Kapitel 4

Grundlagen der schnellen CMOS 2D-Bildsensorik

In diesem Kapitel werden die grundlegenden Aspekte für den Einsatz von CMOS-Bildsensoren für Aufnahmen bei hohen Bildraten und kurzen Integrationszeiten diskutiert. Es werden Vorund Nachteile der Standard-CMOS-Technik für diese Anwendung aufgezeigt. Außerdem werden die Bauelemente und schaltungstechnischen Komponenten, die für die Akquisition von Bildern bei kurzen Integrationszeiten benutzt werden, vorgestellt und untersucht. Ferner werden Richtlinien für den Einsatz von CMOS-Schaltungen für eine rauscharme Signalauslese bei den hohen Bildraten gegeben.

Ein CMOS-Bildsensor unterscheidet sich im wesentlichen von einem CCD-Sensor nicht durch die verwendeten photoempfindlichen Bauelemente selbst, sondern durch den Aufbau ihrer Bildelemente (Pixel) bzw. die Signalauslese der konvertierten optischen Informationen. Neben den schon im dritten Kapitel erwähnten passiven Bildelementen ermöglicht die integrierte Bildsensorik Sensoren mit aktiven Bildelementen ("active pixel sensors", APS). Obwohl die ersten Versuche, CMOS-Bildsensoren überhaupt zu realisieren, schon Ende der sechziger Jahre gemacht wurden [17], war es erst Anfang der neunziger Jahre nach der deutlichen Verkleinerung der lithographischen Strukturen in den technologischen Prozessen möglich, Aktivitäten in Standard-CMOS-Technik für integrierte Bildsensorik aufzunehmen. Dabei haben Aktiv-Pixel-Sensoren eine Entkopplung zwischen den Kapazitäten der photoempfindlichen Bauelemente und der hohen parasitären Kapazität der für die Signalauslese notwendigen die Spaltenleitung ermöglicht, die vor allem damals bei größeren Strukturen aufgrund ihrer hohen Werte insbesondere das Rauschen der Auslesestufe stark beeinträchtigt hatte. Heutzutage sind die resultierenden parasitären Kapazitäten an den Spaltenleitungen deutlich geringer, so daß es für Videoanwendungen CMOS-Sensoren mit passiven Bildelementen gibt [45-49]. Trotz ihres höheren Füll-Faktors bzw. der daraus folgenden höheren Empfindlichkeit sind sie aufgrund ihres Rauschverhaltens, sowie eines langsamen Umladens der Spaltenkapazität für Anwendungen mit hohen Bildraten nicht geeignet. In dieser Arbeit wird die Aufmerksamkeit nur auf Aktiv-Pixel-Sensoren gelegt, die speziell für Hochgeschwindigkeitsanwendungen entworfen und realisiert werden.

4.1 Funktionalität und charakteristische Größen von CMOS-Bildsensoren

Die Funktionsweise eines 2D-CMOS-Bildsensors wird anhand eines in Abbildung 4.1 dargestellten prinzipiellen Aufbaus ersichtlich. Die zweidimensionale Bildaufnahmefläche (oder photoempfindliche Matrix) besteht aus Bildelementen (Pixel), die in Zeilen und Spalten organisiert sind. Beim Ansprechen der einzelnen Bildelemente werden sie über die entsprechenden Schalter mit der zugehörigen Spalten-Ausleseleitung verbunden, damit die Signale aus der Matrix ausgelesen werden. Dabei kann entweder ein wahlfreier oder serieller Zugriff mittels Zeilen- und Spaltendekoder erfolgen. Die Signale aus den an die Spaltenleitungen angeschlossenen Pixeln einer angewählte Zeile werden mittels einer Bank von N parallelen analogen Prozessoren ausgelesen und weiterverarbeitet. Die Prozessoren oder Ausleseschaltungen können verschiedene Verstärker, Schaltungen für analoge Signalverarbeitung, Filter, usw. darstellen. Die Daten werden über einen Spaltendekoder an den Ausgangsverstärker weitergeleitet.



Abbildung 4.1: Architektur eines CMOS-Bildsensors.

Obwohl in der Abbildung nicht gezeigt, können die analogen Pixeldaten ebenso direkt auf dem Chip mittels A/D-Umsetzer gewandelt werden, um die Signale digital zu übertragen und/oder weiterzuverarbeiten.

Alle erwähnten Komponenten lassen sich in einem Standard-CMOS-Prozeß einfach realisieren. Im Unterschied zu den festgelegten Strukturen von Pixeln bei CCD-Sensoren und dem damit verknüpften Ladungstransfer als einzigem Ausleseprinzip der Signalinformation aus den Pixeln ist es bei CMOS-Bildsensoren möglich, Pixel frei zu gestalten und zwischen verschiedenen Auslesemodi zu wählen. Dies eröffnet zahlreiche Möglichkeiten für eine flexible Ansteuerung der Pixel, sowie auch eine Signalverarbeitung innerhalb der Pixel [50]. Die Auswahl zwischen Spannungs-, Strom- und Ladungsauslese [51] bietet geeignete Konfigurationen bezüglich der angestrebten Anwendungen. Ferner ermöglicht eine Standard-CMOS-Technologie den Sensorbetrieb in einem breiten Temperaturbereich, der im Vergleich zu der CCD-Technologie (begrenzt nur bis zu $55^{\circ}C$) den für viele industrielle Anwendungen notwendigen Bereich von bis zu $125^{\circ}C$ abdeckt.

Im folgenden werden die wichtigsten Schaltungsgrößen, die für ein allgemeines Verständnis der CMOS-Sensoren notwendig sind, näher erläutert.

4.1.1 Übertragungscharakteristik

Im Unterschied zu den festgelegten Bildelementen der CCD-Sensoren ermöglicht die CMOS-Technik auch den Bau von Sensoren, deren Übertragungscharakteristik nicht direkt dem einfallenden Licht proportional ist. So verfügen einige realisierte Bildsensoren über eine logarithmische Kennlinie, die auf eine Invertierung der exponentiellen Ausgangskennlinie eines innerhalb des Pixels verwendeten CMOS-Transistors in schwacher Inversion [52] zurückzuführen ist. Daraus ergibt sich zum einen ein sehr hoher Dynamikbereich, der sich auf sieben bis acht Dekaden erstrecken kann. Derartige Bildsensoren besitzen aufgrund der Kompression des Eingangssignals allerdings einen für Videoapplikationen unzureichenden Kontrast. In der Literatur ist trotz der zahlreichen Realisierungen dieser CMOS-Sensortypen [53–57] nur bei einem CMOS-Bildsensor versucht worden [58], bestimmte Matrix-Bereiche (d.h. bei einer reduzierten Auflösung) mit hohen Bildraten auszulesen. Der Versuch ist nicht als gelungen zu bezeichnen, da CMOS-Bildsensoren mit einer logarithmischen Kennlinie keine ausreichend schnelle Impulsantwort in bezug auf das einfallende Licht bei dunkleren Lichtverhältnissen haben. Hinzu kommt das höhere örtliche Rauschen ("fixed pattern noise", FPN) [59], das bei den CMOS-Sensoren sehr sorgfältig zu handhaben ist.

Für Hochgeschwindigkeitsanwendungen wird daher ein integrierendes Pixel verwendet, das ähnlich wie bei den CCD-Sensoren eine näherungsweise lineare Abhängigkeit des Sensors vom einfallenden Licht besitzt. In dieser Arbeit werden daher nur die integrierenden Sensoren weiter bearbeitet. Auf verschiedene Realisierungen der für Hochgeschwindigkeitsanwendungen benötigten Pixel wird in einem der nächsten Unterkapitel näher eingegangen.

