n dz_m \quad (5.50)$$

erfolgen, wobei beide geschlossenen Integrationswege C_n und C_m vollständig im Konvergenzbereich von $F_z(z_n, z_m)$ zu liegen haben und den Ursprung in der Ebene der jeweiligen Variablen entgegen dem Uhrzeigersinn umrunden müssen.

Die Anwendung der zweidimensionalen Z-Transformation auf die partielle Differenzgleichung (5.49) ergibt mit $I_{\text{in}}(n, m) \circ \bullet I_{\text{in}}(z_n, z_m)$ und $I_{\text{out}}(n, m) \circ \bullet I_{\text{out}}(z_n, z_m)$ im Bildbereich die Beziehung

$$I_{\text{in}}(z_n, z_m) = \frac{1}{4 - 4\alpha} I_{\text{out}}(z_n, z_m) \left[z_n^{-1} + z_m^{-1} - 4\alpha + z_n + z_m \right] \quad (5.51)$$

und damit als Z-Transformierte der zweidimensionalen Impulsantwort die Übertragungsfunktion

$$H(z_n, z_m) = \frac{I_{\text{out}}(z_n, z_m)}{I_{\text{in}}(z_n, z_m)} = (4 - 4\alpha) \frac{z_n z_m}{z_m + z_n - 4\alpha z_n z_m + z_n^2 z_m + z_m^2 z_n} . \quad (5.52)$$

Da für die zu bestimmende zweidimensionale Impulsantwort $h(n, m)$ Symmetrie bezüglich $n = 0$ und $m = 0$ vorausgesetzt werden kann, ist der Konvergenzbereich von $H(z_n, z_m)$ sowohl in der z_n -, als auch in der z_m -Ebene durch ein ringförmiges Gebiet gegeben, das den Einheitskreis enthält. Zur Rücktransformation der Übertragungsfunktion kann daher die Berechnung des zweidimensionalen Konturintegrals nach Gleichung (5.50) für beide Variablen z_n und z_m durch Integration entlang des Einheitskreises erfolgen. Dieses ist jedoch schwierig, da $H(z_n, z_m)$ bezüglich der Variablen z_n und z_m nicht separabel ist.

Zur Berechnung des zweidimensionalen Konturintegrals ist es erforderlich, zunächst eine der beiden Variablen als Parameter zu betrachten, und bezüglich der anderen Variablen zu integrieren. Nach der Berechnung des inneren Integrals wird dann das äußere Integral bezüglich der zweiten Variable berechnet. Wird für die folgende Rechnung zunächst z_m als Parameter betrachtet so ist es sinnvoll, $H(z_n, z_m)$ in der Form

$$H(z_n, z_m) = (4 - 4\alpha) \frac{z_n}{z_n^2 + z_n(z_m^{-1} - 4\alpha + z_m) + 1} \quad (5.53)$$

auszudrücken. Die Übertragungsfunktion hat dann bezüglich der Variablen z_n die beiden Polstellen

$$z_{n,1} = \gamma + \sqrt{\gamma^2 - 1} \quad \text{und} \quad z_{n,2} = \gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} , \quad (5.54)$$

wobei

$$\gamma = \frac{1}{2} (-z_m^{-1} + 4\alpha - z_m) . \quad (5.55)$$

Es kann wiederum gezeigt werden, daß $z_{n,1} = 1/z_{n,2}$ gilt. Da z_m bei der Integration nur Werte auf dem Einheitskreis annimmt, ist γ reell und größer 1. Die Berechnung des inneren Integrals mit Hilfe des Residuensatzes ergibt wie im eindimensionalen Fall (siehe Gleichung 5.30) für $n \geq 0$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z_n|=1} H(z_n, z_m) z_n^{n-1} dz_n &= \underset{z_n=z_{n,2}}{\text{Res}} H(z_n, z_m) z_n^{n-1} \\ &= \frac{4 - 4\alpha}{-2\sqrt{\gamma^2 - 1}} \left(\gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} \right)^n . \end{aligned} \quad (5.56)$$

