

Kapitel 4

Zweidimensionale CMOS-Bildsensorik

Im Rahmen dieses Kapitels soll die Architektur eines 2D-CMOS-Bildsensors, ein Überblick über den derzeitigen Stand der Entwicklung bezüglich verwendeter Pixel- und Auslesekonzepte, deren Bewertung, sowie ein Vergleich verschiedener Ausleseverfahren vorgestellt werden. Die Zielsetzung dieser Ausführungen besteht darin, Hinweise für den Entwurf und die Optimierung zukünftiger CMOS-Bildsensoren bezüglich wichtiger Eigenschaften wie Rauschverhalten, Dynamikbereich und Linearität zu geben.

Einen guten Überblick über die historische Entwicklung der integrierten Photosensorik im Allgemeinen und über den derzeitigen Stand der Forschung im Bereich der CMOS-Photosensorik geben die Beiträge von Eric Fossum (JPL) in [15–17, 36]. Die im Rahmen dieses Kapitels diskutierten Pixel- und Auslesekonzepte stellen die in der schaltungstechnischen Fachliteratur am häufigsten verwendeten Konzepte dar.

4.1 Architektur eines 2D-CMOS-Bildsensors

Abbildung 4.1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines einfachen 2D-CMOS-Bildsensors mit wahlfreiem Pixelzugriff. Der Bildsensor besteht aus einem zweidimensionalen Array von Pixeln, von denen typischerweise eine Zeile zur Zeit über eine Zeilen-Auswahllogik, bestehend aus einem Adreßdekoder (1 aus N) (oder einem Schieberegister für Progressive-Scan-Betrieb), selektiert wird. Die Auslese der Pixel erfolgt über die vertikal verlaufenden Leseleitungen, die die Pixel der selektierten Zeile mit einer Bank von N analogen Signalprozessoren (ASP) verbinden. Diese können Funktionen wie Ladungsintegration, Verstärkung, korrelierte Doppelabtastung (CDS), Fixed Pattern Noise Korrektur, S&H

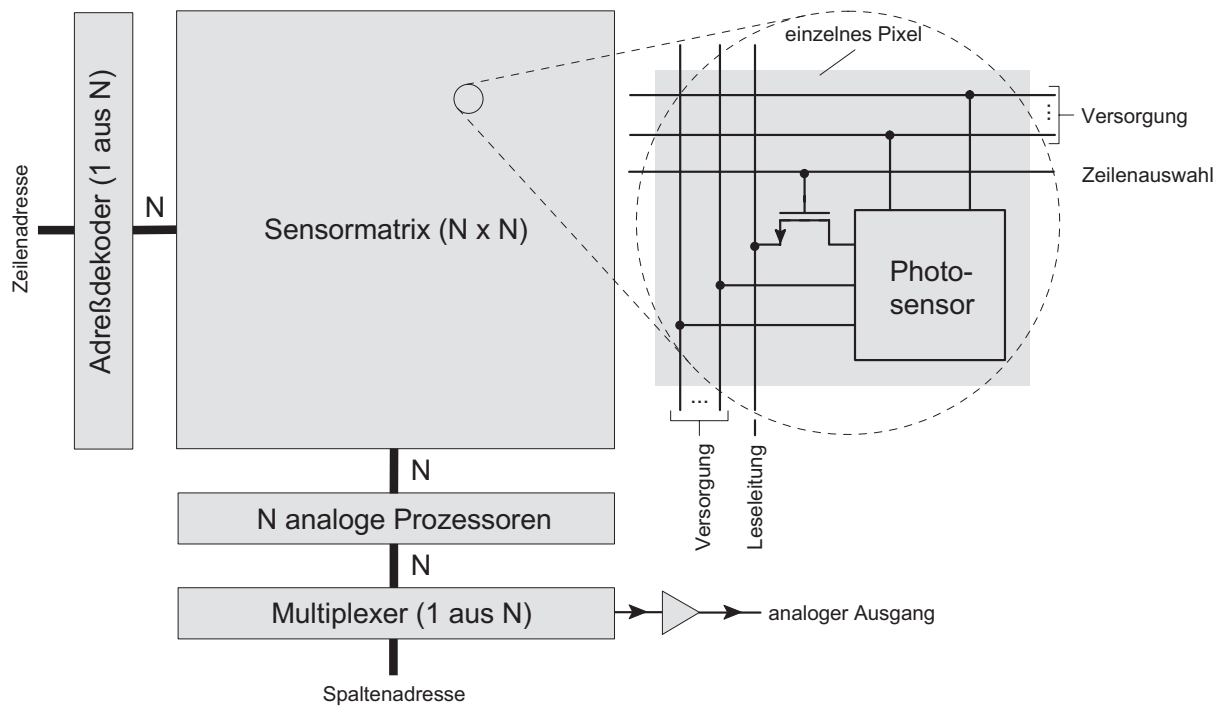


Abbildung 4.1: Architektur eines einfachen 2D-CMOS-Bildsensors. Die mit „Versorgung“ bezeichneten Leitungen dienen zur Versorgung der Pixel mit den zum Betrieb erforderlichen Betriebsspannungen, Taktsignalen etc.

oder auch eine einfache 2D-Filterung ausführen. Über einen Multiplexer kann auf eines der N Ausgangssignale der ASP-Bank zugegriffen werden. Das selektierte Signal wird zur Anpassung an externe Lasten einem Ausgangstreiber zugeführt. Die Auswahl der auszulesenden Spalte erfolgt mit Hilfe eines Adreßdekoders (oder eines Schieberegisters für Progressive-Scan-Betrieb).

Das einzelne Sensor-Pixel enthält ein lichtempfindliches Bauelement, wobei es sich in den meisten Fällen um eine pn-Photodiode handelt. Je nachdem, ob die gemessene Lichtintensität in Form einer Spannung, eines Stromes oder einer Ladung ausgelesen wird, enthält das Pixel unter Umständen noch einen entsprechenden Wandler. Das Ausgangssignal des Pixels wird über einen MOS-Transistor als Schalter, der über die horizontal verlaufende Zeilenauswahl-Leitung angesteuert wird, auf die Leseleitung geschaltet.

Zur Realisierung kostengünstiger Ein-Chip-CMOS-Kameras können ergänzend zum dargestellten Basissystem noch eine automatische Belichtungssteuerung, eine A/D-Wandlung [37, 38], analoge- oder digitale Signalverarbeitung, die Generierung erforderlicher Steuersignale sowie die Generierung eines Ausgangssignals in der gewünschten Norm (z.B. CCIR) integriert werden.

4.2 Übersicht möglicher Ausleseverfahren für CMOS-Photodioden

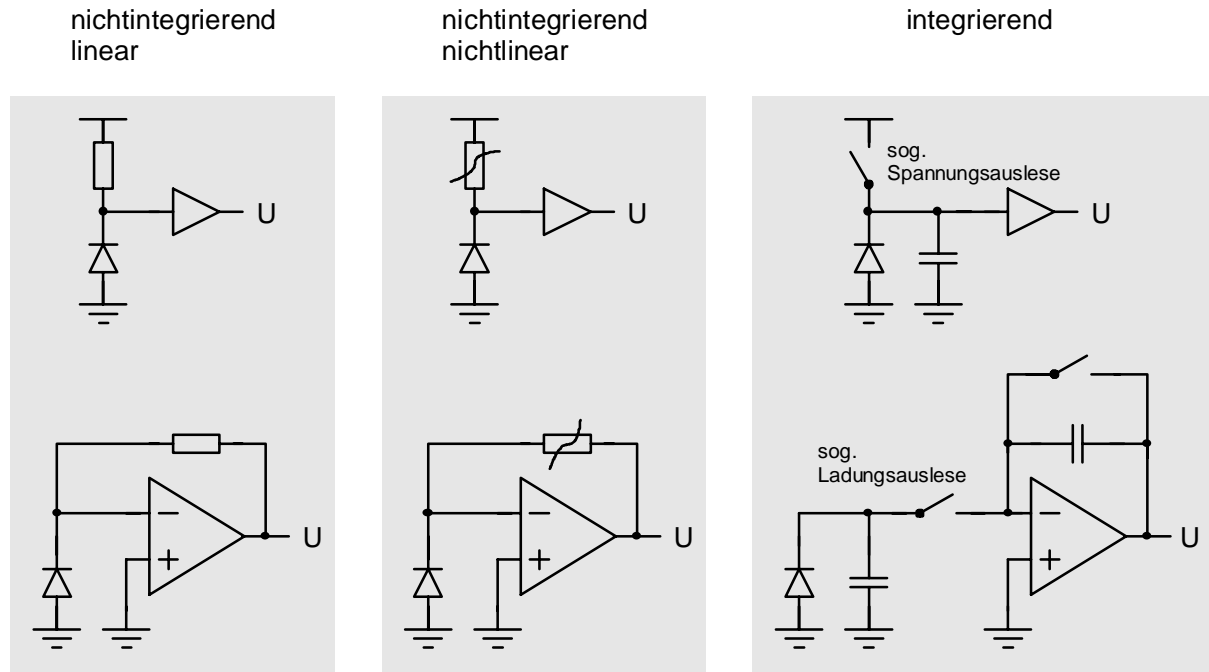


Abbildung 4.2: Zusammenstellung möglicher Ausleseverfahren für CMOS-Photodioden.

Für die Messung des in einer Photodiode generierten Signalstromes stehen eine Reihe prinzipiell verschiedener Möglichkeiten zur Verfügung, wobei grundsätzlich zwischen integrierenden und nichtintegrierenden Meßverfahren beziehungsweise Ausleseverfahren unterschieden werden kann. Bei den nichtintegrierenden Verfahren kann weiter zwischen linearen und nichtlinearen Ausleseverfahren unterschieden werden, wobei die logarithmierende Auslese einen typischer Vertreter nichtlinearer Ausleseverfahren darstellt.

Bei der integrierenden Auslese wird der Signalstrom der Photodiode auf der Sperrschichtkapazität der Diode aufintegriert. Die akkumulierte Ladungsmenge kann entsprechend Abbildung 4.2 direkt mit Hilfe eines Ladungsverstärkers, oder indirekt über die Spannung an der Integrationskapazität gemessen werden. Im ersten Fall spricht man von der sogenannten Ladungsauslese, im zweiten Fall von der sogenannten Spannungsauslese. In den folgenden Abschnitten werden diese beiden Ausleseverfahren ausführlich untersucht.

Bei nichtintegrierenden Ausleseverfahren wird der Signalstrom der Photodiode über den Spannungsabfall an einer linearen oder einer nichtlinearen Last gemessen. Die Aus-

leseschaltung kann entsprechend Abbildung 4.2 einerseits so aufgebaut sein, daß die Ausgangsspannung zwischen Last und Photodiode abgegriffen wird (obere Abbildungen), wobei das Potential an der Kathode der Photodiode mit der Ausgangsspannung schwankt. Der Knoten an der Kathode der Photodiode ist sehr hochohmig, so daß ein Impedanzwandler zum Treiben der Leseleitung notwendig ist. In diesem Kapitel werden logarithmierende Photosensoren vorgestellt, die auf diesem Ausleseverfahren beruhen. Die Last ist dabei durch einen als Diode geschalteten MOS-Transistor in schwacher Inversion gegeben, dessen Gate-Source Spannung logarithmisch vom fließenden Strom abhängt. Ein Nachteil dieses Ausleseverfahrens sind die schlechten dynamischen Eigenschaften, da die Sperrschichtkapazität der Photodiode infolge von Beleuchtungsänderungen durch den sehr kleinen Photostrom umgeladen werden muß.

Bessere dynamische Eigenschaften haben die in den unteren Abbildungen dargestellten nichtintegrierenden Ausleseverfahren, bei denen die Last im Gegenkopplungsweig eines Operationsverstärkers liegt. Die Kathode der Photodiode wird dabei durch die Gegenkopplung auf konstantem Potential gehalten (Kurzschlußbetrieb). Ein wichtiger Nachteil liegt dagegen in den Rauscheigenschaften dieser Schaltung. Bezüglich des eingangsbezogenen Eigenrauschens des Verstärkers ergibt sich wie bei einem Differenzierer eine mit der Frequenz ansteigende Übertragungsfunktion, wodurch das Ausgangsrauschen stark angehoben wird. Derartige Ausleseverfahren konnten sich aus diesem Grund nicht durchsetzen.

4.3 Integrierender Photosensor mit Spannungsauslese

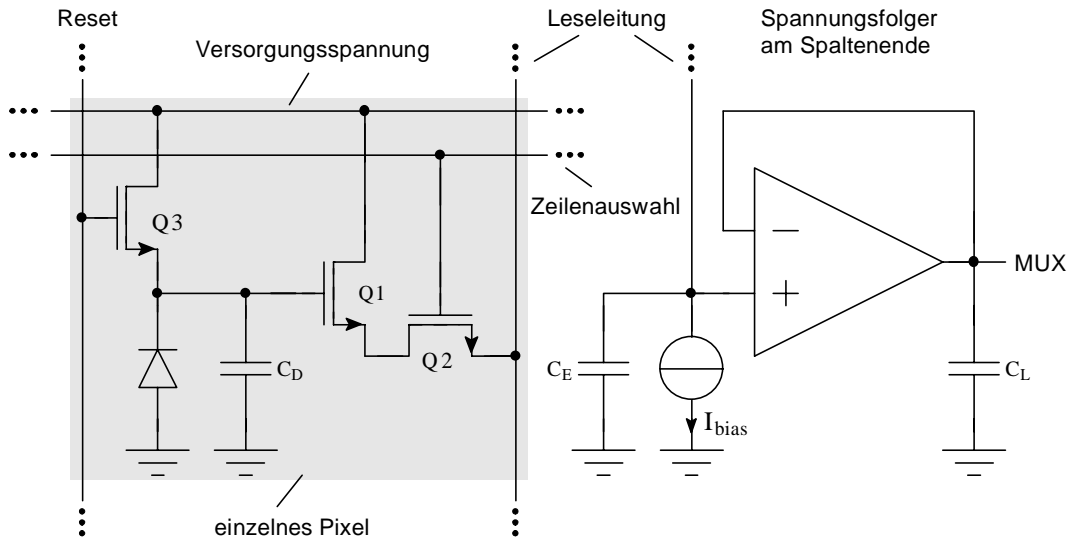


Abbildung 4.3: Integrierendes Pixel mit Spannungsauslese.