4.1.2 Empfindlichkeit und Responsivität

Wie bei den CCD-Sensoren ist die Empfindlichkeit der integrierenden CMOS-Sensoren (für den Fall einer photoempfindlichen Diode) gemäß Gleichung (3.3) nur durch die Wellenlänge des einfallenden Lichts und durch eine technologisch abhängige Größe - den Quantenwirkungsgrad η bestimmt. Andererseits läßt sich bei den integrierenden CMOS-Bildsensoren mit aktiven Pixeln, bei denen die Photokonversion der Ladung in die Spannung erfolgt, sog. spektrale Responsivität definieren, die (verglichen mit Gleichung (3.2) bei CCD-Sensoren) als

$$\frac{dU_{int}}{dE} = S_{\lambda} \frac{A_D T_{int}}{C_{int}} = \frac{e}{h c} \eta \lambda \frac{A_D T_{int}}{C_{int}} \left[\frac{V}{W/m^2} \right] \quad \text{bzw. } \mathcal{R}_{\lambda} = \frac{S_{\lambda} A_D}{C_{int}} \left[\frac{V}{J/m^2} \right]$$
(4.1)

geschrieben werden kann. Dabei ist C_{int} die gesamte Kapazität im Pixel, auf der integriert wird. Im günstigen Fall ist Integrationskapazität C_{int} gleich der Detektor-Kapazität des verwendeten lichtempfindlichen Bauelements, so daß sich für diesen Fall Gleichung (4.1) zu

$$\frac{dU_{int}}{dE} = S_{\lambda} \frac{T_{int}}{C'} \text{ bzw. } \mathcal{R}_{\lambda} = \frac{S_{\lambda}}{C'}$$
(4.2)

vereinfacht, wobei C' den Kapazitätsbelag des lichtempfindlichen Bauelements darstellt. Diese Größe ist durch einen technologischen Prozeß bestimmt, worauf später näher eingegangen wird.

4.1.3 Rauschen

Das Rauschen eines CMOS-Bildsensors ist von essentieller Bedeutung für gute Bildqualität. Dabei wird zwischen dem zeitlichen Rauschen ("random noise") und dem örtlichen Rauschen ("fixed pattern noise", FPN) unterschieden.

Das zeitliche Rauschen begleitet die Schaltungstechnik unabhängig von der Anwendung. Seine Folge ist eine Einschränkung der Nutzsignalauflösung bis auf eine minimal detektierbare Größe, die durch das Rauschen definiert ist. Dabei beschreibt das Rauschen die zeitlichen Fluktuationen der elektrischen Größen Spannung, Strom und Ladung, deren physikalische Ursachen in [60,61] ausführlich beschrieben sind. Aufgrund seiner stochastischen Natur kann das Rauschen mittels seines Mittelwerts oder der Varianz dargestellt werden. Da die im folgenden präsentierten Rauschanteile voneinander unabhängig angenommen werden, können ihre Varianzen für die gesamte Rauschbilanz aufaddiert werden. Wie bei CCD-Sensoren stellt beim gut optimierten CMOS-Sensor der fundamentale Anteil des gesamten Rauschens das Photonenrauschen dar, das durch die Fluktuationen von emittierten Photonen verursacht wird und die Fluktuationen der photogenerierten Ladungsträger zur Folge hat. Ein Ensemble der auf den Halbleiter eintreffenden Photonen, die im einzelnen eine diskrete Natur aufweisen, erzeugt in einem Zeitintervall T die Ladungsträgerpaare mit der mittleren Rate λ , die zu dem Photostrom I_{photo} beitragen. Da die Anzahl der unabhängig voneinander auftretenden Einzelimpulse poissonverteilt ist, entspricht die Varianz $\overline{\sigma^2}$ der Anzahl der durch das Licht gesammelten Ladungen $\overline{N} = I_{photo} T_{int}/q$. Daraus ergibt sich die Leistung der Rauschspannung $\overline{u_{n,ph}^2}$ an der Detektor-Kapazität C zu

$$\overline{u_{n,ph}^2} = \frac{\overline{Q_{n,photo}^2}}{C^2} = \frac{q^2 \,\overline{\sigma^2}}{C^2} = \frac{q \, I_{photo} \, T_{int}}{C^2}.$$
(4.3)

Bei diesem signalabhängigen Rauschen kann die Anzahl der Rauschelektronen \overline{N} , wie im dritten Kapitel gezeigt, als Wurzel der Signalelektronen ausgedrückt werden, was in der Formel (4.3) enthalten ist. Aufgrund der Dominanz des Photonenrauschens in der gesamten Rauschbilanz läßt sich das Signal-Rausch-Verhältnis als

$$SNR_{dB,ph} = 10 \ \log \frac{\overline{N}^2}{\overline{\sigma^2}} = 10 \ \log \overline{N} = 10 \ \log \frac{I_{photo} T_{int}}{q}$$
(4.4)

ausdrücken, wobei eindeutig ist, daß das bei einer konstanten Beleuchtungsstärke erzielbare SNR mit steigender Integrationszeit wächst. Andererseits ist es für typisch kurze Integrationszeiten in der Hochgeschwindigkeitskinematographie üblich, zusätzliche Beleuchtung zu verwenden und damit durch Erhöhung des Photostroms I_{photo} das größere SNR zu erzielen.

Der aus den generierten Ladungen erzeugte Photostrom I_{photo} im Photodetektor (beispielsweise einer Photodiode) weist dabei sog. Schrotrauschen auf, bei dem ebenso die resultierende Gruppierung der diskreten Ladungsträger die Poissonverteilung aufweist. Die Bedingung für die Entstehung von Schrotrauschen ist insbesondere dann gegeben, wenn der Stromfluß durch die Höhe einer Potentialbarriere gesteuert wird (Diode, Bipolartransistor, MOS-Transistor in schwacher Inversion). Dabei ist aufgrund der sehr hohen Feldstärke die Bewegung der Ladungsträger bei einer definierten Vorzugsrichtung unabhängig voneinander.

Einen signalunabhängigen Anteil des Schrotrauschens stellt das Dunkelstromrauschen dar. Dieses Rauschen entsteht, wenn ein Strom über die Höhe einer Potentialbarriere eines MOS-Kondensators oder eines *p-n*-Übergangs bei einem unbeleuchteten photoempfindlichen Bauelement fließt. Die spektrale Leistungsdichte eines solchen Dunkelstroms kann als

$$\frac{\overline{i_{n,dark}^2}}{\Delta f} = 2 q I_{dark}. \tag{4.5}$$

geschrieben werden. Multipliziert man die spektrale Leistungsdichte mit dem Quadrat der Übertragungsfunktion, so erhält man nach der Integration über den gesamten Frequenzbereich den in der Gleichung (4.3) angegebenen Ausdruck, wobei anstatt des Photonenstroms I_{photo} der Dunkelstrom I_{dark} eingesetzt wird. Der Dunkelstrom eines *p*-*n*-Übergangs, der in die für Bildsensoren relevante Sperrrichtung vorgespannt ist, ist in [62] mit seinen Anteilen, sowie deren Ursachen vorgestellt worden.

Außerhalb einer Potentialbarriere (Widerstand, Leiterbahn, MOS-Transistor in starker Inversion), wo die Vorzugsrichtung der Ladungsbewegung nicht durch das Bauelement selbst gegeben ist, kommt es zu den thermischen Bewegungen der Ladungsträger, die zu stochastischen Fluktuationen der Ladungen und damit zu Spannungsfluktuationen führen. Außerdem tritt dieses als thermisches Rauschen bekannte Phänomen unabhängig davon auf, ob ein Strom durch den Widerstand fließt. Die vom Strom unabhängige spektrale Leistungsdichte der Rauschspannung am Widerstand R kann durch

$$\frac{u_{n,th}^2}{\Delta f} = 4 \, k \, T \, R \tag{4.6}$$

beschrieben werden, wobei k die Bolzmannkonstante und T die Temperatur ist. Ein Spezialfall des thermischen Rauschens entsteht, wenn eine Rauschspannung durch einen Tiefpaß begrenzt wird. Das sog. kTC-Rauschen ist dabei nur von der Größe der Kapazität C bestimmt, die zusammen mit dem Widerstand R die Zeitkonstante RC des Tiefpaßes bildet. Der Ausdruck für die Leistung der Rauschspannung kann einfach hergeleitet werden [63] und beträgt

$$\overline{u_{n,kTC}^2} = \frac{k\,T}{C}.\tag{4.7}$$

Das kTC-Rauschen entsteht auch bei Schalter-Kondensator oder SC-Schaltungen, die MOS-Transistoren als Analogschalter verwenden. Der Schaltwiderstand R_{ON} verursacht thermisches Rauschen, das durch den Kondensator C ungenügend bandbegrenzt wird (die Zeitkonstante $R_{ON}C$ muß viel kleiner als die Abtastperiode sein), so daß das hochfrequente Rauschen ins Basisband "runtergefaltet" wird. Dabei kann gezeigt werden, daß das gesamte Rauschen wieder durch die Gleichung (4.7) gegeben ist. Diese Schlußfolgerung ist allgemein gültig für alle Fälle, wo Kapazitäten "geschaltet" werden (aufgeführt als SC-Schaltungen) und daher kann Resetrauschen als kTC-Rauschen bezeichnet werden.