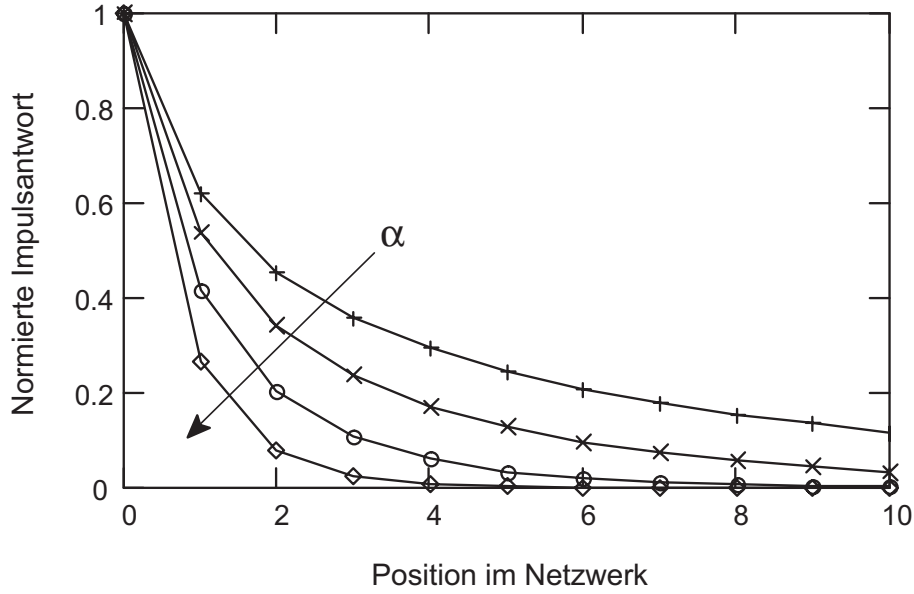


Abbildung 5.16: Auf ihren Maximalwert normierte Impulsantwort des zweidimensionalen translinearen Mittelungsnetzwerkes in Abhängigkeit von der Position im Netzwerk für verschiedene Werte des Parameters α .

Unter Berücksichtigung der Symmetrie der Impulsantwort bezüglich $n = 0$ erhält man daraus mit Gleichung (5.50)

$$h(n, m) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z_m|=1} \frac{4 - 4\alpha}{-2\sqrt{\gamma^2 - 1}} \left(\gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1} \right)^{|n|} z_m^{m-1} dz_m . \quad (5.57)$$

wobei für γ der Ausdruck in Gleichung (5.55) einzusetzen ist. Dieses Integral ist mit Hilfe des Residuensatzes nicht mehr ohne weiteres berechenbar, läßt sich aber durch Parametrierung des Integrationsweges noch vereinfachen. Mit $z_m = e^{j\varphi}$ und $dz_m = j e^{j\varphi} d\varphi$ ergibt sich nach einigen Umformungen

$$h(n, m) = \frac{\alpha - 1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \underbrace{\frac{(\gamma - \sqrt{\gamma^2 - 1})^{|n|}}{\sqrt{\gamma^2 - 1}}}_{f(\gamma)} e^{jm\varphi} d\varphi , \quad (5.58)$$

Durch Einsetzen von $z_m = e^{j\varphi}$ in Gleichung (5.55) erhält man $\gamma = 2\alpha - \cos \varphi$. Unter Berücksichtigung der Tatsache, daß $f(\gamma)$ eine gerade Funktion in φ ist, fällt der Imaginärteil in Gleichung (5.58) weg, und die Impulsantwort läßt sich noch vereinfachen zu:

$$h(n, m) = \frac{\alpha - 1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{(2\alpha - \cos \varphi - \sqrt{(2\alpha - \cos \varphi)^2 - 1})^{|n|}}{\sqrt{(2\alpha - \cos \varphi)^2 - 1}} \cos(m\varphi) d\varphi . \quad (5.59)$$