In der Fachliteratur zur CMOS-Bildsensorik hat sich die grobe Einteilung der verschiedenen Pixel-Schaltungskonzepte in aktive und passive Pixel durchgesetzt [36]. Die Pixel-schaltung nach Abbildung 4.3 enthält zum Beispiel den Sourcefolger Q1 zum Treiben der Leseleitung und wird daher als aktiv bezeichnet.

Passive Pixel enthalten dagegen entsprechend dieser Einteilung keine verstärkenden Bauelemente. Die einfachste Variante eines passiven Pixels, wie es in einem der folgenden Abschnitte vorgestellt wird, besteht ausschließlich aus einer Photodiode und einem MOS-Transistor als Schalter zur Zeilenauswahl.

Zur Beschreibung der Funktionsweise einer aktiven Pixelschaltung nach Abbildung 4.3 müssen drei aufeinanderfolgende Phasen, die sich periodisch wiederholen, unterschieden werden. Während des zeilenweise durchgeführten Pixel-Resets, dessen Ende für die entsprechende Zeile den zeitlichen Beginn der Integrationsphase vorgibt, wird über die Steuerleitung „Reset“ der Transistor Q3 in Reihe zur Photodiode leitend geschaltet und die Sperrschichtkapazität C_D der Photodiode auf eine definierte Anfangsspannung geladen. Nach Beendigung des Pixel-Resets (der Reset-Transistor Q3 sperrt) wird die Sperrschichtkapazität der Photodiode über den Photostrom entladen. Die Einstellung der Integrationszeit erfolgt über die Wahl der Zeitspanne zwischen dem einstellbaren Reset-Zeitpunkt und dem durch das Ausleseschema vorgegebenen Zeitpunkt der Auslese. Die nach der

Integrationszeit auf der Sperrschichtkapazität der Photodiode gespeicherte Restladung ruft am Gate des Sourcefolgers Q1 die Ausgangsspannung $U_a = (Q_{\text{reset}} - I_{\text{photo}}T_{\text{int}})/C(U)$ hervor. Da die Sperrschichtkapazität stark von der anliegenden Spannung abhängt (siehe Gleichung 3.34), ist die Ausgangsspannung nichtlinear von der einfallenden Bestrahlungsstärke abhängig. Zur Auslese des Pixels wird über die Steuerleitung „Zeilenauswahl“ der Zeilenauswahl-Transistor Q2 in Reihe zum Sourcefolger leitend geschaltet, und die Ausgangsspannung des Sourcefolgers wird über die Leseleitung ausgelesen und einem Spannungsfolger am Spaltenende zugeführt. Zur Arbeitspunkt-Einstellung des Sourcefolgers wird am Spaltenende ein Biasstrom I_{bias} in die Leseleitung eingespeist.

Ein Nachteil dieses Ausleseverfahrens liegt darin, daß durch räumliche Schwellenspannungs-Variationen der Sourcefolger Fixed Pattern Noise eingeführt wird, das durch mehrfache Auslese des Pixels korrigiert werden muß [39]. Hierzu wird das Pixel einmal zum Ende der Integrationszeit und ein zweites Mal direkt nach dem anschließenden Reset ausgelesen. Beide ausgelesenen Werte werden voneinander subtrahiert, wobei sich der (im Idealfall) additive Fehler kompensiert. Vorteile des aktiven Pixelkonzeptes mit Sourcefolger liegen in den besseren Rauscheigenschaften und in der einfacheren Ausleseschaltung.

Bildsensoren auf der Grundlage eines aktiven Pixels mit Sourcefolger wurden unter anderem entwickelt von Toshiba [40], Polaroid [41], NHK, Olympus und Mitsubishi [39, 42]. In [43] (Stanford) wird ein Bildsensor-Konzept für sehr schnellen Pixel-Zugriff vorgestellt, das als aktives Element einen MOS-Transistor, der als Transkonduktanzverstärker betrieben wird, verwendet. Hierdurch sollen Spannungsschwankungen auf der stark kapazitiven Leseleitung minimiert werden. Als Nachteile dieses Verfahrens können wiederum die schlechte Linearität, das durch Schwellenspannungsvariationen der Transkonduktanzverstärker entstehende Fixed Pattern Noise und der recht aufwendige Ausleseverstärker, in dem aus dem Ausgangsstrom des Sensors die Spannung über der Photodiode rekonstruiert werden muß, angegeben werden.

4.3.1 Rauschverhalten

Im folgenden soll das Rauschverhalten der in Abbildung 4.3 dargestellten Spannungsausleseschaltung untersucht werden. Von mehreren möglichen Konfigurationen stellt die untersuchte Schaltung die einfachste Variante dar. Bei der Analyse des Rauschverhaltens der Ausleseschaltung müssen prinzipiell die folgenden Rauschbeiträge berücksichtigt werden: Das in der Photodiode generierte Photonenrauschen, das kTC-Rauschen des RC-Gliedes bestehend aus dem Reset-Transistor Q3 und der Sperrschichtkapazität C_D , das thermische Rauschen und das 1/f-Rauschen von Q1, Q2, der Biasstromquelle sowie

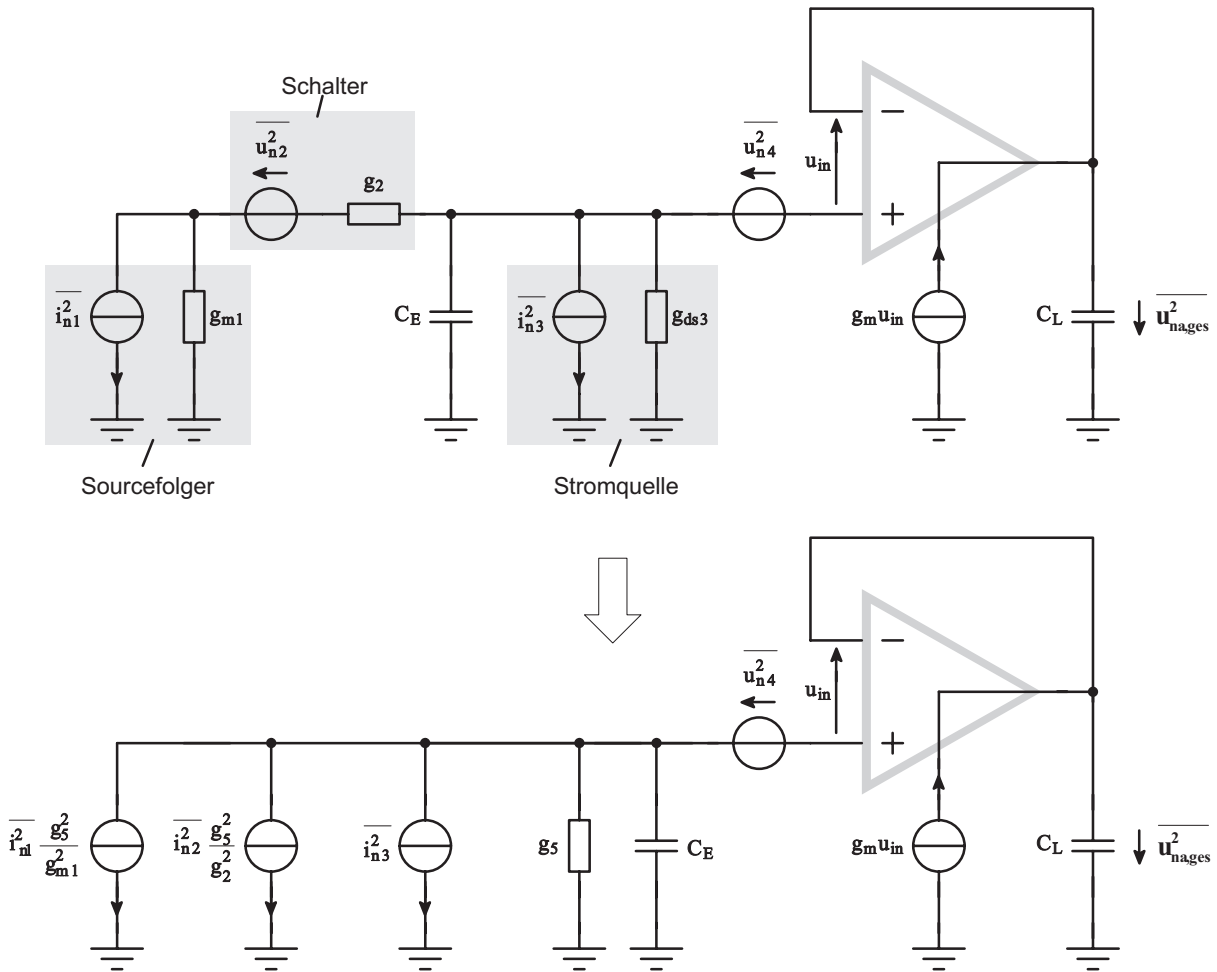


Abbildung 4.4: Rauschersatzschaltbild zur Spannungsauslese. Rauschquellen sind durch Angabe der quadrierten Effektivwerte (= mittleren Leistungen) der Rauschquellen gekennzeichnet. $\overline{u_{na,ges}^2}$ bezeichnet die mittlere Leistung der am Ausgang der Spannungsausleseschaltung auftretenden Rauschspannung.

des Spannungsfolgers. Im folgenden sollen zunächst die in der Ausleseschaltung selbst generierten Rauschbeiträge (also die von Q1, Q2, Biasstromquelle und Spannungsfolger) untersucht werden. Auf das Photonenrauschen der Photodiode und das kTC-Rauschen (Reset-Rauschen) wird im Anschluß daran eingegangen.

Abbildung 4.4 (oben) zeigt das Rauschersatzschaltbild zur untersuchten Schaltung. Berücksichtigt wurde dabei das Rauschen $\overline{i_{n1}^2}$ des Sourcefolgers Q1, das Rauschen $\overline{u_{n2}^2}$ des Select-Transistors Q2, das Rauschen $\overline{i_{n3}^2}$ der Bias-Stromquelle am Spaltenende sowie das Rauschen $\overline{u_{n4}^2}$ des Operationsverstärkers. Ein vereinfachtes Rauschersatzschaltbild, für das bezüglich des Operationsverstärker-Einganges für jede Rauschquelle eine entsprechende

Ersatzstromquelle bestimmt wurde, wird in Abbildung 4.4 (unten) gezeigt. Für die im vereinfachten Rauschersatzschaltbild auftretenden Größen gelten die Beziehungen:

$$g_5 = g_{ds3} + \frac{g_{m1} g_2}{g_{m1} + g_2} \approx \frac{g_{m1} g_2}{g_{m1} + g_2} \quad \text{für } g_{m1}, g_2 \gg g_{ds3} \quad (4.1)$$

und

$$\overline{i_{n2}^2} = \overline{u_{n2}^2} g_2^2. \quad (4.2)$$

Die spektralen Leistungsdichten der Rauschquellen mit den Indizes 1 bis 4 (oberes Ersatzschaltbild) sind entsprechend den Gleichungen 3.76 bis 3.84 gegeben durch

$$\begin{aligned} S_{i1}(f) &= \frac{8}{3} kT g_{m1} + \frac{K_f}{C'_{ox} W_1 L_1 f} g_{m1}^2, \\ S_{i2}(f) &= 4 kT g_2 + \frac{K_f}{C'_{ox} W_2 L_2 f} g_{m2}^2, \\ S_{i3}(f) &= \frac{8}{3} kT g_{m3} + \frac{K_f}{C'_{ox} W_3 L_3 f} g_{m3}^2, \\ S_{u4}(f) &= \frac{16}{3} kT \frac{1}{g_m} + \frac{2 K_f}{C'_{ox} W_4 L_4 f}. \end{aligned} \quad (4.3)$$

Hierbei bezeichnen W_3 und L_3 die Gatelänge und -Weite des Transistors, aus dem die Biastromquelle aufgebaut ist, g_{m3} dessen Transkonduktanz sowie W_4 und L_4 die Gatelänge und -Weite der Eingangstransistoren des Operationsverstärkers.