Alle bisher beschriebenen Rauschtypen haben gemeinsam, daß ihre spektrale Leistungsdichten von der Frequenz unabhängig sind und werden deswegen als weißes Rauschen bezeichnet [64]. Bei einem anderen Rauschtyp weist die spektrale Leistungsdichte eine Abhängigkeit von der Frequenz auf, die insbesondere im niederfrequenten Frequenzbereich ausgeprägt ist. Da diese Abhängigkeit umgekehrt proportional zu der Frequenz ist, ist das als 1/f-Rauschen bekannt. Obwohl man die Ursache des 1/f-Rauschens in einer Wechselwirkung der Ladungsträger in einem Stromfluß bei Kristallstörungen an der Siliziumoberfläche vermutet [65], gibt es bisher dafür keine präzise physikalische Erklärung. Seine spektrale Leistungsdichte der Spannung beträgt

$$\frac{\overline{u_{n,1/f}^2}}{\Delta f} = \frac{K}{f^a} \tag{4.8}$$

mit den Parametern K und a als technologisch abhängige Größen, wobei a in der Regel gleich Eins ist. Für ein einpoliges System (und a = 1) beträgt die Rauschleistungsdichte der Spannung nach der Integration über einen Frequenzbereich von f_{unten} bis f_{oben}

$$\overline{u_{n,1/f}^2} = K \ln \frac{f_{oben}}{f_{unten}}.$$
(4.9)

Da es eine untere Begrenzung des Frequenzbereiches nicht gibt, wird in [61] angenommen, daß der Kehrwert der Lebensdauer der Ladungsträger die untere Frequenzgrenze ist. Damit kann das 1/f-Rauschen überhaupt erst berechnet werden. Eine vereinfachte Berechnung für das 1/f-Rauschen basiert auf der Annahme [66], daß jede Dekade mit gleichem Anteil zum Rauschen beiträgt:

$$\overline{u_{n,1/f}^2} = K \ln 10 ND \quad \text{mit} \quad ND = \log \frac{f_{oben}}{f_{unten}}$$
(4.10)

wobei ND die Anzahl der Dekaden definiert.

Anders als beim zeitlichen Rauschen entsteht das örtliche Rauschen (FPN) aufgrund der bei der Herstellung auftretenden örtlichen Inhomogenitäten, die sich durch unterschiedliche Rauschtypen ausdrücken lassen. Im allgemeinen kann dabei zwischen dem signalunabhängigen und dem signalabhängigen örtlichen Rauschen unterschieden werden.

So tritt bei den Dunkelströmen auch im Gegensatz zu dem zeitlichen Schrotrauschen aufgrund der Schwankungen und Unreinheiten im Prozeß örtliches Rauschen auf, das sich als räumliche Unregelmäßigkeit der Dunkelströme auswirkt. Der andere Grund für das örtliche Rauschen ist der Mismatch der verwendeten Transistoren. Die verschiedenen Ursachen dafür [67,68] führen zu Schwankungen der Schwellenspannung und der Steilheit der MOS-Transistoren, deren Matching-Eigenschaften in [67] näher beschrieben sind. Zu dem signalunabhängigen FPN zählen dabei Mismatch der Dunkelströme, der Schwellenspannungen von MOS-Transistoren, daraus resultierende Offset der Ausleseverstärker, usw. Andererseits führen Mismatch der Steilheit der MOS-Transistoren, der Verstärkungsfaktoren der Ausleseverstärker, Aperturfunktion, usw. zu dem signalabhängigen FPN.

Ein grober Überblick der existierenden Rauschanteile eines CMOS-Sensors ist in Abbildung 4.2 gezeigt.



Abbildung 4.2: Die Übertragungscharakteristik eines linearen CMOS-Bildsensors mit seinen Rauschanteilen.

4.1.4 Signal-Rausch-Verhältnis und Dynamikbereich

Zwei wichtige Größen, die vom Rauschverhalten stark beeinflußt sind, stellen das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) und der Dynamikbereich (DR) dar. Das als Verhältnis zwischen Signal- und Rauschelektronen definierte SNR unterscheidet sich im wesentlichen vom jeweiligen SNR der CCD-Sensoren dadurch, daß der Anteil der Rauschelektronen in den CCD-Kanälen n_{CCD} wegfällt. Trotzdem führen andere Rauscheinflüsse wie z.B. ein hohes FPN oder andere aufgrund der geringeren Photodiodenkapazitäten sowie der höheren parasitären Leitungskapazitäten hervorgerufene Rauschanteile zu dem insgesamt etwas höheren Rauschen von CMOS-Sensoren im Vergleich zu den CCD-Sensoren [69]. Andererseits ermöglicht ein Standard-CMOS-Prozeß eine viel einfachere Implementierung von schaltungstechnischen Maßnahmen zur Rauschunterdrückung. Das Signal-Rausch-Verhältnis kann als

$$SNR_{dB} = 20 \log \frac{n_{sig}}{\sqrt{n_{sig}^2 + n_{dark}^2 + n_{kTC}^2 + n_{FPN}^2 + n_{out}^2}}$$
(4.11)

geschrieben werden, wobei n_{sig}^2 , n_{dark}^2 , n_{kTC}^2 , n_{FPN}^2 und n_{out}^2 die Rauschelektronen des Photonenrauschens, Dunkelstromrauschens, kTC-Rauschens, des örtlichen FPN-Rauschens und des Rauschens der Ausleseelektronik respektive sind. Der Dynamikbereich bei einem linearen Sensor ist andererseits definiert als Verhältnis zwischen der maximalen Anzahl der Signalelektronen zu den Rauschelektronen bei einer unbeleuchteten Szene

$$DR_{dB} = 20 \log \frac{n_{sig,max}}{\sqrt{n_{dark}^2 + n_{kTC}^2 + n_{FPN}^2 + n_{out}^2}}.$$
(4.12)

Wie der Abbildung 4.2 zu entnehmen ist, kann auch der optische Dynamikbereich definiert werden, der das Verhältnis zwischen der Anzahl der aufzutreffenden Photonen (oder Bestrahlungsstärke), bei der die Signalelektronen die Sättigung erreicht haben, und der Anzahl der aufzutreffenden Photonen (oder Bestrahlungsstärke), bei der die Signalinformation gerade den Rauschpegel überschritten hat, angibt. Es ist offensichtlich, daß sowohl für das Signal-Rausch-Verhältnis als auch für den Dynamikbereich das Rauschen von essentieller Bedeutung ist.

4.1.5 Auflösung und Modulationsübertragungsfunktion MTF

Weitere für die CMOS-Bildsensorik wichtige Größen sind die Bildauflösung und die Modulationsübertragungsfunktion (MTF). Die im allgemeinen für die integrierte Bildsensorik im dritten Kapitel beschriebene Problematik der Auflösung der schnellen Bildsensoren ist bei der CMOS-Sensorik vollständig zu übernehmen. Da diese Arbeit einen Nachweis der Möglichkeit der CMOS-Technik und Lösungen für die Realisierung der zweidimensionalen Bildsensorik für Hochgeschwindigkeitskinematographie anbieten soll, und da es, wie später zu sehen ist, eine Vielzahl von Anwendungen gibt, die basierend auf den präsentierten Lösungen keine hohe Auflösung haben müssen, werden in dieser Arbeit zwei integrierte Schaltungen mit 128 × 128 bzw. 256 × 256 Pixel vorgestellt. Die Realisierung einer höheren Bildauflösung verlagert das Problem aufgrund des begrenzten On-Chip-Pixeltakts¹ und

¹Die analoge Signalverarbeitung bei hohen Pixelraten setzt den Einsatz von Verstärkern mit sehr großen Bandbreiten voraus, die einerseits im Konflikt mit günstigem Rauschverhalten und andererseits bei einem VLSI-System im Konflikt mit kleinem Platzbedarf des Verstärkers stehen.

daraus folgender Vielzahl der verwendeten Ausgangskanäle auf das Kamerasystem, so daß das Know-how aus Kamerasystemen mit CCD-Sensoren genutzt werden kann.

Während die Bildauflösung ein Maß für die Wiedergabe der maximalen räumlichen Frequenz gibt, beschreibt die Modulationsübertragungsfunktion (MTF) die Änderungen der räumlichen Frequenzen innerhalb eines optischen Übertragungssystems. Daher ist die MTF als der Quotient der Modulation M_{aus} am Ausgang des optischen Systems und der Modulation M_{ein} am Eingang definiert. Wenn Einfachkeit halber nur die Koordinate f_x im Ortsfrequenzbereich betrachtet wird (da die betrachteten optischen Systeme in x- und y-Richtung gleiche und voneinander unabhängige Eigenschaften aufweisen), ergibt sich MTF zu

$$MTF(f_x) = \frac{M_{aus}(f_x)}{M_{ein}(f_x)}$$
(4.13)

wobei f_x die Ortsfrequenz in x-Richtung darstellt. Eine ausführliche Beschreibung der MTF eines optischen Systems ist in [70, 71] präsentiert.