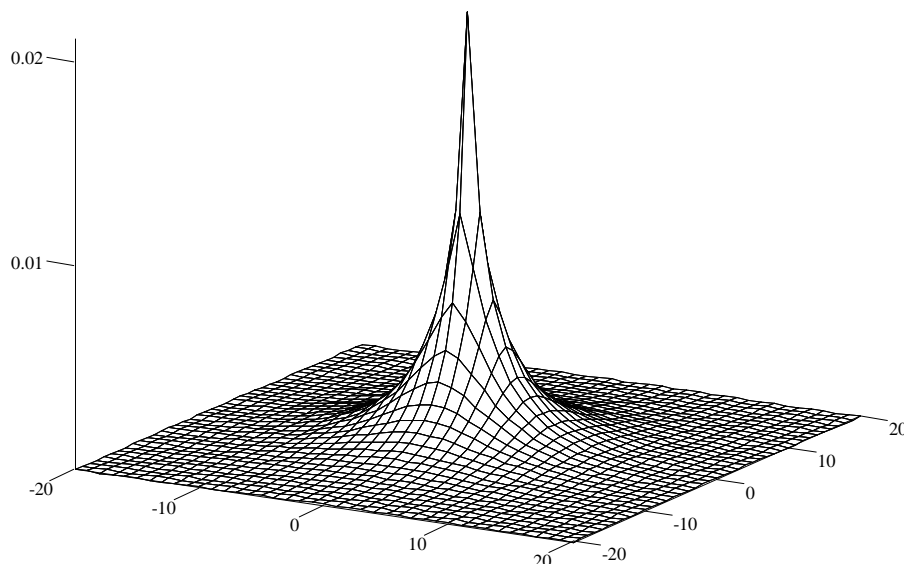


Abbildung 5.17: Dreidimensionale Darstellung der Impulsantwort des zweidimensionalen translinearen Mittelungsnetzwerkes für $\alpha = 1,01$.

Die weitere Auflösung dieses Integrals war im Rahmen der Arbeit nicht möglich. Gleichung (5.59) ermöglicht jedoch auf einfache Weise die numerische Berechnung von $h(n, m)$ mit beliebiger Genauigkeit. Falls nur der Verlauf der Impulsantwort entlang einer Koordinatenachse interessiert, ergibt sich für $n = 0$ ein sehr einfach zu handhabender Ausdruck. Abbildung 5.16 zeigt den Verlauf der auf den Maximalwert normierten räumlichen Impulsantwort des Netzwerkes für verschiedene Werte von α , Abbildung 5.17 die dreidimensionale Gestalt der Impulsantwort für $\alpha = 1,01$. Es wird deutlich, daß die Ausdehnung der Impulsantwort im Ortsbereich mit wachsenden α abnimmt.

Die mathematische Analyse der in den letzten Abschnitten vorgestellten ein- und zweidimensionalen translinearen Netzwerke hat gezeigt, daß diese geeignet sind, eine lineare spatiale Tiefpaßfilterung mit einstellbarer Charakteristik bei geringem Schaltungsaufwand zu realisieren. Die ausführliche Darstellung der mathematischen Betrachtungen ist dadurch gerechtfertigt, daß Netzwerke dieser Art zwar bereits von verschiedenen Autoren zur Realisierung von Bildverarbeitungsalgorithmen innerhalb der Sensormatrix (Focal Plane Processing) verwendet und in der Fachliteratur vorgestellt wurden, eine detaillierte mathematische Analyse jedoch bisher ausblieb.