Die Berechnung der ausgangseitigen Rauschleistung entsprechend dem unteren Ersatzschaltbild erfolgt, indem zunächst die Übertragungsfunktion für einen beliebigen harmonischen Signalstrom \underline{i}_x (dieser wird von einer der drei eingangseitigen Stromquellen generiert) bestimmt wird:

$$\underline{u}_a = -\frac{\underline{i}_x}{g_5} \frac{1}{\left(1 + j\omega \frac{C_L}{g_m}\right) \left(1 + j\omega \frac{C_E}{g_5}\right)}. \quad (4.4)$$

Während die beiden Kapazitäten C_E und C_L in der gleichen Größenordnung liegen, ist die Transkonduktanz g_m des Operationsverstärkers sehr viel größer als g_5 , so daß der Einfluß der ausgangseitigen Polstelle g_m/C_L auf die Rauschübertragung vernachlässigt werden kann. Mit der äquivalenten Rauschbandbreite $f_{\text{äq}} = g_5/(4C_E)$ (Gleichung 3.43) zur Berechnung der thermischen Rauschkomponente und der äquivalenten Anzahl von Dekaden $ND_{e,1} = \log[g_5/(2\pi C_E f_0)]$ (Gleichung 3.66) zur Berechnung der 1/f-Rauschkomponente

erhält man für das durch die Rauschquellen mit den Indizes 1 bis 3 verursachte Ausgangsrauschen $\overline{u_{\text{na},123}^2}$

$$\begin{aligned} \overline{u_{\text{na},123}^2} &= \frac{kT}{C_E} \left[\frac{2}{3} \frac{g_5}{g_{m1}} + \frac{g_5}{g_2} + \frac{2}{3} \frac{g_{m3}}{g_5} \right] \\ &+ \frac{K_f}{C'_{\text{ox}}} \left[\frac{1}{W_1 L_1} + \frac{1}{W_2 L_2} \frac{g_{m2}^2}{g_2^2} + \frac{1}{W_3 L_3} \frac{g_{m3}^2}{g_5^2} \right] \ln(10) \text{ND}_{e,1} . \end{aligned} \quad (4.5)$$

Für die Bestimmung des vom Operationsverstärker selbst generierten Ausgangsrauschens ist die höherfrequente Polstelle g_m/C_L maßgebend. Analog zur obigen Berechnung ergibt sich dann mit $\text{ND}_{e,2} = \log[g_m/(2\pi C_L f_0)]$ aus der spektralen Leistungsdichte $S_{u4}(f)$ die mittlere quadratische Rauschspannung

$$\overline{u_{\text{na},4}^2} = \frac{4}{3} \frac{kT}{C_L} + \frac{2K_f}{C'_{\text{ox}} W_4 L_4} \ln(10) \text{ND}_{e,2} . \quad (4.6)$$

Vor der Integrationsphase – beziehungsweise bei zweimaliger Abtastung auch im Anschluß an die erste Auslese – werden die Sperrschichtkapazitäten der Photodioden über MOS-Transistoren als Schalter auf eine definierte Spannung geladen. Das unvermeidliche thermische Rauschen der Schalttransistoren bedingt bei diesem Vorgang Spannungsfluktuationen, die auch nach abgeschlossenem Reset auf der Sperrschichtkapazität gespeichert bleiben und sich zur Signalspannung addieren. Wie schon bei der Behandlung des thermischen Rauschens im Grundlagenteil gezeigt wurde, ist für ein RC-Glied die Signalleistung der Spannungsfluktuationen – beziehungsweise die Varianz beim Abtasten der rauschenden Spannung – am Kondensator gegeben durch

$$\overline{u_{\text{n,kTC}}^2} = \frac{kT}{C_D} = \frac{q U_T}{C_D} . \quad (4.7)$$

Für die Ladungsfluktuationen auf der Sperrschichtkapazität C_D der Photodiode gilt entsprechend $\overline{Q_{\text{n,kTC}}^2} = kT C_D$. Dieser beim Laden von Kondensatoren auftretende Rauschanteil wird in der Fachliteratur auch als kTC-Rauschen bezeichnet. Er addiert sich zu den in den Gleichungen 4.5 und 4.6 angegebenen Rauschbeiträgen.

Im vorigen Kapitel wurde bereits erwähnt, daß das Photonenrauschen eine fundamentale Einschränkung für die in Strahlungsdetektoren erzielbaren Rauscheigenschaften darstellt. Der im Detektor erzeugte Signalstrom weist aufgrund der stochastischen Natur der optischen Generation von Ladungsträgerpaaren Schrotrauschen auf, so daß die Anzahl N der während der Integrationszeit T_{int} akkumulierten Photoelektronen poissonverteilt ist. Mit der Varianz von N nach Gleichung (3.52), mit $\overline{u_{\text{n,ph}}^2} = \sigma_N^2 (q^2/C_D^2)$, mit dem Diodenstrom nach Gleichung (3.33) und der auf C_D aufintegrierten Spannung U_{int} ergibt sich für die durch das Photonenrauschen verursachte mittlere quadratische Rauschspannung am Ausgang die Beziehung

$$\overline{u_{\text{n,ph}}^2} = \frac{q T_{\text{int}}}{C_D^2} (I_s + I_{\text{ph}} + I_{\text{dark}}) = \frac{q U_{\text{int}}}{C_D} , \quad (4.8)$$

so daß die gesamte Rauschleistung am Ausgang einer Spannungsausleseschaltung nach Abbildung 4.3 mit den Gleichungen (4.5), (4.6), (4.7) und (4.8) durch

$$\begin{aligned}
\overline{u_{\text{na,ges}}^2} &= \frac{kT}{C_E} \left[\frac{2}{3} \frac{g_5}{g_{m1}} + \frac{g_5}{g_2} + \frac{2}{3} \frac{g_{m3}}{g_5} \right] \\
&+ \frac{K_f}{C'_{\text{ox}}} \left[\frac{1}{W_1 L_1} + \frac{1}{W_2 L_2} \frac{g_{m2}^2}{g_2^2} + \frac{1}{W_3 L_3} \frac{g_{m3}^2}{g_5^2} \right] \ln(10) \text{ND}_{e,1} \\
&+ \frac{4}{3} \frac{kT}{C_L} + \frac{2K_f}{C'_{\text{ox}} W_4 L_4} \ln(10) \text{ND}_{e,2} \\
&+ \frac{kT}{C_D} + \frac{q T_{\text{int}}}{C_D^2} (I_s + I_{\text{ph}} + I_{\text{dark}})
\end{aligned} \tag{4.9}$$

gegeben ist. Wird der Ausgang der Schaltung zur Reduktion von Fixed Pattern Noise doppelt abgetastet, so tritt die berechnete Rauschleistung bis auf den durch das Photonenrauschen bedingten Anteil im korrigierten Ausgangssignal auch doppelt auf.

Unter der Voraussetzung, daß die Detektorkapazität C_D sehr viel kleiner ist als die Leitungskapazitäten C_E und C_L , ergibt ein Vergleich der thermischen Rauschanteile in Gleichung 4.9, daß der von der Detektorkapazität abhängige Anteil dominiert. Desweiteren kann das 1/f-Rauschen des Operationsverstärkers aufgrund der (für einen gut entworfenen Verstärker) sehr großen Gatefläche seiner Differenzstufen-Transistoren gegenüber dem 1/f-Rauschen der eingangseitigen Transistoren (Sourcefolger, Schalter, Stromquelle) vernachlässigt werden. Ein Vergleich des verbleibenden thermischen Rauschanteils mit dem verbleibenden 1/f-Rauschanteil zeigt, daß das Rauschen der Spannungsauslese in guter Näherung durch die Gleichungen (4.7) und (4.8) beschrieben werden kann. Zur Abschätzung des 1/f-Rauschanteils wird angenommen, daß die Transistoren Q1 und Q2 sowie die Biasstromquelle jeweils eine nicht zu kleine Gatefläche von $10 \mu\text{m}^2$ aufweisen. Für $C_D = 50 \text{ fF}$ ergibt sich dann der thermische Rauschanteil am Ausgang zu $290 \mu\text{V}_{\text{rms}}$ und der 1/f-Rauschanteil zu $34 \mu\text{V}_{\text{rms}} \sqrt{(1 + g_{m2}^2/g_2^2 + g_{m3}^2/g_5^2) \text{ND}_{e,1}}$. Für den als Schalter betriebenen MOS-Transistor Q2 gilt entsprechend Tabelle 3.1 $g_{m2}/g_2 = U_{\text{ds}}/(U_{\text{gd}} - U_t) \ll 1$. Setzt man außerdem $g_{m3} \approx g_5$ (oder eine große Gatefläche der Stromquelle) voraus, so wird der thermische Anteil klar überwiegen. Es gilt dann

$$\overline{u_{\text{na,ges}}^2} \approx \overline{u_{\text{n,kTC}}^2} + \overline{u_{\text{n,ph}}^2} = \frac{q}{C_D} (U_T + U_{\text{int}}). \tag{4.10}$$

Diese Gleichung zeigt, daß das Photonenrauschen des Detektors dessen kTC-Rauschen für den Fall $U_{\text{int}} > U_T$ dominiert.

Unter der Voraussetzung von Gleichung (4.10) ergibt sich der Signal-Rausch-Abstand (SNR) in Abhängigkeit von der aufintegrierten Spannung zu

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10\text{dB} \log \left(\frac{C_D}{q} \frac{U_{\text{int}}^2}{U_T + U_{\text{int}}} \right). \tag{4.11}$$

Der maximal erzielbare SNR ist dann für einen maximalen Spannungshub $U_{\max} \gg U_T$ an der Detektorkapazität C_D gegeben durch

$$\text{SNR}_{\text{dB,max}} = 10 \text{ dB} \log \left(\frac{U_{\max} C_D}{q} \right). \quad (4.12)$$

Für eine Detektorkapazität von 50 fF und einen maximalen Spannungshub von 4V ergibt sich beispielsweise ein erzielbarer Signal-Rausch-Abstand von 61 dB beziehungsweise 10 Bit.

Zur Berechnung des erzielbaren Dynamikumfangs DR muß der maximale Signalhub U_{\max} am Ausgang auf das kleinste auflösbare Signal bezogen werden. Wird dieses durch das signalunabhängige kTC-Rauschen an der Detektorkapazität C_D begrenzt, so ist der Dynamikumfang gegeben durch

$$\text{DR}_{\text{dB}} = 10 \text{ dB} \log \frac{U_{\max}^2 C_D}{kT} = 10 \text{ dB} \log \frac{U_{\max}^2 C_D}{U_T q}. \quad (4.13)$$

Für eine Detektorkapazität von 50 fF und einen maximalen Spannungshub von 4V ergibt sich dann beispielsweise ein erzielbarer Dynamikumfang von 82 dB beziehungsweise 14 Bit.

Für $(I_S + I_{\text{dark}})T_{\text{int}} > \sqrt{kTC_D}$ ist dagegen der Dunkelstrom $I_S + I_{\text{dark}}$ für die Berechnung des Dynamikumfangs maßgeblich. Nimmt man einen Dunkelstrom von $20 \text{ aA}/\mu\text{m}^2$ und eine Detektorfläche von $500 \mu\text{m}^2$ an, so muß für Integrationszeiten größer als etwa 1,4 ms der Dunkelstrom bei der Berechnung des Dynamikumfangs berücksichtigt werden. In diesem Fall ist dann der DR eher gegeben durch

$$\text{DR}_{\text{dB}} = 20 \text{ dB} \log \frac{U_{\max} C_D}{(I_S + I_{\text{dark}})T_{\text{int}}}. \quad (4.14)$$

Aus den Gleichungen (4.12), (4.13) und (4.14) wird deutlich, daß zur Optimierung des erzielbaren Signal-Rausch-Abstandes und des Dynamikumfangs sowohl die Detektorkapazität als auch der maximale Spannungshub möglichst groß gewählt werden sollten.

4.3.2 Dynamisches Verhalten

Im folgenden soll kurz auf die Frage eingegangen werden, nach welcher Zeit sich nach der Selektion einer neuen Zeile am Ausgang der Ausleseschaltung ein stabiler Endwert eingestellt hat. Diese Fragestellung ist von Bedeutung, wenn die Auslese eines Sensorarrays mit sehr hohen Bildraten angestrebt wird. Die Zeitkonstante für diesen Ausgleichsvorgang ist entsprechend den Ausführungen im letzten Abschnitt gegeben durch

$$\tau = C_E / g_5, \quad (4.15)$$

wobei g_5 unter der Voraussetzung eines niederohmigen Schalttransistors in etwa der Transkonduktanz des Sourcefolgers entspricht. Eine Verringerung der Zeilen-Zugriffszeit ist mit $g_m = [2\mu C'_{ox}(W/L)I_d]^{1/2}$ über eine Erhöhung des Biasstromes beziehungsweise des W/L-Verhältnisses möglich.

4.4 Integrierender Photosensor mit Ladungsauslese

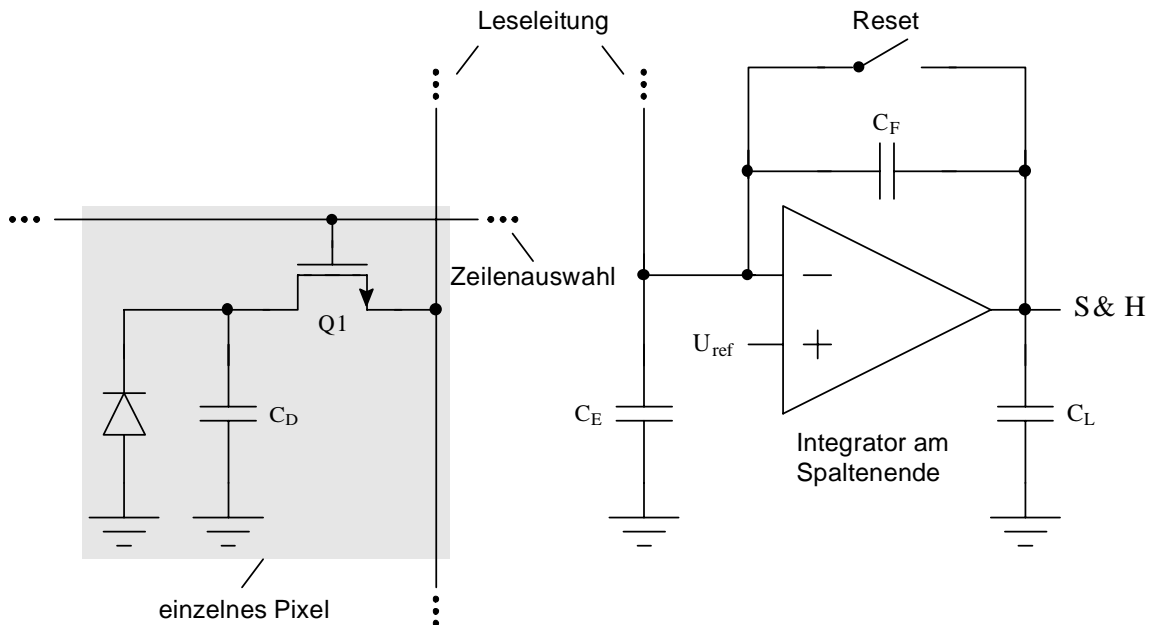


Abbildung 4.5: Integrierendes Pixel mit Ladungsauslese.