4.1.6 Blooming und Smearing

Die Problematik der integrierten Bildsensoren bezüglich dieser zwei Effekte wurde im zweiten Kapitel anhand der CCD-Sensoren diskutiert. Genau wie bei CCD-Sensoren entsteht der Überstrahlungseffekt (Blooming) bei CMOS-Sensoren aufgrund der Überschußladung, die die Signalinformation der benachbarten Pixel beeinträchtigt. So kann beispielsweise für den Fall einer eingesetzten Photodiode aufgrund der Überschußladung eine Umpolung von Sperrichtung in Flußrichtung der Photodiode stattfinden, so daß diese Diode mit den Strukturen in den benachbarten Pixeln einen lateralen Bipolartransistor bildet, der diese Ladung in andere Pixel transferiert. Anders als bei CCD-Sensoren sind Nachzieheffekte (Smearing) bei CMOS-Bildsensoren aufgrund des Fehlens des Ladungstransfers in der Regel kein großes Problem. Um Smearing zu unterdrücken, ist es notwendig, den Einfluß des Lichtes während der Auslese des Signals aus der photoempfindlichen Matrix zu unterbinden. Maßnahmen zur Aufhebung dieser beiden für Hochgeschwindigkeitsanwendungen essentiellen Effekte werden im weiteren Ablauf der Arbeit anhand der realisierten Pixel-Schaltungen präsentiert.

4.2 Lichtempfindliche Bauelemente im CMOS-Prozeß

Der photoempfindliche Charakter der Baulemente in CMOS-Technik basiert auf der Generation von Elektron-Lochpaaren im Halbleiter infolge der Photon-Elektron-Wechselwirkung. Falls die Energie eines Photons größer als der Bandabstand zwischen dem Valenz- und Leitungsband ist, wird diese Energie an ein Elektron weitergegeben, so daß das Elektron vom Valenz- in das Leitungsband übergeht und zum Stromfluß beitragen kann. Der Bandabstand des Halbleiters ist eine materialspezifische Größe und beträgt bei Silizium 1.12eV bei Raumtemperatur. Daraus ergibt sich eine maximal detektierbare Wellenlänge von $\lambda = 1.1 \mu m$, die die obere spektrale Empfindlichkeit des Siliziums bestimmt. Die untere Grenze der spektralen Empfindlichkeit ist direkt mit der Tiefe der existierenden Strukturen eines CMOS-Prozesses verknüpft. Dies folgt aus den von Absorbtionskoeffizienten des Halbleiters abhängigen Generationsmechanismen, die den sog. für Bildsensorik relevanten inneren Photoeffekt (die generierten Elektronen bleiben im Halbleiter) bestimmen. Anstatt sich mit diesen Mechanismen, die in [70] ausführlich erklärt sind, näher zu beschäftigen, werden im folgenden bezüglich Hochgeschwindigkeitsanwendungen für Standard-CMOS-Technik relevante photoempfindliche Bauelemente diskutiert.

Unter der Vielfalt der unterschiedlichen photoempfindlichen Bauelemente wie z.B. verschiedene Typen von Photodioden und Phototransistoren [22] eignet sich für Hochgeschwindigkeitsanwendungen eine einfache p-n-Diode und eine Metal-Isolator-Halbleiter-Diode (Photogate) am besten. Sie haben eine schnelle Impulsantwort auf das einfallende Licht und besitzen einen einfachen und technologisch leicht zu realisierenden Aufbau. Obwohl eine Avalanche-Diode vom Aufbau her fast identisch mit einer p-n-Diode ist und damit neben einer ebenso schnellen Impulsantwort zusätzlich eine aufgrund der multiplikativen Effekte hohe Verstärkung besitzt, benötigt sie hohe inverse Biasspannungen, um den Avalanche-Betrieb zu erreichen. Dies führt dazu, daß dieses Bauelement (aufgrund der hohen Biasspannung) nicht zu den Low-Power-Konzepten einer Standard-CMOS-Technik kompatibel ist. Eine *p-i-n*-Diode wird dagegen nicht nur wie eine *p-n*-Diode betrieben, sondern verfügt auch über eine fast ebenso schnelle Impulsantwort wie eine p-n-Diode. Der Nachteil bei diesem Bauelement besteht aber in einem zusätzlichen technologischen Schritt, der ausgeführt werden muß, um die nicht dotierte Zone i zu implantieren. Das Problem des komplizierten technologischen Prozesses ist noch ausgeprägter bei einer Heteroübergang-Diode [22], die zur Bildung der notwendigen Raumladungszone zwei verschiedene Halbleiter benötigt. Der zu der CMOS-Technik kompatible photoempfindliche Bipolar- und der MOS-Transistor selbts haben zwar eine sehr hohe Verstärkung, aber als Nachteil besitzen sie eine sehr langsame Impulsantwort und leiden unter sehr hohem FPN [62].

Im weiteren werden daher nur eine aus einem p-n-Übergang bestehende Photodiode und ein Photogate (das bei CCD-Sensoren als MOS-Kondensator bezeichnet wird) näher betrachtet, wobei auch zu betonen ist, daß beide Bauteile in der Standard-CMOS-Bildsensorik eine breite Anwendung gefunden haben.

4.2.1 Photodiode

Bei einer Photodiode (siehe Abbildung 4.3) werden durch das einfallende Licht die generierten Elektron-Lochpaare an einem p-n-Übergang getrennt. Für die Anwendungen in



Abbildung 4.3: Schematischer Aufbau von Photodioden im Standard-CMOS-Prozeß: n^+ -Diffusion-p-Substratdiode (links) und n-Wanne-p-Substratdiode (rechts).

CMOS-Bildsensoren werden Photodioden mit einer zur CMOS-Technik kompatiblen Spannung in Sperrichtung vorgespannt. Damit bildet sich innerhalb der Raumladungszone eine höhere Feldstärke, die eine kurze Transitzeit gewährleistet. Diese für Hochgeschwindigkeitsanwendungen essentiell wichtige Größe beträgt bei Raumtemperatur 100 ps [22]. Um auf der anderen Seite eine höhere Effizienz zu erreichen, muß die Raumladungszone (RLZ) groß sein, um möglichst viele Photonen in diesem Bereich zu absorbieren. Daher ist ein Kompromiß zwischen der kurzen Transitzeit und einer hohen Effizienz zu erzielen. Obwohl der durch die Ladungsträger innerhalb der RLZ bestimmte Driftstrom den Hauptanteil des generierten Photostroms bildet, tragen auch außerhalb der RLZ verschiedene vergleichsweise langsamere Diffusionsströme zu dem gesamten Photostrom bei [62].

Die Breite w der RLZ sowie der damit verknüpfte Kapazitätsbelag C'_D sind von der Dotierung und angelegter Spannung U_D beeinflußt zu [72]

$$w = \sqrt{\frac{2\epsilon}{q} \frac{(N_A + N_D)}{N_A N_D} (U_F - U_D)}$$

$$(4.14)$$

$$C'_{D} = \sqrt{\epsilon \, q \frac{N_A \, N_D}{2 \, (N_A + N_D)} \frac{1}{(U_F - U_D)}} \tag{4.15}$$

mit den Dotierungen der *n*- und *p*-Zone, N_A und N_D , und der Diffusionsspannung U_F .

Der Ausdruck für die spektrale Empfindlichkeit einer Photodiode ist demjenigen gleich, der auch für einen MOS-Kondensator gilt und kann ähnlich wie in Gleichung (3.3) geschrieben werden

$$S_{\lambda} = \frac{I_{photo}}{\Phi_0} = \eta \frac{e \lambda}{h c}.$$
(4.16)

Falls eine Photodiode ohne Beleuchtung betrieben wird, fließen im äußeren Schaltkreis abhängig von der Vorspannung unterschiedliche Ströme, die einer konventionellen Diode entsprechen. Bei der zusätzlichen Beleuchtung kann daher der Gesamtstrom einer Photodiode I_D durch die Beziehung

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{U_D}{k T/q}} - 1 \right) - I_{photo} = I_{dark} - I_{photo}.$$
(4.17)

beschrieben werden. Der Diffusionsstrom in Flußrichtung $I_S e^{\frac{U_D}{k T/q}}$ und der Sättigungsstrom I_S in Sperrichtung fließen durch die Photodiode im unbeleuchteten Fall und können zu einem Dunkelstrom I_{dark} zusammengefaßt werden. Der Photostrom I_{photo} in Sperrichtung fließt dagegen für den Fall, daß die Photodiode einer Beleuchtung ausgesetzt ist. Abbildung 4.4 zeigt einen qualitativen Verlauf der Kennlinie einer Photodiode mit und ohne Beleuchtung. Alle diese Stromanteile sind voneinander unabhängig und können für das Rauschverhalten getrennt betrachtet werden.