5.2.7 Schaltungstechnische Realisierung einer lokalen Helligkeitsadaptation

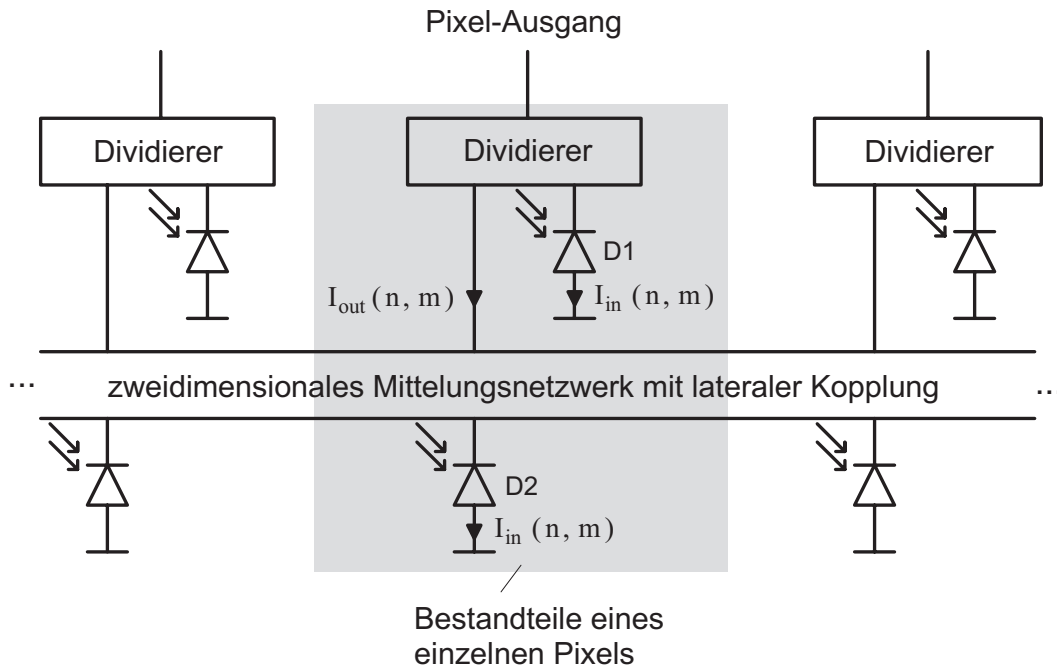


Abbildung 5.18: Prinzipieller Aufbau der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Schaltung zur Realisierung einer lokalen Helligkeitsadaptation. Pfeile kennzeichnen hier die Stromrichtungen.

Abbildung 5.18 zeigt den prinzipiellen Aufbau der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten Schaltung zur Realisierung einer lokalen Helligkeitsadaptation. Der Photostrom wird in jedem Pixel durch den spatial tiefpaßgefilterten Photostrom dividiert. Die Division erfolgt durch Logarithmierung der beiden Ströme und anschließende Subtraktion der logarithmisch von den Strömen abhängigen Spannungen (Prinzip des translinearen Dividierers).

Auf der Grundlage des oben vorgestellten Schaltungsprinzips und der in den vorigen Abschnitten vorgenommenen Schaltungsanalysen wurde das in Abbildung 5.19 in seinen wesentlichen Komponenten dargestellte Schaltungskonzept für eine einzelne Pixelzelle entwickelt. Da der Photostrom im Pixel zweimal benötigt wird – einmal als Eingangssignal des spatialen Tiefpaßfilters und ein zweites mal als Eingangssignal des Dividierers –, enthält die einzelne Sensorzelle zwei Photodioden. Die Verwendung von nur einer Photodiode hätte die Einführung weiterer Stromspiegel mit negativem Einfluß auf die Matching-Eigenschaften der Schaltung notwendig gemacht.

Die Transistoren Q5, Q6 und Q7 sind Teil des im letzten Abschnitt analysierten trans-