Bei diesem Schaltungskonzept enthält das einzelne Pixel keine aktiven Stufen wie Verstärker, Stromquellen oder Sourcefolger und wird daher in der Fachliteratur [36] als passiv bezeichnet (siehe Abbildung 4.5). Im Vergleich zu diesem Schaltungskonzept enthalten die im vorigen Abschnitt vorgestellten aktiven Pixel mindestens zwei Transistoren und zwei Zuleitungen mehr, so daß passive Pixel eher für die Realisierung hochauflösender Pixelarrays (z.B für die HDTV-Bildaufnahme) geeignet sind.

Der Photostrom entlädt während der einstellbaren Integrationszeit T_{int} die vorher auf eine Referenzspannung U_{ref} geladene Sperrschichtkapazität C_D der Photodiode. Die akkumulierte Ladungsdifferenz $\Delta Q = -I_{photo}T_{int}$ wird nach der Selektion einer Pixelzeile über die Schalttransistoren $Q1$ spaltenparallel mit Hilfe von Integratoren an den Spaltenausgängen ausgelesen und verstärkt. Die Steuerung der Integrationszeit erfolgt auch hier über die Wahl der Zeitspanne zwischen dem einstellbaren Zeilen-Reset (der Zeitpunkt,

zu dem die Sperrschichtkapazitäten aller Photodioden einer Zeile auf die Referenzspannung geladen werden) und dem festen Zeitpunkt der Zeilenauslese. Der Reset einer Zeile erfolgt, indem die entsprechende Zeile selektiert wird und die Spaltenausgangsleitungen gleichzeitig auf die Referenzspannung gelegt werden. Der Zeitpunkt eines Zeilenresets kann mit dem Reset der Integratoren vor einer Zeilenauslese zusammenfallen.

Bildsensoren auf der Grundlage dieses Schaltungsprinzips wurden unter anderem gefertigt von Hitachi [44], VLSI Vision und der Universität Edinburgh [45–47], IVP-Integrated Vision Products und der Universität Linköping (Schweden) [37] und der Universität Pavia (Italien) [48–50]. Vorteile dieses Pixel- und Ausleseprinzips sind die sehr kleinen Pixelabmessungen (jedes Pixel enthält nur die Photodiode und einen Transistor), der hohe Füllfaktor (die optisch aktive Diodenfläche bezogen auf die Gesamtfläche des Pixels) und die gute Linearität. Ein Nachteil dieses Konzeptes besteht in der Notwendigkeit einer aufwendigen Optimierung der Ausleseelektronik, da das eingangsbezogene Eigenrauschen des Operationsverstärkers bei diesem Schaltungsprinzip um den Faktor $(1 + C_E/C_F)$ verstärkt am Ausgang des Integrators auftritt, wobei C_E die parasitäre Kapazität der Leseleitung und C_F die Kapazität im Gegenkopplungszweig des Integrators bezeichnet.

Abweichend von der vorgestellten Minimalversion eines passiven Pixels können die Pixel noch einen MOS-Transistor als Reset-Schalter beziehungsweise als Overflowdrain enthalten. Der pixelinterne Reset erhöht die Flexibilität in Bezug auf die Einstellung der Integrationszeit, es werden aber zwei zusätzliche Leitungen zur Ansteuerung und zur Versorgung des Pixels benötigt. Der Schalttransistor kann so ausgelegt werden, daß er auch im abgeschalteten Zustand leitend wird, falls die Spannung über der Diode einen kritischen Wert unterschreitet [37, 51]. Hierdurch wird verhindert, daß die Spannung über der Diode infolge einer lokal sehr hohen Bestrahlungsstärke negativ wird (die Photodiode arbeitet dann in Leitrichtung) und die gespeicherte Ladung teilweise in das umgebende Substrat abfließt. Dieser Effekt ist von CCD-Kameras her als Blooming bekannt.

4.4.1 Rauschverhalten

Im folgenden soll das Rauschverhalten der in Abbildung 4.5 dargestellten Ladungsausleseschaltung untersucht werden. Es wird sich zeigen, daß die Ladungsauslese-Schaltung bezüglich ihres Rauschverhaltens wesentlich schlechtere Eigenschaften besitzt als die im vorigen Abschnitt untersuchte Spannungsauslese-Schaltung, so daß bei der folgenden Analyse die Frage im Vordergrund steht, durch welche schaltungstechnischen Maßnahmen eine Optimierung der Rauscheigenschaften dieser Ausleseschaltung möglich ist.

Die bei der Analyse des Rauschverhaltens der Ladungsausleseschaltung prinzipiell zu berücksichtigenden Rauschbeiträge sind das in der Photodiode generierte Photonen-

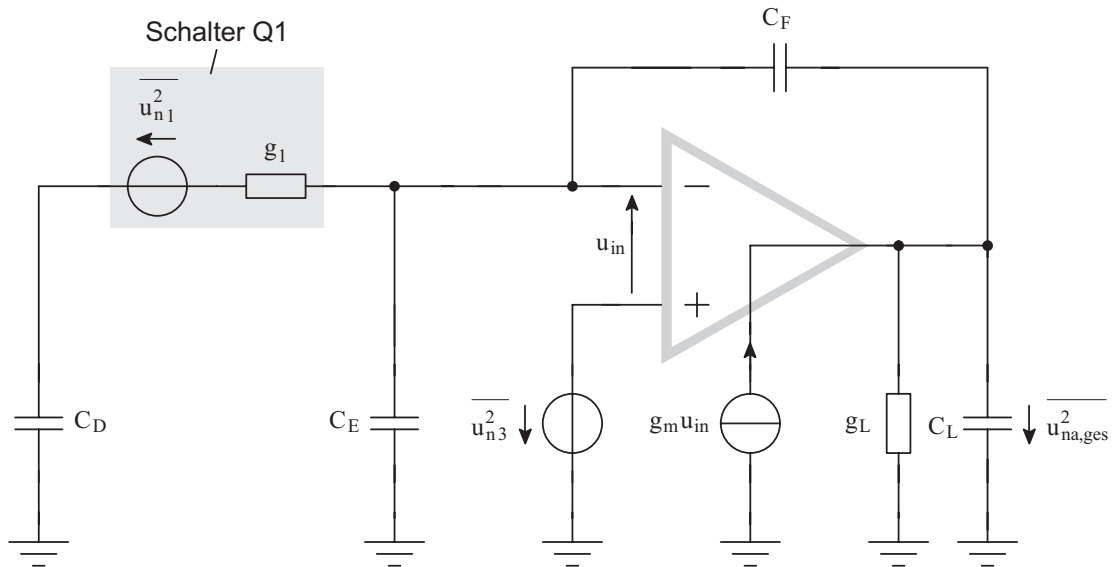


Abbildung 4.6: Rauschersatzschaltbild der Ladungsausleseschaltung für die Auslesephase. Rauschquellen sind durch Angabe der quadrierten Effektivwerte der Rauschquellen gekennzeichnet. $\overline{u_{na,ges}^2}$ bezeichnet die mittlere Leistung der am Ausgang der Spannungsausleseschaltung auftretenden Rauschspannung.

rauschen sowie das thermische Rauschen und das 1/f-Rauschen von Q1, dem Operationsverstärker und dem Reset-Schalttransistor im Gegenkopplungszweig des Operationsverstärkers. Im folgenden soll zunächst auf die während der Auslese der akkumulierten Signalladung relevanten Rauschbeiträge (also auf die von Q1 und dem Operationsverstärker) eingegangen werden. Die Behandlung des während der Interationsphase und während der Reset-Phase entstehenden Rauschens erfolgt im Anschluß daran.

Abbildung 4.6 zeigt das Rauschersatzschaltbild der Ladungsausleseschaltung für die Auslesephase. Berücksichtigt wurde hierin das Rauschen $\overline{u_{na,1}^2}$ des Schalttransistors Q1 im Pixel sowie das Rauschen $\overline{u_{na,1}^3}$ der Differenzstufen-Transistoren des Operationsverstärkers. Die einseitigen spektralen Leistungsdichten der in Abbildung 4.6 gezeigten Rauschquellen sind entsprechend den Gleichungen (3.76), (3.77) und (3.84) gegeben durch

$$\begin{aligned}
 S_{u1}(f) &= 4 kT \frac{1}{g_1} + \frac{K_f}{C'_{ox} W_1 L_1 f} \frac{g_{m1}^2}{g_1^2}, \\
 S_{u3}(f) &= \frac{16}{3} kT \frac{1}{g_m} + \frac{2 K_f}{C'_{ox} W_3 L_3 f}.
 \end{aligned}
 \tag{4.16}$$

W_3 und L_3 bezeichnen die Geometrieparameter der Eingangstransistoren des Operations-

verstärkers und g_m dessen Transkonduktanz (Der Index 2 wurde hier ausgelassen, um in der späteren Rechnung eine übersichtlichere Darstellung zu ermöglichen).

Zur Bestimmung des vom Select-Schalter Q1 herrührenden Rauschens am Ausgang des Integrators wird zunächst die Übertragungsfunktion für eine in Quelle 1 generierte harmonische Erregung \underline{u}_1 auf den Ausgang des Integrators ermittelt:

$$\frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_1} = \frac{-C_D/C_F}{\left(1 + j\omega \frac{C_D}{g_1}\right) \left[1 + \frac{g_L}{g_m} \frac{1 + j\omega(C_L + C_F)/g_L}{1 - j\omega C_F/g_m} \left(1 + \frac{C_E}{C_F} + \frac{C_D/C_F}{1 + j\omega C_D/g_1}\right)\right]} \quad (4.17)$$

Um die für das Rauschverhalten relevante Polstelle bestimmen zu können (wenn die Pole auf der Frequenzachse weit genug auseinander liegen, wird die Rauschleistung am Ausgang durch den Pol mit der niedrigsten Frequenz bestimmt), ist es günstig, den noch recht unübersichtlichen Ausdruck (4.17) weiter zu vereinfachen. Für kleine Pixelabmessungen ist die Detektorkapazität C_D sehr viel kleiner als die Kapazität C_E der Leseleitung, aber in der gleichen Größenordnung wie die Integrationskapazität C_F . Desweiteren ist die Transkonduktanz g_m des Operationsverstärkers um dessen Lehrlaufverstärkung A_0 größer als sein Ausgangsleitwert g_L . Für die Übertragungsfunktion $\underline{u}_a/\underline{u}_1$ kann dann auf der Grundlage dieser Voraussetzungen die folgende Näherung mit zwei Linearfaktoren im Nenner abgeleitet werden:

$$\frac{\underline{u}_a}{\underline{u}_1} \approx \frac{-C_D/C_F}{\left(1 + j\omega \frac{C_D}{g_1}\right) \left[1 + j\omega \frac{C_E}{g_m} \left(1 + \frac{C_L}{C_F}\right)\right]} \quad (4.18)$$

Je nach dem, welcher der beiden Linearfaktoren das Rauschverhalten der Schaltung bestimmt, können nun zwei Fälle unterschieden werden. Für

$$\frac{g_1}{C_D} \ll \frac{g_m}{C_E(1 + C_L/C_F)} \quad (4.19)$$

wird die Rauschbandbreite durch das RC-Glied bestehend aus Schalttransistor Q1 und Detektorkapazität C_D begrenzt, und man erhält mit der äquivalenten Rauschbandbreite $f_{\text{äq}} = g_1/(4C_D)$ und der äquivalenten Anzahl von Dekaden $ND_{e,1} = \log[g_1/(2\pi C_D f_0)]$ für die mittlere quadratische Rauschspannung am Ausgang des Integrators den Ausdruck

$$\overline{u_{na,1}^2} = \frac{kTC_D}{C_F^2} + \frac{K_f}{C'_{ox}W_1L_1} \frac{g_{m1}^2}{g_1^2} \frac{C_D^2}{C_F^2} \ln(10) ND_{e,1} \quad (4.20)$$

Der thermische Anteil¹ entspricht (wie später noch gezeigt wird) dem beim Reset des Pixels unvermeidlichen kTC-Rauschanteil. Damit die Rauscheigenschaften des Sensors

¹Es kann wiederum gezeigt werden, daß dieser für kleine Transistoren gegenüber dem 1/f-Rauschen überwiegt. Für $C_D = C_F = 50$ fF und $W_1L_1 = 10 \mu\text{m}^2$ ergibt sich der thermische Rauschanteil am Ausgang zu $\sqrt{u_{na,t}^2} = 290 \mu\text{V}_{\text{rms}}$, und der 1/f-Rauschanteil zu $\sqrt{u_{na,f}^2} = 34 \mu\text{V}_{\text{rms}}(g_{m1}/g_1)\sqrt{ND_{e,1}}$. Für den als Schalter betriebenen MOS-Transistor Q1 gilt entsprechend Tabelle 3.1 $g_m/g_{ds} = U_{ds}/(U_{gd} - U_t) \ll 1$, womit der thermische Anteil klar überwiegt.