Abbildung 4.4: Kennlinie einer Photodiode.

Ein weiterer wichtiger Aspekt bei der Photodiode stellt ihr Rauschverhalten dar. Abhängig davon, in welchem Arbeitspunkt eine Photodiode arbeitet, unterscheidet man zwischen thermischem Rauschen und Photonen-Schrotrauschen. Das Schrotrauschen beschreibt die stochastischen Fluktuationen der Ladungsträger, die die fließenden Ströme bilden. Ihre Vorzugsrichtung ist durch den *p-n*-Übergang gegeben. Die entsprechende Leistungsdichte der Ströme bei einer in Sperrichtung polarisierten Diode $-U_D \gg kT/q$ (relevanter Betrieb für einen Bildsensor) ergibt sich zu

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} \approx 2 q \left(I_{photo} + I_{dark} \right) \tag{4.18}$$

Das thermische Rauschen beschreibt die Ladungsfluktuationen am differentiellen Ausgangswiderstand r_D für den Fall, daß keine Spannung an der Diode liegt. Die zugehörige Rauschleistungsdichte beträgt

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = \frac{4 \ k \ T}{r_D} \tag{4.19}$$

wobei das um Faktor zwei höhere Rauschen dadurch erklärt werden kann, daß die Ströme sowohl in Vorwärts- als auch in Rückwärtsrichtung fließen. Obwohl sich diese Ströme gegenseitig (signalmäßig) aufheben, bewirken sie zwei unabhängige Rauschprozesse, die unkorreliert sind, so daß sich ihre Varianzen aufaddieren. Das Rauschersatzschaltbild einer Photodiode ist in Abbildung 4.5 gezeigt. Dabei sind C_D die Sperrschicht-Kapazität der Photodiode und r_D der differentielle Ausgangswiderstand:

$$\frac{1}{r_D} = \frac{\partial I_D}{\partial U_D} = \frac{I_s}{k T/q} e^{\frac{U_D}{k T/q}}$$
(4.20)



Abbildung 4.5: Rauschersatzschaltbild einer Photodiode.

4.2.2 Photogate

Einem Photogate oder MOS-Kondensator liegt ebenso eine Trennung der photogenerierten Ladung an der RLZ zugrunde. Das Photogate gehört zur Klasse der Metall-Isolator-Halbleiter (MIS), bei denen anstatt einer Aluminium-Schicht Polysilizium verwendet wird. Für eine funktionsfähige Pixelstruktur verlangt das Photogate, in dessen gebildetem Potentialtopf sich generierte Ladungen aufsammeln, noch zwei Elektroden. Zum einen ist das ein in Polysilizium realisiertes Transfergate, das einen Schiebevorgang zu der Ausgangsdiode gewährleistet. Zum anderen handelt es sich um eine in Metall realisierte Kathode der erwähnten Ausgangsdiode. Von der Ausgangsdiode wird mittels Ausleseschaltung im Pixel die gewonnene Information ausgelesen. Dabei ist die Kapazität der Ausgangsdiode in der Regel größer als von der Eingangsdiode (Photogate), was entsprechend zu einem höheren Spannungshub an der Ausgangsdiode führt. Der Aufbau des mit einem Photogate gebildeten photoempfindlichen Bauelements ist in Abbildung 4.6 gezeigt.



Abbildung 4.6: Aufbau eines Photogates.

4.2.3 Vergleich Photodiode vs. Photogate

Um einen sinnvollen Vergleich zwischen Photodiode und Photogate durchzuführen, ist es notwendig, beide Bauelemente in der Umgebung eines Pixels zu beobachten, bei dem sowohl der integrierte Signalwert als auch der Resetwert ausgelesen wird. Dafür müssen die beiden Strukturen über eine Reset-Funktion verfügen, die dafür sorgt, den Eingangsknoten der im Pixel verwendeten Ausleseverstärker für jede neue Bildaufnahme zurückzusetzen. Die Auslese der beiden Werte selbst ist notwendig, um in der Ausleseschaltung eine Differenz zwischen ihnen bilden zu können, mit deren Hilfe die sog. korrelierte Doppelabtastung ("correlated double sampling", CDS) für eine Reduktion der verschiedenen Rauscheinflüsse realisiert werden kann². Für den angestrebten Vergleich ist ein Ausleseverstärker im Pixel irrelevant, solange er für beide Fälle gleich ist.

 $^{^2\}mathrm{Das}$ Verfahren der korrelierten Doppelabtastung wird später erklärt.

Wie schon erwähnt, besitzt das Photogate zwei getrennte Dioden im Gegensatz zu der Photodiode, bei der Eingangs- und Ausgangsdiode identisch sind. Deswegen ist es beim Photogate möglich, kurz vor dem Schiebevorgang der integrierten Ladung über das Transfergate die Ausgangsdiode zurückzusetzen und den "Reset"-Wert auszulesen. Anschließend wird die aufakkumulierte Ladung unter die Ausgangsdiode transportiert und die Spannung erneut ausgelesen. Die in dem Auslesevorgang implementierte Differenzbildung ermöglicht dabei eine Beseitigung der durch das Zurücksetzen verursachten Ladungsfluktuation.

Da es bei der Photodiode keine separate Ein- und Ausgangsdiode gibt, kann das Zurücksetzen erst nach Signalauslese erfolgen. Dadurch werden die durch den Resetvorgang ausgelösten Ladungsfluktuationen dem "Reset"-Wert überlagert und anschließend gemeinsam ausgelesen. Som it gehen die durch das kTC- oder Resetrauschen ausgelösten Ladungsfluktuationen direkt in das Ausgangssignal ein. Wenn noch dazu berücksichtigt wird, daß vor dem Anfang jeder neuen Bildaufnahme das Pixel zusätzlich zurückgesetzt wird, erscheinen die durch die Resetvorgänge verursachten Ladungsfluktuationen zweifach im Ausgangssignal. Damit steht das vergrößerte kTC-Rauschen im Gegensatz zu demjenigen, das beim Photogate eliminiert wird. Diesem Nachteil des höheren Rauschens steht der höhere Spannungshub gegenüber, der eine direkte Folge des besseren Quantenwirkungsgrades gemäß der Formeln (3.3) und (4.16) ist. Demzufolge ergibt sich ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis, da bei einem linearen Bildsensor diese Größe der Wurzel der Bestrahlungsstärke proportional ist. Dies ist auf eine starke Dominanz des Photonen-Schrotrauschens bei den Bildsensoren zurückzuführen. Einer Untersuchung in [73] folgt, daß bei gleicher Beleuchtung der Signalhub bei einer Photodiode um den Faktor fünf besser als beim Photogate ist. Trotz eines um den Faktor 1.2 schlechteren Rauschens der Photodiode im Vergleich zum Photogate ergibt sich aufgrund des fünfmal höheren Signalhubes ein um 7 dB besseres Signal-Rausch-Verhältnis der Photodiode verglichen mit dem Photogate.

Eine Untersuchung bezüglich des Quantenwirkungsgrades für zwei Photodioden und ein Photogate wurde auch in [74] durchgeführt (siehe Abbildung 4.7). Beim Photogate ist offensichtlich ein schlechterer Quantenwirkungsgrad als bei den beiden Photodioden festzustellen.

Der Grund für einen schlechteren Quantenwirkungsgrad des Photogates liegt in den höheren Absorbtionseigenschaften des verwendeten Polysiliziums. Eine Entschärfung des Problems bei CCD-Sensoren ist mit Hilfe einer dünneren und damit lichtdurchlässigeren Polysiliziumschicht erreicht worden. Der Nachteil einer Neigung zum Abreißen solches Polysiliziums ist mit Hilfe von in regelmäßigen Abständen gelegten zusätzlichen Metalleitungen gelöst worden. Eine andere bei CCD-Sensoren eingesetzte Lösung ist eine Realisierung des Polysiliziums mit einer höheren Transparenz. Diese Maßnahme führt aber aufgrund der geringeren Dotierung des Polysiliziums zur einer Reduktion seiner Leitfähigkeit. Alle erwähnten Maßnahmen erfordern zusätzliche technologische Schritte, was nicht dem Konzept einer Standard-CMOS-Technologie entspricht.