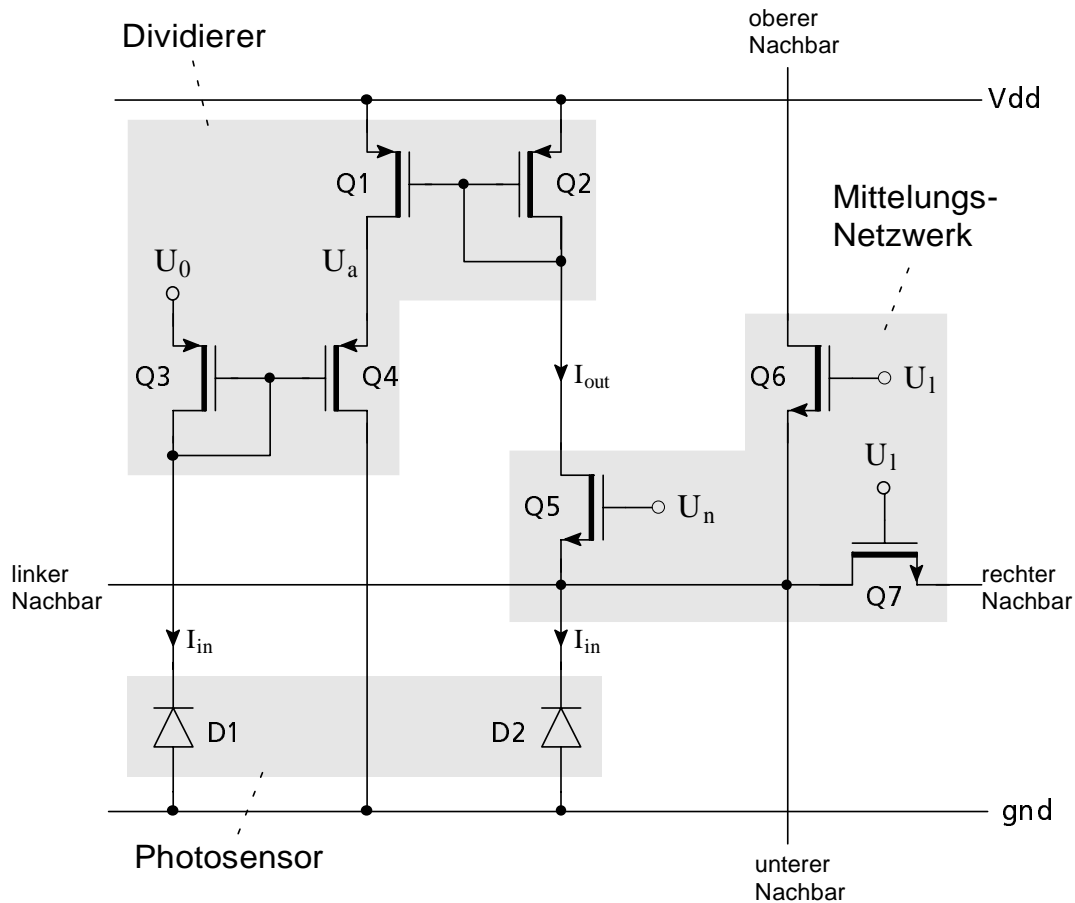


Abbildung 5.19: Wesentliche Komponenten der Schaltung einer einzelnen Pixelzelle.

linearen Mittelungsnetzwerkes. Der lokal in das Netzwerk eingespeiste Eingangsstrom I_{in} wird in der Photodiode D2 generiert. Der lokale Ausgangsstrom I_{out} des Netzwerkes ist durch den Drainstrom von Q5 gegeben und wird einem der beiden Eingänge des aus den Transistoren Q1, Q2, Q3 und Q4 bestehenden Dividierers am Drain von Q2 zugeführt. Der in der zweiten Photodiode D1 generierte Signalstrom wird dem zweiten Eingang des Dividierers am Drain von Q3 zugeführt.

Die Funktionsweise des Dividierers kann folgendermaßen beschrieben werden: Der in D1 generierte Photostrom I_{in} ruft zwischen Gate und Source des als Diode geschalteten Transistors Q3 eine logarithmisch von I_{in} abhängige Spannung hervor, da Q3 aufgrund des sehr kleinen Photostromes in schwacher Inversion arbeitet. Der in Q2 eingespeiste tiefpaßgefilterte Photostrom I_{out} wird über den aus Q1 und Q2 gebildeten Stromspiegel dem Transistor Q4 zugeführt und ruft zwischen dessen Gate- und Sourceanschluß eine logarithmisch von I_{out} abhängige Spannung hervor. Da nun die Gateanschlüsse von Q3 und Q4 auf gleichem Potential liegen, ist die Spannungsdifferenz $U_0 - U_a$ zwischen den

Sourceanschlüssen von Q3 und Q4 logarithmisch vom Quotienten der Ströme I_{in} und I_{out} abhängig, wobei das Potential U_0 festgehalten wird und U_a variabel ist. Unter der Voraussetzung identischer Gatepotentiale und damit identischer Oberflächenpotentiale von Q3 und Q4 ergibt sich aus der Stromgleichung (A.5) für den MOS-Transistor in schwacher Inversion der Zusammenhang

$$\frac{I_{\text{in}}}{e^{\frac{U_{\text{sb3}}}{U_T} \left(1 - e^{\frac{U_{\text{ds3}}}{U_T}}\right)}} = \frac{I_{\text{out}}}{e^{\frac{U_{\text{sb4}}}{U_T} \left(1 - e^{\frac{U_{\text{ds4}}}{U_T}}\right)}}. \quad (5.60)$$