durch die Auslese nicht verschlechtert werden, sollte daher bei der Schaltungsdimensionierung darauf geachtet werden, daß durch die Wahl einer genügend großen Lastkapazität C_L der zweite Linearfaktor für das Rauschverhalten bestimmend und die Bandbreite der Ausleseschaltung weiter verringert wird. Dafür muß gelten

$$C_L \gg C_F \left(\frac{g_m C_D}{g_1 C_E} - 1 \right). \quad (4.21)$$

Diese Bedingung entspricht dem zweiten der oben angesprochenen beiden Fälle. Mit der äquivalenten Anzahl von Dekaden $ND_{e,2} = \log[g_m/(2\pi f_0 C_E(1 + C_L/C_F))]$ ergibt sich dafür am Ausgang die mittlere quadratische Rauschspannung

$$\overline{u_{na,2}^2} = \frac{C_D^2}{C_F^2} \frac{g_m}{g_1} \frac{kT}{C_E \left(1 + \frac{C_L}{C_F}\right)} + \frac{K_f}{C'_{ox} W_1 L_1} \frac{g_{m1}^2}{g_1^2} \frac{C_D^2}{C_F^2} \ln(10) ND_{e,2}. \quad (4.22)$$

Zur Bestimmung des verstärkereigenen Rauschens wird zunächst die Übertragungsfunktion bezüglich Quelle 3 ermittelt:

$$\frac{u_a}{u_3} = \frac{1 + \frac{C_E}{C_F}}{\frac{g_L}{g_m} \left(1 + \frac{C_E}{C_F}\right) + j\omega \frac{C_L + C_F + C_E + \frac{C_L C_E}{C_F}}{g_m} + \frac{1 - j\omega \frac{C_F}{g_m}}{1 + \frac{C_D/(C_E + C_F)}{1 + j\omega C_D/g_1}}}. \quad (4.23)$$

Unter den oben schon verwendeten Voraussetzungen $C_D \approx C_F$ und $C_D, C_F \ll C_E$ sowie $g_L \ll g_m$ läßt sich der Ausdruck noch vereinfachen:

$$\frac{u_a}{u_3} \approx \frac{1 + \frac{C_E}{C_F}}{1 + j\omega \frac{C_L + C_F + C_E + \frac{C_L C_E}{C_F}}{g_m}}. \quad (4.24)$$

Mit $ND_{e,3} = \log[g_m/(2\pi f_0(C_L + C_F + C_E + (C_L C_E/C_F)))]$ ergibt sich dann die mittlere quadratische Rauschspannung am Ausgang zu

$$\overline{u_{na,3}^2} = \frac{4}{3} kT \frac{\left(1 + \frac{C_E}{C_F}\right)^2}{C_L + C_F + C_E + \frac{C_L C_E}{C_F}} + \frac{2K_f}{C'_{ox} W_3 L_3} \left(1 + \frac{C_E}{C_F}\right)^2 \ln(10) ND_{e,3}. \quad (4.25)$$

Damit die Rauscheigenschaften des Sensors durch die Ausleseschaltung nicht verschlechtert werden, muß sowohl der thermische- als auch der 1/f-Rauschanteil aus Gleichung (4.25) kleiner als das beim Reset der Detektorkapazität auftretende kTC-Rauschen sein.

In bezug auf den thermischen Anteil ergibt sich unter der Voraussetzung $C_E \gg C_F$ die Ungleichung

$$\frac{kTC_D}{C_F^2} \gg \frac{4}{3} kT \frac{C_E}{C_F(C_L + C_F)} \quad (4.26)$$

und damit für die Optimierung des Rauschverhaltens der Ladungs-Ausleseschaltung die Dimensionierungsvorschrift

$$C_L \gg C_F \left(\frac{4}{3} \frac{C_E}{C_D} - 1 \right) . \quad (4.27)$$

Da die Integrationskapazität C_F im Gegenkopplungsweig des Operationsverstärkers die auf der Detektorkapazität C_D akkumulierte Signalladung aufnimmt, muß C_F in etwa so groß wie C_D sein. Daraus folgt, daß die zur Reduktion der Bandbreite des Verstärkers erforderliche Kapazität C_L in etwa der eingangsseitigen Leitungskapazität C_E entsprechen muß. In bezug auf den 1/f-Anteil ergibt sich unter der Voraussetzung $C_E \gg C_F$ die Bedingung

$$\frac{kTC_D}{C_F^2} \gg \frac{2K_f}{C'_{ox} W_3 L_3} \frac{C_E^2}{C_F^2} \ln(10) ND_{e,3} \quad (4.28)$$

und damit für die Gatefläche der Differenzstufentransistoren des Operationsverstärkers die Dimensionierungsvorschrift

$$W_3 L_3 \gg \frac{2K_f}{C'_{ox}} \frac{C_E^2}{kTC_D} \ln(10) ND_{e,3} . \quad (4.29)$$

Anhand eines Beispiels mit für zweidimensionale Pixelarrays typischen Kapazitätswerten soll die Größenordnung der erforderlichen Gateflächen verdeutlicht werden. Für $C_D = 50$ fF und $C_E = 1$ pF erhält man $W_3 L_3 = 110 \mu\text{m}^2 \cdot ND_{e,3}$. Für hochauflösende Pixelarrays ist die spaltenparallele Realisierung von Verstärkern dieser Größe angesichts einer zur Verfügung stehenden Breite in der Größenordnung von $20 \mu\text{m}$ nicht praktikabel. Die Realisierung rauscharmer Bildsensoren auf Grundlage der Ladungsauslese erfordert daher die zusätzliche Anwendung einer korrelierten Doppelabtastung (CDS) zur Dämpfung niederfrequenter Rauschanteile.

Der Grund für die schlechten Rauscheigenschaften der Ladungsausleseschaltung liegt darin, daß das eingangsbezogene Rauschen des Operationsverstärkers entsprechend Gleichung (4.24) um den Faktor $(1 + C_E/C_F)$ verstärkt wird. Während der thermische Rauschanteil durch eine Begrenzung der Bandbreite mit Hilfe einer Lastkapazität C_L am Ausgang stark reduziert werden kann, hat diese Methode auf den 1/f-Rauschanteil nur geringen Einfluß, da die Rauschleistung am Ausgang mit dem Logarithmus der Bandbreite wächst.

Die während der Resetphase grundsätzlich zu berücksichtigenden Rauschbeiträge sind das Rauschen des Transistors Q1, das Rauschen des Reset-Transistors und das Rauschen des Operationsverstärkers. All diese Rauschquellen rufen Ladungsfluktuationen auf der Detektorkapazität C_D und auf der Kapazität C_E des Eingangsknotens des Operationsverstärkers hervor, die nach Beendigung des Resets auf den jeweiligen Kapazitäten gespeichert bleiben. Während die am Eingangsknoten des Operationsverstärkers anfallende Rauschladung durch eine ohnehin erforderliche Doppelabtastung des Integratorausgangs vor und nach der Pixelauslese eliminiert werden kann, ist dies für die auf der Detektorkapazität gespeicherte Rauschladung nicht möglich. Der Übersichtlichkeit halber wird im folgenden nur auf den relevanten Rauschanteil auf der Detektorkapazität eingegangen. Dieser wird durch das RC-Glied bestehend aus dem Schalttransistor Q1 und der Detektorkapazität C_D bestimmt und entspricht einer mittleren quadratischen Rauschladung $\overline{Q_{n,kTC}^2} = kTC_D$ beziehungsweise am Ausgang des Integrators einer mittleren quadratischen Rauschspannung

$$\overline{u_{n,kTC}^2} = \frac{kTC_D}{C_F^2} = \frac{qU_T C_D}{C_F^2} . \quad (4.30)$$

Der im Detektor erzeugte Signalstrom weist aufgrund der stochastischen Natur der optischen Generation von Ladungsträgerpaaren Schrotrauschen auf, so daß die Varianz der Anzahl N akkumulierter Photoelektronen gleich dem Mittelwert von N ist (Gleichung 3.52). Mit der Integrationszeit T_{int} und der auf der Detektorkapazität C_D aufintegrierten Spannung U_{int} ergibt sich daher die durch Photonenrauschen verursachte mittlere quadratische Rauschladung auf C_D zu

$$\overline{Q_{n,ph}^2} = q(I_s + I_{dark} + I_{ph})T_{int} = qU_{int} C_D , \quad (4.31)$$

die am Ausgang des Integrators eine signalabhängige mittlere quadratische Rauschspannung

$$\overline{u_{n,ph}^2} = \frac{q(I_s + I_{dark} + I_{ph})T_{int}}{C_F^2} = \frac{qU_{int} C_D}{C_F^2} \quad (4.32)$$

hervorrufen. Wie im vorigen Abschnitt ist dieser Rauschbeitrag bei der Berechnung des SNR von Bedeutung.

Für das Gesamtrauschen am Ausgang der Ladungsausleseschaltung ergibt sich schließlich der Ausdruck

$$\overline{u_{na,ges}^2} = \frac{kTC_D}{C_F^2} + \frac{q(I_s + I_{dark} + I_{ph})T_{int}}{C_F^2} + \overline{u_{na,2}^2} + \overline{u_{na,3}^2} , \quad (4.33)$$

wobei unter der Voraussetzung, daß die Ungleichungen (4.21) und (4.27) erfüllt sind und durch korrelierte Doppelabtastung das niederfrequente 1/f-Rauschen unterdrückt wird,

die beiden Rauschterme $\overline{u_{na,2}^2}$ und $\overline{u_{na,3}^2}$ gegenüber $\overline{u_{n,kTC}^2}$ vernachlässigt werden können, so daß mit $kT = qU_T$ gilt

$$\overline{u_{na,ges}^2} \approx \overline{u_{n,kTC}^2} + \overline{u_{n,ph}^2} = \frac{q C_D}{C_F^2} (U_T + U_{int}) . \quad (4.34)$$

Zur Bestimmung des erzielbaren Signal-Rausch-Abstandes und des erzielbaren Dynamikumfangs wird davon ausgegangen, daß die Ausleseschaltung entsprechend (4.21) und (4.27) optimal dimensioniert ist, und daß 1/f-Rauschen durch CDS unterdrückt wird. Mit Gleichung (4.34) ergibt sich dann der SNR in Abhängigkeit von der auf der Detektorkapazität aufintegrierten Spannung zu

$$\text{SNR}_{dB} = 10 \text{dB} \log \left(\frac{C_D}{q} \frac{U_{int}^2}{U_T + U_{int}} \right) . \quad (4.35)$$

Der maximal erzielbare SNR ist dann für einen maximalen Spannungshub $U_{max} \gg U_T$ an der Detektorkapazität C_D gegeben durch

$$\text{SNR}_{dB,max} = 10 \text{dB} \log \left(\frac{U_{max} C_D}{q} \right) . \quad (4.36)$$

Für eine Detektorkapazität von 50 fF und einen maximalen Spannungshub von 4V ergibt sich beispielsweise ein erzielbarer Signal-Rausch-Abstand von 61 dB beziehungsweise 10 Bit.

Zur Berechnung des erzielbaren Dynamikumfangs DR muß der maximale Signalhub U_{max} an der Detektorkapazität auf das kleinste auflösbare Eingangssignal bezogen werden. Wird dieses durch das signalunabhängige kTC-Rauschen an der Detektorkapazität C_D begrenzt, so ist der Dynamikumfang gegeben durch

$$\text{DR}_{dB} = 10 \text{dB} \log \left(\frac{U_{max}^2 C_D}{kT} \right) = 10 \text{dB} \log \left(\frac{U_{max}^2 C_D}{U_T q} \right) . \quad (4.37)$$

Für eine Detektorkapazität von 50 fF und einen maximalen Spannungshub von 4V ergibt sich beispielsweise ein erzielbarer Dynamikumfang von 82 dB beziehungsweise 14 Bit.

Für $(I_S + I_{dark})T_{int} > \sqrt{kTC_D}$ ist dagegen der Dunkelstrom $I_S + I_{dark}$ für die Berechnung des Dynamikumfangs maßgeblich. Nimmt man einen Dunkelstrom von 20aA/ μm^2 und eine Detektorfläche von 500 μm^2 an, so muß für Integrationszeiten größer als etwa 1,4 ms der Dunkelstrom bei der Berechnung des Dynamikumfangs berücksichtigt werden. In diesem Fall ist dann der DR eher gegeben durch

$$\text{DR}_{dB} = 20 \text{dB} \log \frac{U_{max} C_D}{(I_S + I_{dark})T_{int}} . \quad (4.38)$$

Die hier für den Signal-Rausch-Abstand und den Dynamikumfang gewonnenen Ergebnisse entsprechen den für die Spannungsauslese abgeleiteten Beziehungen (4.12), (4.13) und (4.14).

4.4.2 Dynamisches Verhalten

Die Zeit, die die Ladungsausleseschaltung benötigt, um nach der Selektion einer neuen Zeile an ihrem Ausgang einen für die Weiterverarbeitung geeigneten, stabilen Spannungswert bereitzustellen, wird für eine entsprechend Gleichung (4.21) ausgelegte Schaltung durch die Zeitkonstante

$$\tau = \frac{C_E}{g_m} \left(1 + \frac{C_L}{C_F} \right) \quad (4.39)$$

bestimmt. Eine Verringerung der Zeilen-Zugriffszeit ist über eine Erhöhung der Transkonduktanz des Operationsverstärkers möglich (eine Verringerung der Lastkapazität würde die Rauscheigenschaften verschlechtern).