Abbildung 4.7: Gemessener Quantenwirkungsgrad zweier Photodioden und eines Photogates, realisiert in einem 2 μm CMOS-Prozeß [74]. Die Einbrüche in den Kurven sind auf den Einfluß von durch die Oberflächenstrukturen parasitär gebildeten Interferenzfiltern zurückzuführen.

Aufgrund aller aufgezählten Vorteile der Photodiode gegenüber einem Photogate werden im weiteren nur noch Realisierungen der CMOS-Bildsensoren mittels Photodioden betrachtet.

4.3 CMOS-Bildelemente für kurze Belichtungszeiten

Die Berücksichtigung der Problematik der integrierten Bildsensorik für Hochgeschwindigkeitsanwendungen, die unter dem Aspekt der Erfahrungen mit den im dritten Kapitel präsentierten CCD-Sensoren vorgestellt wurden sowie eine große Flexibilität der CMOS-Technik für die Gestaltung der Bildelemente hat die Zielsetzung einiger wichtigen Eigenschaften der CMOS-Bildsensoren stark beeinflußt. Obwohl das Wegfallen von Ladungstransfer als Ausleseprinzip das Problem vom Smearing grundsätzlich entschärft, muß ernsthaft darauf geachtet werden, daß die Bildaufnahme eindeutig von der Auslese der gewonnenen Signalinformation getrennt wird. Mit dieser Entkopplung wird nicht nur eine Unterbindung der Lichteinflüsse auf die auszulesenden Signale, sondern noch einige zusätzliche Eigenschaften realisiert wie z.B. eine nicht-destruktive Auslese oder die Möglichkeit zur Realisierung einer synchronen Bildaufnahme und Auslese. Um außerdem Verzerrungen innerhalb des akquirierten Bildes aufgrund der schnell ablaufenden Ereignisse zu vermeiden, muß dafür gesorgt werden, daß bei einer örtlich abgetasteten Szene jedes Pixel innerhalb der photoempfindlichen Matrix gleich lang belichtet wird. Das setzt die Verwendung eines elektronischen Shutters voraus, der sich in der CMOS-Technik einfach realisieren läßt.

4.3.1 Pixel mit elektronischem Shutter

Die für die meisten Anwendungen realisierten CMOS-Pixel enthalten neben einem photoempfindlichen Bauelement einen "Reset"-Transistor, der dafür sorgt, daß vor jeder neuen Aufnahme das Pixel zurückgesetzt wird. Unabhängig davon, ob das Pixel einen Auslesetransistor besitzt, ist das Verhältnis zwischen der Bildaufnahme und der Auslese ähnlich wie bei einem FT-CCD-Sensor (siehe Unterkapitel 2.2.1). Wenn der Bildsensor durchgehend belichtet wird, vergrößert sich während der Auslese durch das einfallende Licht die akkumulierte Ladung an der Kapazität der Photodiode (genannt auch Detektorkapazität) in den Pixeln. Dies führt bei der Aufnahme von schnell ablaufenden Ereignissen zu einer Informationsverfälschung.



Abbildung 4.8: Pixelstruktur mit elektronischem Shutter für High-Speed Anwendungen.

Ein für Hochgeschwindigkeitsanwendungen geeignetes Pixel kann durch den Einbau eines Schalters und eines zusätzlichen Speicherkondensators realisiert werden, wie in Abbildung 4.8 gezeigt ist. Als lichtempfindliches Bauelement wurde aufgrund des in 3.2.3 diskutierten Vergleichs eine Photodiode PD mit der Kapazität C_D gewählt. Die Reset-Funktion ist durch den Transistor M1 realisiert. Der Transistor M2 stellt den elektronischen Shutter dar, indem er die Photodiode und den Speicherkondensator C_S kurzschließen oder vollständig entkoppeln kann. Über den Transistor M4 wird das Pixel während der Auslese an die zugehörige Spaltenleitung angeschlossen. Eine ähnliche Pixelstruktur ist in [75] ohne Verstärker A vorgeschlagen. Für eine schnelle Auslese ist der Verstärker A notwendig, um die große parasitäre Kapazität der Spaltenleitung zu treiben, sowie eine Anfälligkeit gegenüber dem Übersprechen zu reduzieren. Andererseits würde eine sehr aufwendige Optimierung des Rauschverhaltens notwendig (beispielsweise eine starke Bandbegrenzung der eingesetzten Spaltenverstärker). Dieser Fall entspräche einer Ladungsauslese. Der Verstärker A kann als Source-Folger oder Transkonduktanz-Verstärker realisiert werden. Die Vor- und Nachteile der jeweiligen Struktur werden anhand zweier realisierter Bildsensor-Schaltungen im späteren Teil der Arbeit deutlich.

Das in Abbildung 4.8 gezeigte Pixel kann in zwei verschiedenen Modi betrieben werden. Im Standard-Modus wird am Anfang jeder neuen Bildaufnahme bei geschlossenem Shuttertransistor das Pixel zurückgesetzt. Damit sind sowohl Detektor- als auch Speicherkondensator auf die Referenzspannung U_{ref} aufgeladen. Die Aufnahme beginnt, wenn der Resetvorgang beendet ist. Dann entlädt der generierte Photostrom zwei parallel geschalteten Kondensatoren, deren Summe den Kapazitäten $C_D + C_S$ entspricht. Durch das Öffnen des Shuttertransistors wird bei einer vollständigen Entkopplung des Speicherkondensators von der Photodiode die Integration abgeschlossen. Dann kann eine nichtdestruktive Auslese starten. Die nach vollendeter Integration T_{int} generierte Spannung U_{int} bildet mit der Referenzspannung U_{ref} die Spannung U_{pix} , die für die Auslese am Kondensator C_S gespeichert bleibt

$$U_{pix} = U_{ref} - \frac{I_{photo} T_{int}}{C_D + C_S} = U_{ref} - \frac{S_\lambda A_D E T_{int}}{C_D + C_S}$$
(4.21)

wobei die Spannung U_{int} wie folgt definiert ist:

$$U_{int} = \frac{I_{photo} T_{int}}{C_D + C_S} = \frac{S_\lambda A_D E T_{int}}{C_D + C_S}.$$
(4.22)

Im S/H-Modus wird ebenso das Pixel zuerst bei geschlossenem Shuttertransistor zurückgesetzt, so daß beide Kapazitäten auf die Referenzspannung U_{ref} aufgeladen sind. Der Unterschied besteht darin, daß der Resetvorgang endet, indem Shutter- und unmittelbar danach Resettransistor geöffnet werden. Dadurch entlädt der generierte Photostrom beim entkoppelten Speicherkondensator (der Shuttertransistor ist geöffnet) nur den Detektorkondensator C_D . Nach der abgeschlossenen Integration wird die akquirierte Spannung auf dem Speicherkondensator mit einem kurzzeitigen Schließen des Shuttertransistors abgetastet und gespeichert. Wie im ersten Fall erfolgt eine nichtdestruktive Auslese. Obwohl die tatsächliche Integration (bei entkoppeltem Speicherkondensator) nur am Detektorkondensator C_D stattfindet, entspricht nach dem Abtasten der integrierten Spannung (und durchgeführten Ladungsausgleich) die am Speicherkondensator C_S gespeicherte und auszulesende Spannung U_{pix} dem Ausdruck aus Gleichung (4.21) beim Standard-Modus. Die Responsivität beträgt daher für beide vorgestellten Modi gemäß der Gleichung (4.1)

$$\mathcal{R}_{\lambda}\Big|_{Stand.} = \mathcal{R}_{\lambda}\Big|_{S/H} = \frac{1}{T_{int}} \frac{dU_{pix}}{dE} = \frac{\mathcal{S}_{\lambda} A_D}{C_D + C_S}.$$
(4.23)

Die Auslesezeit der gespeicherten Spannungen, deren Zeitschema für die beiden Betriebsmodi in Abbildung 4.9 gezeigt ist, bildet zusammen mit der Integrationszeit die gesamte Bilddauer. Damit ist die maximale Integrationszeit gleich der Differenz der gesamten Bilddauer und der durch die Geschwindigkeit der Ausleseelektronik bestimmten Auslesezeit.



Abbildung 4.9: Zeitschema des Pixels für Standard- und S/H-Modus.