Unter der Voraussetzung, daß Q3 und Q4 in Sättigung arbeiten, was durch eine genügend große Wahl des von außen vorgegebenen Potentials U_0 leicht zu erreichen ist, ergibt sich mit $-U_{\text{ds3}} \gg U_T$ und $-U_{\text{ds4}} \gg U_T$

$$\frac{I_{\text{in}}}{I_{\text{out}}} = \frac{e^{\frac{U_{\text{sb3}}}{U_T}}}{e^{\frac{U_{\text{sb4}}}{U_T}}} = e^{\frac{U_{\text{sb3}} - U_{\text{sb4}}}{U_T}}. \quad (5.61)$$

Mit $U_{\text{sb3}} - U_{\text{sb4}} = U_0 - U_a$ erhält man schließlich für die Ausgangsspannung des Pixels

$$U_a = U_0 - U_T \ln \frac{I_{\text{in}}}{I_{\text{out}}}. \quad (5.62)$$

Die Ausgangsstufe des Pixels, bestehend aus einem Sourcefolger, einer Stromquelle und einem Zeilenauswahl-Transistor wurde der Übersichtlichkeit halber in Abbildung 5.19 nicht dargestellt.

5.2.8 Simulationsergebnisse

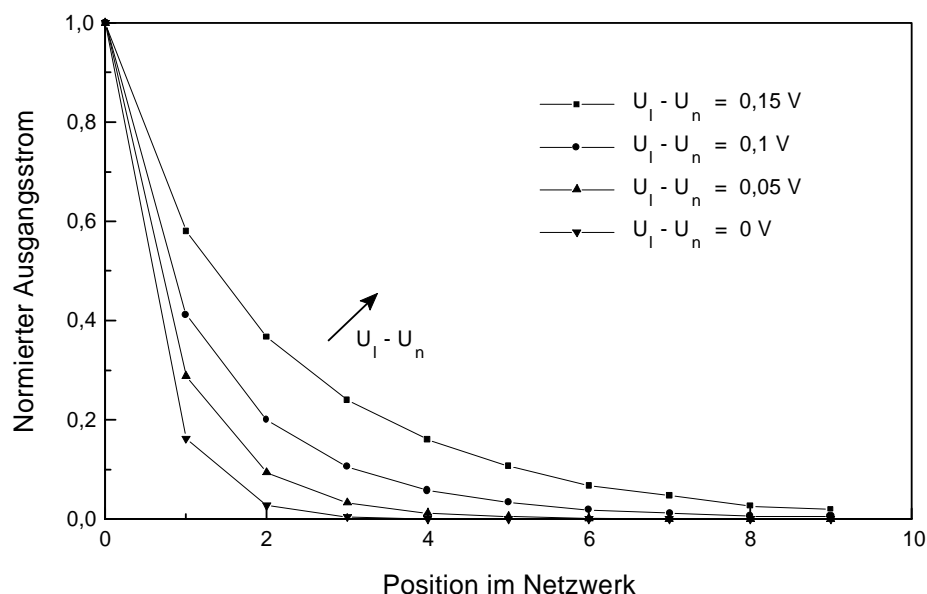


Abbildung 5.20: Impulsantworten eines unter Cadence simulierten zweidimensionalen translinearen Netzwerkes.

Zur Verifikation des im letzten Abschnitt vorgestellten Schaltungskonzeptes wurden in der Designphase Schaltungssimulationen durchgeführt. Die einzelnen Komponenten der lokaladaptiven Sensormatrix, das translineare Mittelungsnetzwerk und die pixelinternen Dividierer, wurden zur Verifikation ihrer Funktionalität zunächst einzeln simuliert. Im Anschluß daran erfolgte die Simulation einer Sensormatrix mit Pixeln gemäß Abbildung 5.19. Da die Simulation der gesamten Sensormatrix mit 128×128 Pixeln einen nicht vertretbaren Verbrauch an Rechner-Ressourcen bedeutet hätte, wurden nur Ausschnitte der Matrix mit einer Größe von 20×20 Pixeln untersucht. Unter der Voraussetzung, daß die Ausdehnung der Impulsantwort viel kleiner ist als die des simulierten Netzwerkes, kann die simulierte Reaktion auf eine zweidimensionale Eingangs-Stromverteilung jedoch auf die Matrix mit 128×128 Pixeln übertragen werden.