4.5 Photosensor mit logarithmischer Auslese

Zur Aufnahme von Szenen mit sehr hohem Dynamikumfang und als „Frontend“ von maschinellen Bildverarbeitungssystemen wurden Bildsensoren mit logarithmischer Kompression des Eingangssignals entwickelt. Potentielle Anwendungen für solche Systeme existieren unter anderem in der industriellen Bildverarbeitung, bei der Überwachung industrieller Fertigungsprozesse (z.B. bei der Beobachtung von Schweißvorgängen), beim Einsatz in Fahrer-unterstützenden Systemen im Automobil (hierbei treten entsprechende Situationen z.B. auf, wenn im Gegenlicht in einen Tunnel hineingefahren wird) und bei der Realisierung biologienaher Bildverarbeitungssysteme, die sich an Teilaspekten der Funktionalität des visuellen Systems des Menschen orientieren. In [52] (IMEC, Belgien) wurde zum Beispiel ein Bildsensor mit logarithmischer Charakteristik und fovealer Struktur des Sensorarrays zur Verwendung in Robotik-Systemen vorgestellt. Die Realisierung einer logarithmischen Signalkompression beruht bei allen vorgestellten Systemen [26, 53–57] auf der logarithmischen $U(I)$ -Kennlinie eines MOS-Transistors in schwacher Inversion. Der erste auf diesem Konzept basierende MOS-Photosensor wurde 1984 von Chamberlain und Lee veröffentlicht [55] und wies einen Dynamikbereich von 7 Dekaden auf.

Für Anwendungen im Bereich der maschinellen Bildverarbeitung bietet eine logarithmische Übertragungscharakteristik den Vorteil, daß sie die Extraktion der für die Erkennung von Form, Struktur und Lage von Objekten relevanten Bildinformation, die weniger in den absoluten Helligkeitswerten, als vielmehr im Kontrast zwischen verschiedenen Bildpunkten enthalten ist, erleichtert. Nach Gleichung (3.32) ist der Photostrom für den Fall einer monochromatischen Beleuchtung mit der Wellenlänge λ proportional zu der auf den Detektor treffenden Bestrahlungsstärke E_I , und diese wiederum nach Gleichung (2.16) proportional zum Reflexionsgrad $\rho_{O,\lambda}$ der abgebildeten Oberfläche und zu

der auf die Oberfläche treffenden Bestrahlungsstärke E_O . Der Kontrast M_{12} zwischen zwei Bildpunkten ist dann nach Gleichung (2.17) gegeben durch

$$M_{12} = \frac{E_{I1} - E_{I2}}{E_{I1} + E_{I2}} = \frac{\rho_{O1,\lambda} E_{O1} - \rho_{O2,\lambda} E_{O2}}{\rho_{O1,\lambda} E_{O1} + \rho_{O2,\lambda} E_{O2}}, \quad (4.40)$$

wobei vorausgesetzt wurde, daß $E_{I1} > E_{I2}$. Im Fall einer homogenen Beleuchtung der Objektoberflächen (d.h. $E_{O1} = E_{O2}$) entspricht M_{12} dem Kontrast der Oberflächen-Reflexionsfaktoren und man erhält

$$M_{12} = \frac{\rho_{O1,\lambda} - \rho_{O2,\lambda}}{\rho_{O1,\lambda} + \rho_{O2,\lambda}}. \quad (4.41)$$

Für die Differenz $U_1 - U_2$ zweier logarithmisch vom Photostrom abhängiger Pixel-Ausgangsspannungen ergibt sich dann

$$U_1 - U_2 \propto \ln \frac{E_{I1}}{E_{I2}} = \ln \frac{1 + M_{12}}{1 - M_{12}}. \quad (4.42)$$

Dieser Ausdruck ist bei homogener Beleuchtung nicht vom absoluten Maß der Beleuchtung einer Szene, sondern nur vom Kontrast der Oberflächen-Reflektionsfaktoren abhängig.

Abgesehen von der Übertragungscharakteristik besteht ein wesentlicher Unterschied zwischen logarithmierenden und integrierenden CMOS-Bildsensoren darin, daß bei logarithmierenden Sensoren ein zeitlicher Momentanwert des tiefpaßgefilterten Photostromes- und bei integrierenden Sensoren ein zeitlicher Mittelwert des (ungefilterten) Photostromes gemessen wird.

Als problematisch erwiesen sich bei diesem Sensorkonzept das recht hohe Fixed Pattern Noise (die in [53] angegebene maximale Pixel-zu-Pixel-Variation der Ausgangsspannung von 60mV beträgt etwa 20% vom maximalen Signalhub) und die hohen Zugriffszeiten, die sich bei kleinen Lichtintensitäten nach einem Zeilenwechsel ergeben. Eine Kompensation des Fixed Pattern Noise kann bei logarithmierenden Sensoren nicht ohne weiteres durch Mehrfachabtastung erfolgen, da es hierzu erforderlich wäre, zur Messung des Offset-Fehlers einen festen Referenzstrom anstatt des Photostromes im Sensor fließen zu lassen, was schaltungstechnisch nicht praktikabel ist. Zur Kompensation des Fixed Pattern Noise müssen die Offsetfehler bei homogener Beleuchtung des Pixelarrays gemessen und zur Verrechnung mit dem Sensorsignal in einem externen Speicher bereitgehalten werden.

4.5.1 Statisches Übertragungsverhalten

Abbildung 4.7 zeigt das in [53] vorgestellte Pixelprinzip. Der in der Photodiode generierte Strom entspricht dem Drainstrom des Transistors Q1 und ruft an dessen Sourceknoten ein logarithmisch vom Photostrom abhängiges Potential hervor. Dies ist der Fall, da Q1

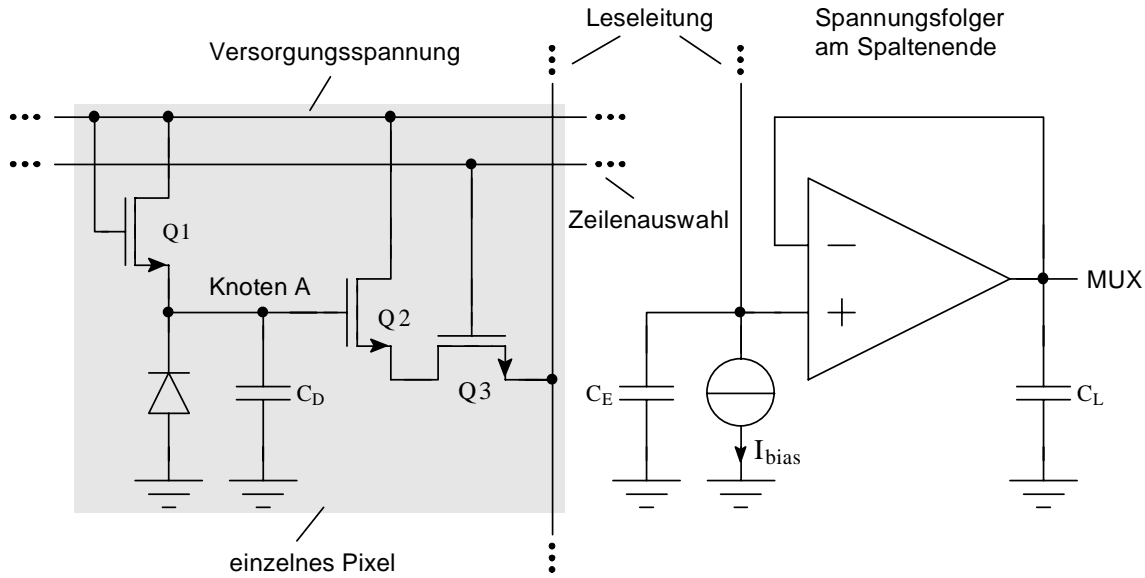


Abbildung 4.7: Aktives Pixel mit logarithmischer Auslese.

für die fließenden Photoströme in der Größenordnung fA bis pA in schwacher Inversion arbeitet (siehe hierzu Gleichung A.6). Mit Gleichung (3.33) gilt für den Drainstrom von Q1

$$I_{d1} = I_S + I_{ph} + I_{dark} . \quad (4.43)$$

Das Gatepotential des Transistors Q1 – und damit entsprechend Gleichung (A.7) dessen Oberflächenpotential im Kanalbereich – wird durch die äußere Beschaltung konstant gehalten. Es ist entsprechend den Erläuterungen im Anhang günstig, für diesen Fall den Drainstrom von Q1 in seiner allgemeinsten Form durch Gleichung (A.5), also

$$I_{d1} = \underbrace{\mu C'_{ox} \frac{W_1}{L_1} U_T^2 \frac{\gamma}{2\sqrt{\psi_{s1}}}}_{I_0(\psi_{s1})} e^{(\psi_{s1} - 2\Phi_f)/U_T} (e^{-U_{sb1}/U_T} - e^{-U_{db1}/U_T}) \quad (4.44)$$

auszudrücken. Faßt man der Übersichtlichkeit halber entsprechend Gleichung (4.44) einige Terme in $I_0(\psi_{s1})$ zusammen, und setzt man voraus, daß Q1 in Sättigung arbeitet ($U_{ds} \gg U_T$), so ergibt sich der Zusammenhang

$$I_{d1} = I_0(\psi_{s1}) e^{-U_{sb1}/U_T} . \quad (4.45)$$

Am Gate von Q2 erhält man daraus schließlich für die Ausgangsspannung dieses Pixels die Beziehung:

$$U_a = -U_T \ln \frac{I_{d1}}{I_0(\psi_{s1})} = -U_T \ln(10) \log \frac{I_{d1}}{I_0(\psi_{s1})} . \quad (4.46)$$

Mit $U_T = 26\text{mV}$ ergibt sich für die Empfindlichkeit des Sensors am Eingang des Sourcefolgers ein Wert von ungefähr 60mV/Dekade Strahlungsleistung. Dieser Wert wird bei der Übertragung über den Sourcefolger noch reduziert. Dessen Spannungsverstärkung ist unter Berücksichtigung des Substrateffektes entsprechend Gleichung (3.1) gegeben durch

$$A_{u,\text{sf}} = \frac{dU_{\text{sb1}}}{dU_{\text{gb1}}} = \left[1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{U_{\text{sb1}} + 2\Phi_f}} \right]^{-1} \approx n^{-1}. \quad (4.47)$$

In [58] und [53] finden sich für den Spannungshub am Ausgang die Angaben 53mV/Dekade beziehungsweise 47.5mV/Dekade .

4.5.2 Dynamisches Verhalten

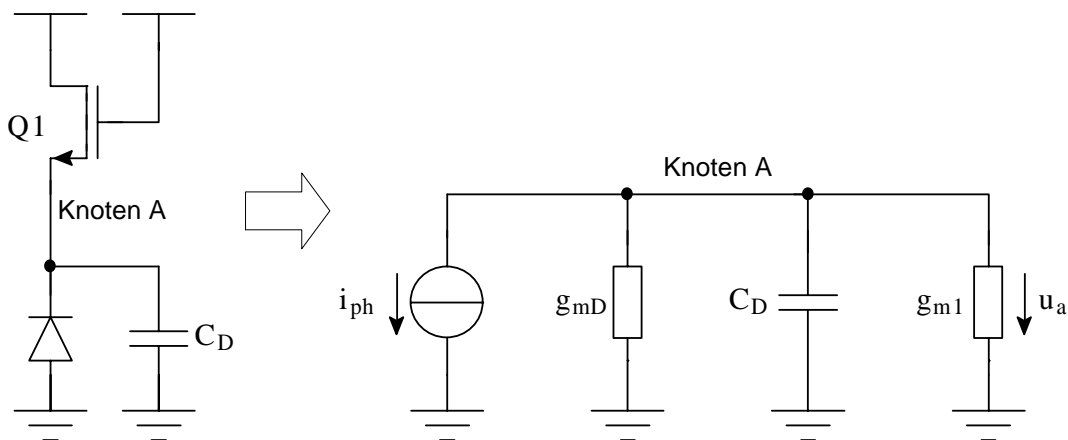


Abbildung 4.8: Kleinsignalersatzschaltbild des logarithmierenden Photosensors.

Nach [53] kann die Zeit, die die Ausgangsspannungen einer neu selektierten Zeile benötigen, um einen stationären Endwert zu erreichen, bei kleinen Lichtintensitäten (10^{-8} W/cm^2) bis zu eine Sekunde betragen. Der Grund für dieses Verhalten liegt wahrscheinlich darin, daß über die Gate-Source-Kapazität des Sourcefolgers Q2 Spannungssprünge an dessen Ausgang auf den sehr hochohmigen Eingangsknoten an der Kathode der Photodiode übergekoppelt werden. Die Ladungsmenge, die über die Gate-Source-Kapazität des Sourcefolgers vom Eingangsknoten abgezogen wurde, muß durch den bei geringer Beleuchtung sehr kleinen Photostrom nachgeliefert werden.