Bei der Dimensionierung der beiden Kapazitätswerte im Pixel ist neben dem Ziel einer kleinen Pixelfläche bzw. eines hohen Füllfaktors auf die Ladungsinjektion beim Betätigen des Shutters und auf das resultierende Rauschen zu achten. Als guter Kompromiß zeigt sich, daß die Speicherkapazität ungefähr gleich der Detektorkapzität der Photodiode $C_S \approx C_D$ zu wählen ist.

Um zwei Betriebsmodi vollständig zu untersuchen, wird auf ihr unterschiedliches Rauschverhalten und damit das verknüpfte Signal-Rausch-Verhältnis und den Dynamikbereich näher eingegangen. Dabei wird für die bevorstehende Rauschanalyse der Rauschbeitrag des Pixelverstärkers A wegen des beabsichtigten Vergleichs mit den anderen Pixelstrukturen der Einfachheit halber vernachlässigt werden. So erscheint am Ausgangsknoten des Pixels (am Kondensator C_S) im Standard-Modus für den Fall des Photonenrauschens eine Rauschspannung von

$$\overline{u_{n,ph}^2}\Big|_{Stand.} = \frac{q \, I_{photo} \, T_{int}}{(C_D + C_S)^2} = \frac{q \, U_{int}}{C_D + C_S} \tag{4.24}$$

bzw. im Fall des Dunkelstromrauschens eine Rauschspannung

$$\overline{u_{n,dark}^2}\Big|_{Stand.} = \frac{q \, I_{dark} \, T_{int}}{(C_D + C_S)^2} = \frac{q \, U_{dark}}{C_D + C_S} \tag{4.25}$$

wobei U_{dark} der Spannung entspricht, die durch den Dunkelstorm I_{dark} während T_{int} auf Kapazität $C_D + C_S$ aufintegriert wird:

$$U_{dark} = \frac{I_{dark} T_{int}}{C_D + C_S}.$$
(4.26)

Im S/H-Modus wird nur auf der Photodiodenkapazität C_D integriert, so daß nach der abgeschlossenen Integration bzw. während des Abtastens der integrierten Photospannung ein Ladungsausgleich stattfindet. Die durch die Rauschladung am Speicherkondensator C_S verursachte Varianz der Rauschspannung des Photonenrauschens beträgt (in Anbetracht der U_{int} aus Gleichung (4.21))

$$\overline{u_{n,ph}^2}\Big|_{S/H} = \frac{q \, I_{photo} \, T_{int}}{(C_D + C_S)^2} = \frac{q \, U_{int}}{C_D + C_S} \tag{4.27}$$

bzw. für den Fall des Dunkelstromrauschens mit Spannung U_{dark} aus Gleichung (4.26)

$$\overline{u_{n,dark}^2}\Big|_{S/H} = \frac{q \, I_{dark} \, T_{int}}{(C_D + C_S)^2} = \frac{q \, U_{dark}}{C_D + C_S}.$$
(4.28)

Während für beide Modi das Photonen- und das Dunkelstromrauschen gleich sind, unterscheiden sich die Beiträge des kTC-Rauschens je nach verwendetem Betriebsmodus aufgrund der unterschiedlichen Schaltvorgänge (siehe Abbildung 4.9), die das kTC-Rauschen verursachen. Im Standard-Modus tragen die Innenwiderstände der Transistoren M1 und M2aufgrund ihres thermischen Rauschens während des Resets der beiden Kapazitäten C_D und C_S (M1 und M2 sind geschlossen) zu dem Rauschen am Ausgang des Pixels (am Kondensator C_S) bei. Zudem erzeugt der Innenwiderstand des Shuttertransistors M2 während der durchgeführten Integration (M1 ist geöffnet und M2 ist geschlossen) ebenfalls das thermische Rauschen am Ausgang des Pixels. Angenommen, daß die Spannung an den Transistoren M1 und M2 sowie ihre Steilheiten gleich sind, sind ihre Innenwiderstände $(R_{M1}$ und $R_{M2})$ ebenso gleich. Mit dieser Annahme ergibt sich unter Berücksichtigung der Rauschbeiträge der beiden betrachteten relevanten Schaltzustände die Rauschleistung des gesamten kTC-Rauschens im Pixel zu

$$\overline{u_{n,kTC}^2}\Big|_{Stand.} = k T \left[\frac{1}{C_D/2 + C_S} + \frac{C_D}{C_S} \frac{1}{C_D + C_S} \right].$$
(4.29)

Im S/H-Modus entstehen ähnlich, folgend den Schaltzuständen gemäß Abbildung 4.9, die Rauschbeiträge, die von den Innnenwiderständen der Transistoren M1 und M2 stammen. Während des Resets beider Kondensatoren bzw. während des Abtastvorgangs, wo die gleiche Rauschleistung am Ausgang des Pixels entsteht, muß im S/H-Modus noch der Rauschanteil für den Fall berücksichtigt werden, der vor dem Beginn der Integration, d.h. wenn nur der Resettransistor M1 geschlossen ist, entsteht. Da aufgrund des thermischen Rauschens des Innenwiderstands R_{M1} eine mittlere Rauschladung $\overline{Q_{n,kTC,M1}} = \sqrt{kTC_D}$ am Kondensator C_D hervorgerufen wird, erscheint am Ausgang erst nach dem Ladungsausgleich (während des Abtastvorgangs) die dadurch verursachte Rauschspannung $\overline{u_{n,kTC,M1}} = \sqrt{kTC_D/(C_D + C_S)^2}$. Unter Annahme der Unabhängigkeit aller zu dem Rauschen beitragenden Rauschanteile errechnet sich die gesamte Rauschleistung des kTC-Rauschens am Ausgang als

$$\overline{u_{n,kTC}^2}\Big|_{S/H} = kT \left[\frac{1}{C_D/2 + C_S} + \frac{C_D}{C_S} \frac{1}{C_D + C_S} + \frac{C_D}{(C_D + C_S)^2} \right]$$
(4.30)

Da der Rauscheinfluß der Ladungsinjektion bei Schaltvorgängen des Shuttertransistors aufgrund kleiner parasitären Kapazitäten des Shuttertransistors gegenüber der Kapazität am Eingangsknoten vom Pixelverstärker vernachlässigt werden kann, läßt sich aus allen vorgestellten Rauschanteilen das Signal-Rausch-Verhältnis für beide Modi (ohne Pixelverstärker und gesamter Ausleseelektronik) einfach zu

$$SNR_{dB}\Big|_{Stand.} = 10 \log \frac{(C_D + C_S) U_{int}^2}{q \left[U_{int} + U_{dark} + U_T \left(1 + \frac{C_D}{C_D + 2C_S} + \frac{C_D}{C_S} \right) \right]}$$
(4.31)

beziehungsweise

$$SNR_{dB}\Big|_{S/H} = 10 \log \frac{(C_D + C_S)U_{int}^2}{q \left[U_{int} + U_{dark} + U_T \left(1 + \frac{C_D}{C_D + 2C_S} + \frac{C_D}{C_S} + \frac{C_D}{C_D + C_S} \right) \right]}$$
(4.32)

berechnen, wobei für die Temperaturspannung $U_T = kT/q$ gilt. Während die beiden Betriebsmodi die gleichen Photonen- und Dunkelstromrauschen aufweisen, ist das kTC-Rauschen im Standard- geringer als im S/H-Modus. Daraus ergibt sich ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) sowie ein größerer Dynamikbereich (DR) beim Standard-Modus. Im einzelnen gilt für beide Modi jeweils ein Dynamikbereich (DR) von

$$DR_{dB}\Big|_{Stand.} = 10 \log \frac{(C_D + C_S)U_{int}^2}{q \left[U_{dark} + U_T \left(1 + \frac{C_D}{C_D + 2C_S} + \frac{C_D}{C_S} \right) \right]}$$
(4.33)

beziehungsweise

$$DR_{dB}\Big|_{S/H} = 10 \log \frac{(C_D + C_S) U_{int}^2}{q \left[U_{dark} + U_T \left(1 + \frac{C_D}{C_D + 2C_S} + \frac{C_D}{C_S} + \frac{C_D}{C_D + C_S} \right) \right]}.$$
 (4.34)

Aufgrund des besseren Signal-Rausch-Verhältnisses und des besseren Dynamikbereichs bei einer gleichen Responsivität sowie der Möglichkeit eines zuverlässigeren Antiblooming-Mechanismus (eine Erklärung folgt) wird der Betrieb des Pixels im Standard-Modus für die Hochgeschwindigkeitsanwendungen bevorzugt.