Die Simulation eines entsprechend Abbildung 5.15 aufgebauten zweidimensionalen translinearen Mittelungsnetzwerkes mit einer Größe von 20×20 Pixeln ergab für die auf ihren Maximalwert normierte Impulsantwort des Systems das in Abbildung 5.20 dargestellte Ergebnis. Die Differenz der Spannungen U_I und U_n wurde dazu als Parameter in Schritten von 50mV variiert. Ein Vergleich mit den Ergebnissen der theoretischen Netzwerkanalyse in Abbildung 5.16 zeigt eine qualitativ gute Übereinstimmung der Kurvenverläufe. Die Simulation des Dividierers zeigte zudem dessen Verwendbarkeit für einen ausreichend großen Bereich möglicher Beleuchtungsverhältnisse.

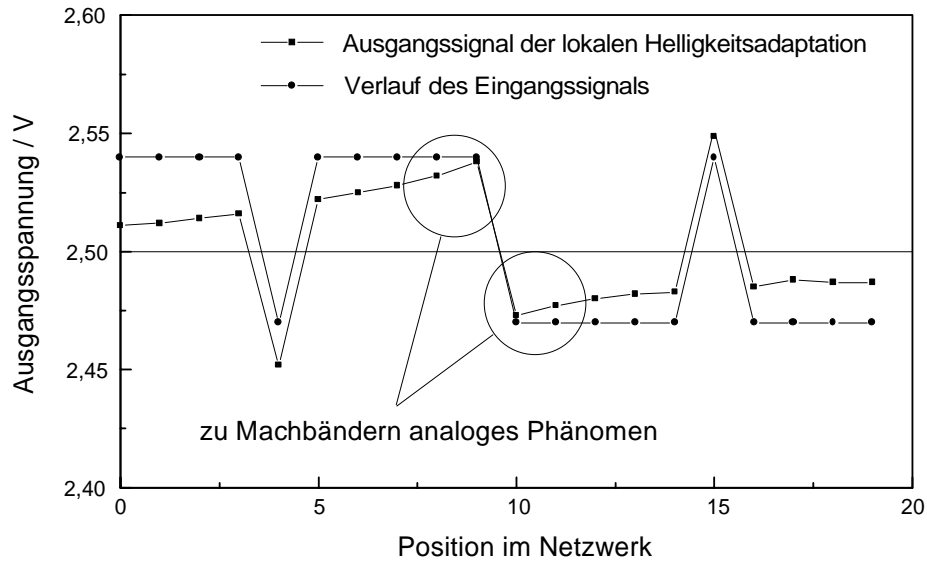


Abbildung 5.21: Beispiel einer Simulation der lokalen Helligkeitsadaptation.

Zur Verifikation der Funktionalität der Kombination aus Dividierer und Mittelungnetzwerk wurde ein Array von 20×20 entsprechend Abbildung 5.19 aufgebauten Pixeln simuliert. Als Eingangssignal diente dazu die qualitativ in Abbildung 5.21 entlang einer Achse dargestellte Stromverteilung. Am Verlauf der Ausgangsspannung entlang einer Achse der Sensormatrix ist zu erkennen, daß die unterschiedliche Grundhelligkeit beider Bildhälften zum Rand hin ausgeglichen wird, während die lokale Kontrastinformation erhalten bleibt. An der Grenze beider Bildhälften ist ein zu den aus der Sinnesphysiologie bekannten Machbändern analoges Phänomen zu beobachten (siehe [64, 100]).