Die Untersuchung des dynamischen Verhaltens der Pixelschaltung nach Abbildung 4.7 beschränkt sich auf die Reihenschaltung des Transistors Q1 mit der Sperrschichtkapazität C_D der Photodiode, da das Frequenzverhalten der Pixelschaltung im wesentlichen durch diese Bauelemente bestimmt wird. Abbildung 4.8 zeigt das Kleinsignalersatzschaltbild

des Photosensors bestehend aus Q1 und C_D . Darin bezeichnet g_{mD} den differentiellen Ausgangsleitwert der Photodiode, der entsprechend Gleichung (3.33) gegeben ist durch

$$g_{mD} = \frac{dI_D}{dU} = \frac{I_S}{U_T} e^{\frac{U}{U_T}}. \quad (4.48)$$

U bezeichnet die Spannung über der Photodiode in Flußrichtung. Für die im Kleinsignalersatzschaltbild angegebene Transkonduktanz g_{m1} des Transistors Q1 ergibt sich aus der Stromgleichung in schwacher Inversion (siehe 4.44) der Zusammenhang

$$g_{m1} = \frac{dI_{d1}}{dU_{gs1}} = -\frac{dI_{d1}}{dU_{sb1}} = \frac{I_{d1}}{U_T}, \quad (4.49)$$

wobei berücksichtigt wurde, daß das Gatepotential von Q1 fest ist. Für eine in Sperrichtung betriebene Photodiode mit $-U \gg U_T$ kann im Kleinsignalersatzschaltbild g_{mD} gegenüber g_{m1} vernachlässigt werden. Ein in der Photodiode generierter harmonischer Signalstrom i_{ph} ruft dann am Ausgangsknoten A die Signalspannung

$$\underline{u}_a = -\frac{i_{ph}}{g_{m1}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_D}{g_{m1}}} \quad (4.50)$$

hervor. Die 3dB-Eckfrequenz des logarithmierenden Sensors und die Zeitkonstante für Ausgleichsvorgänge am hochohmigen Ausgangsknoten A ergeben sich damit zu

$$f_{3dB} = \frac{g_{m1}}{2\pi C_D} = \frac{I_{d1}}{2\pi C_D U_T} \quad \text{und} \quad \tau = \frac{C_D U_T}{I_{d1}}, \quad (4.51)$$

wobei $I_{d1} = I_S + I_{ph} + I_{dark}$. Diese Gleichung verdeutlicht die wichtige Eigenschaft logarithmischer Photosensoren, daß ihre 3dB-Eckfrequenz linear von der einfallenden Bestrahlungsstärke abhängt.

Berücksichtigt man für eine einfache Abschätzung der Zeitkonstanten, daß die Sperrschichtkapazität und der Photostrom proportional zur Diodenfläche sind, so erhält man für monochromatische Beleuchtung mit $C_D = C'_D A_D$ und $I_{d1} = R_\lambda E_I A_D$ (siehe Gleichung 3.32) $\tau = C'_D U_T / (R_\lambda E_I)$. Für eine einfallende Bestrahlungsstärke von 10^{-8} W/cm^2 (Diese Bestrahlungsstärke entspricht in etwa einer klaren Vollmondnacht) sowie mit typischen Werten für die flächenbezogene Sperrschichtkapazität ($0.1 \text{ fF}/\mu\text{m}^2$) und die Responsivität (0.2 A/W) beträgt die Zeitkonstante für den Ausgleichsvorgang etwa 130 ms. Dies erklärt die in [53] angegebene sehr hohe Zugriffszeit von 1s. Der Zeitkonstanten entspricht eine Grenzfrequenz von 1.2 Hz.

Die oben durchgeführten Abschätzungen zeigen, daß der Einsatz der in [53] und [58] vorgestellten Sensoren für die Aufnahme bewegter Bilder mit TV-Bildraten nur unter guten Beleuchtungsbedingungen möglich ist. Im Rahmen dieser Arbeit wurden Möglichkeiten zur Verbesserung dieses Verhaltens entwickelt und schaltungstechnisch realisiert. Sie werden in einem späteren Kapitel vorgestellt.

4.5.3 Rauschverhalten

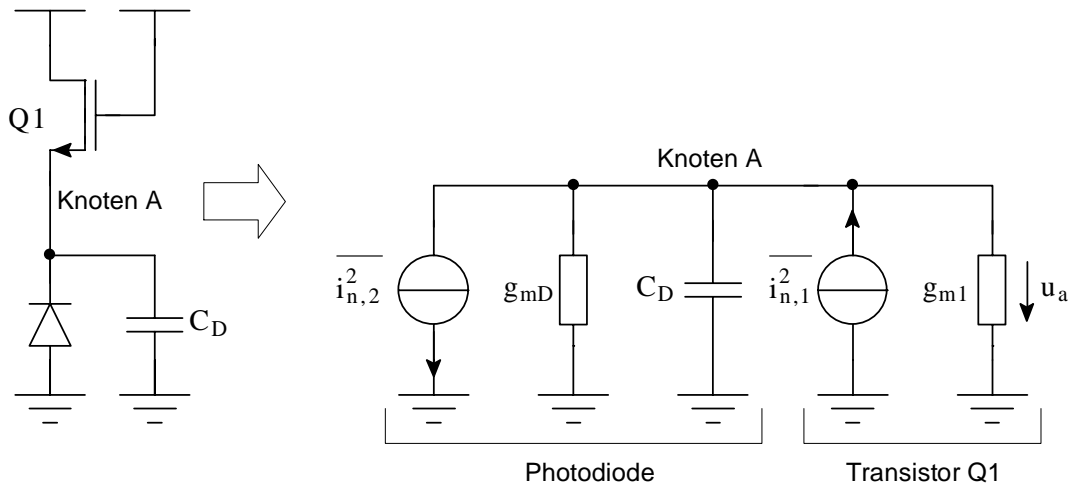


Abbildung 4.9: Rauschersatzschaltbild des logarithmierenden Pixels.

In diesem Abschnitt soll das Rauschverhalten eines logarithmierenden Photosensors nach Abbildung 4.7 untersucht werden, wobei ohne Berücksichtigung der Ausleseschaltung (Sourcefolger, Spannungsfolger) nur auf das Rauschen der Photodiode und des Transistors Q1 eingegangen wird. Der Einfluß der Spannungs-Ausleseschaltung wurde in einem der vorigen Abschnitte bereits untersucht. Hierbei wird sich zeigen, daß der maximalerzielbare erzielbare SNR wesentlich kleiner als für den Fall der Spannungs- oder der Stromauslese ist. Die zu berücksichtigenden Rauschquellen sind das $1/f$ -Rauschen des in schwacher Inversion arbeitenden Transistors Q1, dessen Schrotrauschen und das Schrotrauschen der Photodiode. Eine einfache Abschätzung wird zeigen, daß das $1/f$ -Rauschen für kleine Detektorkapazitäten gegenüber dem Schrotrauschen vernachlässigt werden kann.

Abbildung 4.9 zeigt das Rauschersatzschaltbild zur Analyse des Schrotrauschens. Wie im vorigen Abschnitt bereits gezeigt wurde, kann der differentielle Ausgangsleitwert g_{mD} einer in Sperrichtung betriebenen Photodiode gegenüber der Transkonduktanz g_{m1} des Transistors Q1 vernachlässigt werden. Die beiden Rauschquellen weisen jeweils die spektrale Leistungsdichte $S_i(f) = 2q(I_s + I_{\text{dark}} + I_{\text{ph}})$ auf. Dieses folgt aus Gleichung (3.70) und aus Gleichung (3.81) für $U_{ds} \gg U_T$. Da beide Rauschquellen die gleiche Wirkung auf den Ausgangsknoten A haben, genügt es, das Ausgangsrauschen für nur eine Quelle zu berechnen. Ein in Quelle 1 generierter harmonischer Signalstrom \dot{i}_1 ruft am Ausgangsknoten A die Spannung

$$\underline{u}_a = \frac{\dot{i}_1}{g_{m1}} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{C_D}{g_{m1}}} \quad (4.52)$$

hervor. Mit einer äquivalenten Rauschbandbreite von $f_{\text{äq}} = g_{\text{m1}}/(4C_{\text{D}})$ (siehe Gleichung 3.43) und mit $g_{\text{m1}} = I_{\text{d1}}/U_{\text{T}}$ ergibt sich dann für die durch Rauschquelle 1 hervorgerufene Rauschleistung am Ausgang

$$\overline{u_{\text{na},1}^2} = 2qI_{\text{d1}} \frac{1}{g_{\text{m1}}^2} \frac{g_{\text{m1}}}{4C_{\text{D}}} = \frac{1}{2} \frac{kT}{C_{\text{D}}} . \quad (4.53)$$

Die durch das Schrotrauschen von Q1 und der Photodiode hervorgerufene Gesamtrauschleistung am Ausgang ist somit gegeben durch

$$\overline{u_{\text{na,ph}}^2} = \frac{kT}{C_{\text{D}}} . \quad (4.54)$$

Entsprechend den Gleichungen (3.72) und (3.77) kann für das 1/f-Rauschen eines MOS-Transistors in schwacher Inversion die spektrale Leistungsdichte des Rauschstromes ausgedrückt werden durch

$$S_{\text{i,f}}(f) = g_{\text{m1}}^2 \cdot \frac{K_{\text{f}}}{C'_{\text{ox}} W_1 L_1 f} . \quad (4.55)$$

Mit den Gleichungen (4.52), (3.65) und (3.66) erhält man für die durch das 1/f-Rauschen von Q1 hervorgerufene Rauschleistung am Ausgang

$$\overline{u_{\text{na},f}^2} = \frac{K_{\text{f}}}{C'_{\text{ox}} W_1 L_1} \ln(10) ND_{\text{e}} . \quad (4.56)$$

Die Frage, unter welchen Bedingungen der Beitrag des Schrotrauschens nach Gleichung (4.54) größer als der Beitrag des 1/f-Rauschens nach Gleichung (4.56) ist, führt auf die Ungleichung

$$\frac{kT}{C_{\text{D}}} > \frac{K_{\text{f}}}{C'_{\text{ox}} W_1 L_1} \ln(10) ND_{\text{e}} . \quad (4.57)$$

Schätzt man das 1/f-Rauschen nach oben hin ab, wobei eine kleine Gatefläche von $W_1 L_1 = 10 \mu\text{m}^2$ angenommen wird, so erhält man mit $K_{\text{f}} = 5 \cdot 10^{-24} \text{ VAs}$ und $C'_{\text{ox}} = 1\text{fF}/\mu\text{m}^2$ die Bedingung $ND_{\text{e}} < 3,6\text{pF}/C_{\text{D}}$. Mit einem typischen Wert für C_{D} von 100fF ergibt sich die Bedingung $ND_{\text{e}} < 36$, die stets erfüllt ist. Das Rauschen eines logarithmischen Detektors wird somit durch den Schroteffekt dominiert, womit die Gesamtrauschleistung am Ausgangsknoten A durch Gleichung (4.54) angegeben werden kann.

Die mittlere quadratische Rauschspannung nach Gleichung (4.54) entspricht dem für integrierende Pixel mit Spannungsauslese ermittelten Ausdruck für den kTC-Rauschanteil (siehe Gleichung 4.7). Es wurde gezeigt, daß dieser Rauschbeitrag gegenüber dem Rauschen der Ausleseschaltung klar überwiegt (siehe die Abschätzung zu Gleichung 4.10), so daß dies für logarithmische Sensoren aufgrund des gleichen Aufbaus der Ausleseschaltung

ebenfalls zutreffen muß. Somit gilt für die mittlere quadratische Rauschspannung am Ausgang der Ausleseschaltung:

$$\overline{u_{na,ges}^2} \approx \frac{kT}{C_D}. \quad (4.58)$$

Zur Verifikation der theoretischen Rauschbetrachtungen soll das folgende Beispiel aus der Literatur dienen. In [59] (IMEC, Belgien) wird ein Bildsensor mit 2048x2048 Pixeln und einer Pixelschaltung entsprechend Abbildung 4.7 vorgestellt. Für die Gesamtkapazität an der Kathode der Photodiode wird in dem Beitrag ein Wert von 20 fF, für die Empfindlichkeit ein Wert von 35 mV/Dekade und für die mittlere quadratische Rauschspannung am Ausgang ein Wert von 0,25 mV (RMS) angegeben. Aus der theoretisch ermittelten Empfindlichkeit von 60 mV/Dekade am Eingang des Sourcefolgers ergibt sich für diesen eine Verstärkung von 0,583. Entsprechend Gleichung (4.54) folgt aus der angegebenen Detektorkapazität am Eingang des Sourcefolgers eine Rauschspannung von 0,456 mV (RMS) und unter Berücksichtigung der Verstärkung des Sourcefolgers an dessen Ausgang eine Rauschspannung von 0,266 mV (RMS). Dieser aus den theoretischen Betrachtungen folgende Wert stimmt gut mit dem angegebenen Meßwert überein.

Zur Berechnung des Signal-Rausch-Abstandes ist es für den Fall der logarithmierenden Pixelschaltung sinnvoll, mit eingangsbezogenen Größen zu rechnen. Der eingangsbezogene mittlere quadratische Rauschstrom $\overline{i_{ne,ges}^2}$, der am Ausgang die berechnete Rauschleistung $\overline{u_{na,ges}^2}$ hervorruft, ergibt sich mit Hilfe der Gleichungen (4.52) und (4.58) zu

$$\overline{i_{ne,ges}^2} = g_{m1}^2 \cdot \overline{u_{na,ges}^2} = \frac{(I_s + I_{dark} + I_{ph})^2}{U_T^2} \cdot \frac{kT}{C_D}. \quad (4.59)$$

Für den Signal-Rausch-Abstand des logarithmierenden Pixels erhält man damit den Zusammenhang

$$\text{SNR}_{dB} = 10 \text{ dB} \log \frac{I_{ph}^2}{\overline{i_{ne,ges}^2}} = 10 \text{ dB} \log \left[\frac{1}{\left(1 + \frac{I_s + I_{dark}}{I_{ph}}\right)^2} \cdot \frac{U_T C_D}{q} \right], \quad (4.60)$$

womit sich unter der Bedingung $I_{ph} \gg I_s + I_{dark}$ ein maximal erzielbarer SNR von

$$\text{SNR}_{dB,max} = 10 \text{ dB} \log \frac{U_T C_D}{q} \approx 22 \text{ dB} + 10 \text{ dB} \log(C_D/\text{fF}) \quad (4.61)$$

ergibt. Ein Vergleich mit den für die Spannungs- und die Ladungsauslese erhaltenen Ausdrücken (4.12) und (4.36) zeigt, daß der maximal erzielbare SNR für den Fall des logarithmierenden Photosensors sehr viel kleiner ist.