Machbänder treten beim Betrachten rampenförmiger Leuchtdichteänderungen auf. Die dunkle Seite der Rampe erscheint in der Nähe des Überganges dunkler, die helle Seite in der Nähe des Überganges heller als die übrigen Partien der jeweiligen Seite. Der Grund hierfür liegt in der lateralen Inhibition von Nervenzellen im Inneren der Retina. Die Erregung benachbarter Photozeptoren hat auf die jeweils betrachtete Rezeptorzelle eine inhibitorische Wirkung, wobei die von einem Rezeptor ausgehende inhibitorische Wirkung proportional zu seiner Erregung ist und mit wachsendem Abstand abnimmt. Sieht ein Photorezeptor die dunkle Seite in unmittelbarer Nähe des Überganges, so wird er von denjenigen Rezeptoren in der Nachbarschaft, die bereits die helle Seite sehen, stärker gehemmt, als die weiter vom Übergang entfernten Rezeptoren.

5.2.9 Aufbau des Gesamtsystems

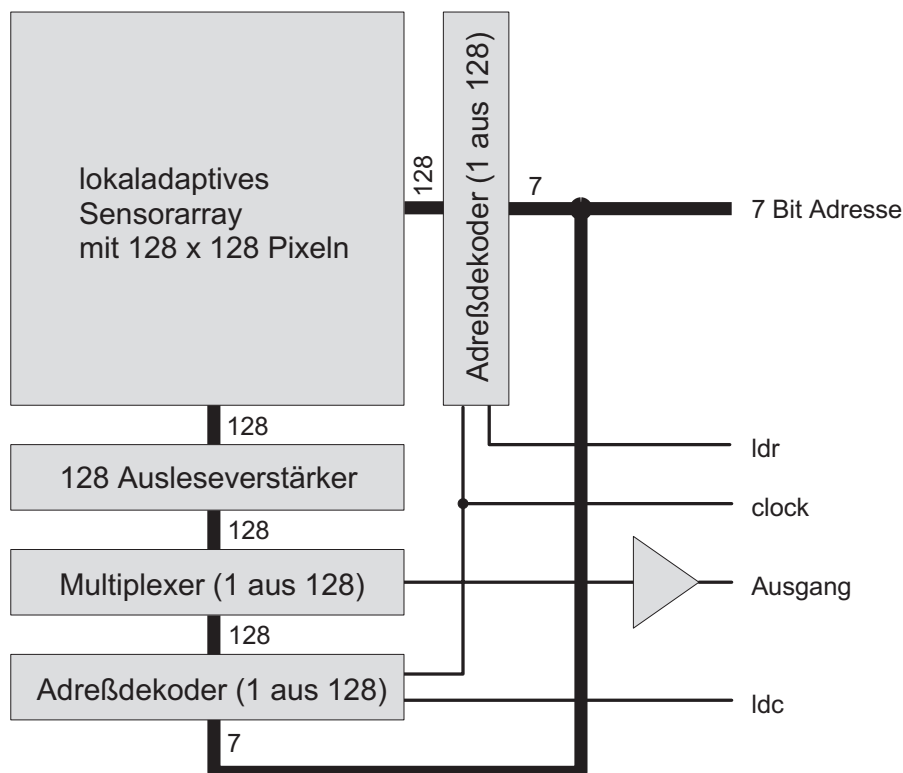


Abbildung 5.22: Blockschaltbild des Gesamtsystems.

Abbildung 5.22 zeigt ein Blockschaltbild der im Rahmen dieser Arbeit entwickelten und gefertigten lokaladaptiven CMOS-Kamera, bestehend aus einem Sensorarray mit integrierter Bildsignalverarbeitung, einem Zeilen- und einem Spaltenadreßdekode, einer Bank von spaltenparallelen Ausleseverstärkern, einem analogen Multiplexer und einem Ausgangsbuffer zum Treiben externer kapazitiver Lasten.

Die Ansteuerung der Sensormatrix wurde zur Vereinfachung der externen Ausleseelektronik für die zeilenweise serielle Auslese (serial scan) ausgelegt. Zur Auslese einer Zeile wird zunächst von außen eine 7 Bit Zeilenadresse angelegt und durch ein kurzzeitiges High-Signal am Eingang ldr bei der nächsten steigenden Taktflanke in den Zeilenadreßdekode übernommen und gespeichert. Anschließend werden von außen nacheinander die Spaltenadressen angelegt und jeweils durch ein High-Signal am Eingang ldc in den Spaltenadreßdekode übernommen.