Wie eingangs schon erwähnt wurde, liegt der Vorteil der logarithmierenden Sensorauslese in ihrem sehr hohen Dynamikbereich. Zu dessen Berechnung muß der maximal mögliche Signalstrom $I_{\text{ph,max}}$ auf die Auflösungsgrenze $I_{\text{ph,min}}$ für den Signalstrom bezogen werden. Der minimal auflösbare Signalstrom wird entweder durch das eingangsbezogene Rauschen, oder – wenn dieser überwiegt – durch den Dunkelstrom bestimmt. Durch einsetzen von $I_{\text{ph}} = 0$ in Gleichung (4.59) ergibt sich $I_{\text{ph,min}}$ zu

$$I_{\text{ph,min}} = \max \left\{ \frac{(I_{\text{s}} + I_{\text{dark}})}{U_{\text{T}}} \sqrt{\frac{kT}{C_{\text{D}}}} , (I_{\text{s}} + I_{\text{dark}}) \right\} , \quad (4.62)$$

wobei jedoch der Dunkelstrom für $C_{\text{D}} > q/U_{\text{T}} \approx 6\text{aF}$ überwiegt. Da die Detektorkapazität bei zweidimensionalen Bildsensoren normalerweise in der Größenordnung 10fF bis 100fF liegt, ist dies stets der Fall. Für den Dynamikbereich DR der logarithmierenden Pixelschaltung erhält man dann den Ausdruck

$$\text{DR}_{\text{db}} = 20 \text{ dB} \log \frac{I_{\text{ph,max}}}{I_{\text{ph,min}}} = 20 \text{ dB} \log \frac{I_{\text{ph,max}}}{(I_{\text{s}} + I_{\text{dark}})} . \quad (4.63)$$

Ein sinnvoller Wert für den maximalen Signalstrom ist zum Beispiel der Grenzstrom der schwachen Inversion nach Gleichung (A.6) im Anhang. Für Signalströme, die sehr viel größer als dieser Grenzstrom sind, wird der Sensor seine logarithmische Charakteristik verlieren. Betrachtet man als Beispiel den im nächsten Kapitel vorgestellten logarithmierenden Bildsensor, so ergibt sich mit $I_{\text{ph,max}} \approx 20\text{nA}$, $A_{\text{D}} \approx 500\mu\text{m}^2$ und $I_{\text{s}} + I_{\text{dark}} \approx 20\text{aA}/\mu\text{m}^2$ ein Dynamikbereich von 126dB beziehungsweise etwa 6 Dekaden. Dieser Wert stimmt gut mit den Messungen in Abbildung 5.6 überein.

4.6 Diskussion der Ergebnisse

Im Rahmen dieses Kapitels wurden die wichtigsten aus der Fachliteratur zur CMOS-Bildsensorik bekannten Schaltungskonzepte für das Sensorpixel und seine Auslese vorgestellt und auf ihre speziellen Eigenschaften hin untersucht. Berücksichtigt wurden dabei insbesondere die Übertragungscharakteristik, die Rauscheigenschaften und die dynamischen Eigenschaften der Photosensoren. Ein direkter Vergleich der verschiedenen Schaltungskonzepte ist nur vor dem Hintergrund einer konkreten Anwendung und den daraus resultierenden Forderungen an die Systemeigenschaften möglich.

Bei CMOS-Photosensoren kann grundsätzlich zwischen integrierenden und nichtintegrierenden Sensoren unterschieden werden. Nichtintegrierende Photosensoren lassen sich ferner in solche mit linearer und mit nichtlinearer Übertragungscharakteristik unterteilen, wobei eine logarithmische Übertragungscharakteristik für nichtlineare Photosensoren typisch ist. Die Realisierung einer logarithmischen Übertragungscharakteristik beruht bei

allen in der Fachliteratur vorgestellten Systemen auf dem exponentiellen Zusammenhang zwischen dem Drainstrom und den Klemmenpotentialen eines MOS-Transistors in schwacher Inversion. Integrierende Photosensoren nutzen dagegen die Sperrschichtkapazität der Photodiode zur Integration des Photostromes und sind deswegen immer linear.

Die Rauschanalysen zu den verschiedenen Photosensoren und deren Auslese haben gezeigt, daß mit integrierenden linearen Photosensoren gegenüber logarithmierenden Photosensoren wesentlich bessere Signal-Rausch-Abstände erzielt werden können. Der Vorteil logarithmierender Photosensoren liegt dagegen in einem sehr viel größeren Dynamikumfang.

Der Grund für die besseren Rauscheigenschaften integrierender Photosensoren liegt in der mit der Integration verbundenen Begrenzung der Sensorbandbreite. In Kapitel 2, Gleichung (3.55) wurde gezeigt, daß der Integration des Diodenstromes über einer Zeitspanne T_{int} eine Bandbegrenzung des Schrotrauschens der Photodiode auf die Frequenz $f_{\text{äq,int}} = 1/(2T_{\text{int}})$ entspricht. Berücksichtigt man nur das in der Photodiode entstehende Photonenrauschen, da dieses für größere Bestrahlungsstärken den erzielbaren SNR begrenzt, so ergibt sich aus den Gleichungen (4.36) und (4.12) für integrierende Photosensoren die Beziehung

$$\text{SNR}_{\text{int}} \approx \frac{U_{\text{int}} C_D}{q} = \frac{I_{\text{ph}} T_{\text{int}}}{q} = \frac{I_{\text{ph}}}{2q f_{\text{äq,int}}} . \quad (4.64)$$

Für logarithmierende Photosensoren mit einer äquivalenten Rauschbandbreite $f_{\text{äq,log}} = I_{\text{ph}}/(4U_T C_D)$ ergibt sich die sehr ähnliche Beziehung

$$\text{SNR}_{\text{log}} \approx \frac{U_T C_D}{q} = \frac{I_{\text{ph}}}{4q f_{\text{äq,log}}} . \quad (4.65)$$

Die Gleichungen (4.64) und (4.65) unterscheiden sich im Prinzip nur in den äquivalenten Rauschbandbreiten

$$f_{\text{äq,int}} = \frac{I_{\text{ph}}}{2U_{\text{int}} C_D} \quad \text{und} \quad f_{\text{äq,log}} = \frac{I_{\text{ph}}}{4U_T C_D} , \quad (4.66)$$

die damit den erzielbaren Signal-Rausch-Abstand festlegen. Der Unterschied im Faktor 2 zwischen den Gleichungen (4.64) und (4.65) beruht darauf, daß im Fall logarithmierender Photosensoren zwei Rauschquellen (die Photodiode und der logarithmierende Transistor in schwacher Inversion) wirksam sind. Während die Bandbreite integrierender Photosensoren über die Integrationszeit in weiten Grenzen eingestellt werden kann, ist sie im Fall logarithmierender Photosensoren durch die Bauelementeparameter im Pixel (auf ungünstige Weise) festgelegt. Um mit logarithmierenden Photosensoren gleich gute Rauscheigenschaften zu erreichen, wie mit integrierenden Photosensoren, muß die Bandbreite der Ausleseschaltung außerhalb des Sensors entsprechend gesenkt werden. Da

hierzu jedoch das Pixel-Ausgangssignal während einer Zeitdauer der Größenordnung T_{int} zur Verfügung stehen muß, die zur Auslese einer Zeile zur Verfügung stehende Zeit aber wesentlich kürzer als T_{int} sein kann, ist diese Möglichkeit nur bedingt praktikabel.

Potentielle Anwendungsgebiete für logarithmierende Photosensoren finden sich vor allem in der maschinellen Bildverarbeitung und der industriellen Inspektion, da hier von der vereinfachten Extraktion der für Bildverarbeitungsalgorithmen relevanten Kontrastinformation und vom hohen Dynamikbereich profitiert werden kann. Aufgrund der logarithmischen Signalkompression und der schlechten Rauscheigenschaften sind diese Sensoren jedoch weniger für hochwertige Bildwiedergabesysteme geeignet.

Für integrierende Photosensoren stehen zwei Ausleseverfahren, die Spannungsauslese und die Ladungsauslese, zur Verfügung. Im Fall der Spannungsauslese wird die nach der Integration des Photostromes über der Photodiode anliegende Spannung über einen Sourcefolger zum Treiben der Leseleitung ausgelesen, während im Fall der Ladungsauslese die während der Integrationszeit auf der Detektorkapazität akkumulierte Ladungsmenge mit Hilfe eines Integrators am Spaltenende der Leseleitung gemessen wird (dabei wird diejenige Ladungsmenge bestimmt, die über die Leseleitung auf das auszulesende Pixel transportiert werden muß, um die Detektorkapazität wieder in den gleichen Zustand wie vor der Integration des Photostromes zu versetzen). Die beiden Ausleseverfahren weisen insbesondere in bezug auf Rauschverhalten, Linearität und Pixelgröße unterschiedliche Eigenschaften auf.

Bezüglich der Rauscheigenschaften zeigte sich, daß die Spannungsauslese deutlich bessere Eigenschaften aufweist. Der Grund hierfür ist, daß im Fall der Ladungsauslese das eingangsbezogene Rauschen des Operationsverstärkers um den Faktor $(1 + C_E/C_F)$ verstärkt wird. Während der verstärkereigene thermische Rauschanteil mit Hilfe einer entsprechend Gleichung (4.27) dimensionierten Kompensationskapazität (eine Abschätzung ergab, daß die Kompensationskapazität in etwa der Leitungskapazität am Verstärkereingang entsprechen muß) am Verstärkerausgang so weit reduziert werden kann, daß dieser Rauschbeitrag kleiner wird, als der kTC -Rauschbeitrag der Detektorkapazität, muß zur Reduktion des $1/f$ -Rauschens eine korrelierte Doppelabtastung (CDS) auf das Ausgangssignal angewendet werden. Dem bei der Ladungsausleseschaltung erforderlichen Schaltungsaufwand zur Dämpfung des zeitlichen Rauschens steht bei der Spannungsausleseschaltung die Notwendigkeit zur Kompensation des Ortsrauschens (Fixed Pattern Noise) durch mehrfache Abtastung des Ausgangssignals gegenüber, so daß sich unter Berücksichtigung von zeitlichem Rauschen und von Ortsrauschen für beide Ausleseverfahren ein vergleichbarer Schaltungsaufwand ergibt.

Ein wichtiger Vorteil der Ladungsausleseschaltung ist ihre gute Linearität. Da die Kapazität einer Photodiode von der anliegenden Sperrspannung abhängt, besteht im Fall

der Spannungsauslese zwischen Ausgangsspannung und einfallender Bestrahlungsstärke ein nichtlinearer Zusammenhang, der die Bildqualität negativ beeinflusst und diese Schaltung für meßtechnische Zwecke unbrauchbar macht.

Es zeigte sich, daß für die Realisierung von Pixelarrays mit hohem Auflösungsvermögen, wie sie zum Beispiel für die HDTV-Bildaufnahme benötigt werden, passive Pixel in Kombination mit einer Ladungsausleseschaltung aufgrund des sehr einfachen Aufbaus eines Pixels am besten geeignet sind. Die einfachste Version eines passiven Pixels besteht aus einer Photodiode und einem Schalttransistor zur Zeilenauswahl. Aktive Pixel mit einem Sourcefolger zum Treiben der Leseleitung enthalten dagegen mindestens zwei Transistoren mehr und benötigen eine zusätzliche Zuleitung zur Spannungsversorgung des Sourcefolgers.

Bezüglich der Zeilen-Zugriffszeit ergibt ein Vergleich der Gleichungen (4.15) und (4.39), daß für den Fall $g_{m,op} > g_{m,sf} \left(1 + \frac{C_L}{C_F}\right)$ die Ladungsauslese günstigere Eigenschaften aufweist, wobei $g_{m,op}$ die Transkonduktanz des bei der Ladungsauslese verwendeten Operationsverstärkers, und $g_{m,sf}$ die Transkonduktanz des bei der Spannungsauslese verwendeten Sourcefolgers bezeichnet. Wird ein sehr schneller Zeilen-Zugriff gefordert, so ist es im Hinblick auf die Pixelgröße eher sinnvoll, im Fall der Ladungsauslese den in der Peripherie des Pixelarrays angeordneten Ausleseverstärker zu vergrößern, als im Fall der Spannungsauslese den im Sensorpixel gelegenen Sourcefolger. Für die Realisierung von Kameras mit sehr hoher Bildwiederholrate scheint daher die Ladungsauslese besser geeignet zu sein.

Als Resumé dieser Betrachtungen kann gesagt werden, daß für die Realisierung zweidimensionaler CMOS-Bildsensoren auf der Grundlage linear integrierender Photosensoren die Ladungsauslese bezüglich der meisten Anwendungen günstigere Eigenschaften aufweist. Die Verwendung einer Spannungsauslese kann für den Fall hoher Leitungskapazitäten am Eingang des Ausleseverstärkers von Vorteil sein, falls die Realisierung sehr großer Kompensationskapazitäten zur Verbesserung der Rauscheigenschaften nicht praktikabel ist. Ein weiterer Vorteil der Spannungsausleseschaltung liegt wahrscheinlich in der geringeren Anfälligkeit gegenüber Störungen auf der Leseleitung. Während die Leseleitung bei der Spannungsauslese niederohmig betrieben wird, kann es sein, daß die bei der Ladungsauslese hochohmig betriebene Leseleitung insbesondere für großflächige Sensorarrays zu Problemen bezüglich Störeinkopplungen führt.