Bevor auf eine alternative Lösung für ein Pixel in Hochgeschwindigkeitsanwendungen eingegangen wird, werden noch die Maßnahmen zur Unterdrückung von Smearing und Blooming beschrieben. So ist beim Pixelentwurf in bezug auf die Unterdrückung von Smearing von eminenter Bedeutung, daß der Speicherkondensator von dem einfallenden Licht gut abgeschirmt ist. Zudem muß dafür gesorgt werden, daß der Shuttertransistor sowie der Eingangsknoten der Pixelausleseverstärker ebenso vor dem Einfluß des parasitären Lichtes geschützt sind. Nur dadurch ist gewährleistet, daß während der Auslese die auszulesende Spannung am Speicherkondensator vom Einfluß einer parasitären Photodiode nicht beeinträchtigt wird. Die parasitäre Diode stellt entweder eine Drain (oder Source)-Substrat-Diode des Shuttertransistors dar, die an dem Speicherkondensator angeschlossen ist, oder ergibt sich selbst durch photoempfindliche Schichten des Speicherkondensators. Die Abschirmung der anderen aktiven Bauteile im Pixel ist nicht strikt notwendig, ist aber aufgrund der Einflüsse der an diesen Strukturen ausgelösten Photoströme sehr empfehlenswert, da sie beispielsweise im Falle des Resettransistors die Empfindlichkeit des Pixels geringfügig beeinträchtigen können oder für den Fall des Selekttransistors geringere Leckströme zur Spaltenleitung auslösen können.

Um den Blooming-Effekt zu unterdrücken, ist der Resettransistor als ein Verarmungs-MOS-Transistor (mit einer niedrigeren Schwellenspannung von $U_t \approx 0 V$) zu wählen. Für den Fall einer Uberschußladung wird das Diodenpotential nach unten gezogen und bevor die Photodiode in Flußrichtung umgepolt wird, wird der Resettransistor leitend. Damit übernimmt er den fließenden Photostrom und führt die Überschußladung ab. Da die Schwellenspannung vom Resettransistor um ca. 1 V geringer als die des Shuttertransistors ist, wird gleichzeitig dafür gesorgt, daß der Shuttertransistor während der Auslese niemals leitend wird. Dieser Antiblooming-Mechanismus kann bei dem Pixel im Standard-Modus durch ein gezieltes Einschalten des Resettransistors während der Auslese unterstützt werden. Dies hätte eine um $U_{DD} \cdot (N \times N) \cdot I_{photo}$ höhere Verlustleistung zur Folge. Zusätzlich ist es möglich, auf Kosten der Fläche die benachbarten Pixel mit den Substratkontakten oder vergleichbaren technologischen Maßnahmen in einem Standard-CMOS-Prozeß elektrisch zu isolieren.

4.3.2 Pixel für synchrone Integration und Auslese

Eine andere Pixelstruktur, die für Hochgeschwindigkeitsanwendungen von Interesse ist, soll eine synchrone Bildaufnahme und Auslese der Signale aus der photempfindlichen Matrix ermöglichen. Bei so einem Pixel wäre die maximale Integrationsdauer nicht mehr durch eine Differenz zwischen der Bilddauer und der Auslesezeit, sondern nur durch die Bilddauer selbst bestimmt. Dabei soll ebenfalls eine synchrone Belichtung aller Pixel innerhalb der Matrix ermöglicht werden. Eine gute Unterdrückung von Smearing und Blooming ist ein weiteres zu erfüllendes Kriterium. Alle diese Anforderungen sollten bei einem hohen Füll-Faktor gewährleistet werden.

Für eine Lösung der angestrebten Pixelstruktur gäbe es zwei Ansätze, die jeweils eine Erweiterung der Struktur des zuvor präsentierten Pixels erfordern. Ein Ansatz zur Realisierung des Pixels für eine synchrone Integration und Auslese ist in Abbildung 4.10 gezeigt. Dieses Pixel hat im Vergleich zu dem zuvor präsentierten Pixel einen zusätzlichen Schaltertransistor *M*5, um den Speicherkondensator getrennt zurückzusetzen, womit ein gleichzeitiges Zurücksetzen von Dioden- und Speicherkondensator entfallen kann. Wie aus dem zugehörigen Zeitschema, bei dem alle ausgeführten Signale global und für alle Pixel gleich sind, in Abbildung 4.10 zu entnehmen ist, kann nach dem Abtasten der integrierten Photospannung die Photodiode wieder zurückgesetzt werden und während der Auslese der gerade ermittelten Signalinformation eine neue Bildaufnahme gestartet werden. Die Dauer der Integration läßt sich dabei aus der Länge des "Reset"-Signals bestimmen.

Bei diesem Pixel findet die durch die Photointegration ausgeführte Bildaufnahme wie beim S/H-Modus des zuvor vorgestellten Pixels nur an dem Detektorkondensator C_D statt. Ebenfalls findet nach der abgeschlossenen Integration ein Ladungsausgleich statt, so daß unter Annahme gleicher Kapazitätswerte und optisch wirksamer Fläche die Responsivität sowie Photonen- und Dunkelstromrauschen gleich den Werten des einfachen Pixels sind (siehe Gleichungen (4.23), (4.24), (4.25), (4.27), (4.28)). Das kTC-Rauschen muß aufgrund der unter-



Abbildung 4.10: Pixelstruktur mit einem zusätzlichen Schalter für eine synchrone Integration und Auslese (oben) und das dazu gehörige Zeitschema.

schiedlichen Ansteuerung der Schaltertransistoren im Pixel zusätzlich untersucht werden. So können folgend dem Zeitschema aus Abbildung 4.10 die Rauschanteile des kTC-Rauschens gemäß den relevanten Schaltzuständen festgestellt werden, in denen mindestens einer der Schaltertransistoren geschlossen ist. (Solange die Integration stattfindet, entsteht kein kTC-Rauschen.) Während die Transistoren M2 und M5 geschlossen sind, zeigt sich der Einfluß ihres thermischen Rauschens direkt am Ausgang des Pixels abhängig von der zugehörigen Übertragungsfunktion der jeweiligen Rauschquelle. Dagegen wird durch den Resettransistor M1 die ausgelöste Rauschladung $\overline{Q_{n,kTC,M1}} = \sqrt{kTC_D}$ erst nach der abgeschlossenen Integration bzw. nach dem Abtastvorgang am Ausgang als Rauschspannung erscheinen. Werden alle diese unabhängige Rauschanteile, die am Ausgang entstehen berücksichtigt, errechnet sich die gesamte Rauschleistung am Ausgang zu

$$\overline{u_{n,syn,kTC}^2} = k T \left[\frac{1}{C_S} + \frac{C_D}{C_S} \frac{1}{C_D + C_S} + \frac{C_D}{(C_D + C_S)^2} \right].$$
(4.35)

Aus den beschriebenen Rauschanteilen ergeben sich entsprechend die Ausdrücke für das Signal-Rausch-Verhältnis und den Dynamikbereich zu

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{(C_D + C_S) U_{int}^2}{q \left[U_{int} + U_{dark} + U_T \left(1 + 2 \frac{C_D}{C_S} + \frac{C_D}{C_D + C_S} \right) \right]}$$
(4.36)

$$DR_{dB} = 10 \log \frac{(C_D + C_S) U_{int}^2}{q \left[U_{dark} + U_T \left(1 + 2 \frac{C_D}{C_S} + \frac{C_D}{C_D + C_S} \right) \right]}.$$
(4.37)

Wie den obigen Gleichungen zu entnehmen ist, ergibt sich aufgrund des höheren kTC-Rauschens gegenüber dem einfachen Pixel mit elektronischem Shutter ein schlechteres Signal-Rausch-Verhältnis und ein schlechterer Dynamikbereich. Der Vorteil dieses Pixels gegenüber dem einfachen Pixel mit elektronischem Shutter besteht bei gleicher Responsivität trotz schlechteren SNR und DR in der Möglichkeit zur Einstellung einer vom Ausleseprozeß unabhängigen Integrationsdauer. Um aber genau gleiche Kapazitätswerte von C_D und C_S sowie eine gleiche optisch wirksame Fläche zu erzielen, muß zwangsläufig eine insgesamt größere Pixelfläche mitgerechnet werden. Bei zweidimensionalen Bildsensoren könnte dies eine ernsthafte Einschränkung bezüglich der gesamten Chipfläche ergeben. Andererseits führt eine Beibehaltung gleicher Pixel- und enstprechend gelicher Chipfläche zu schlechteren als den oben genannten Größen. Als Resümee läßt sich sagen, daß sich ein Einsatz dieses Pixels gemäß der diskutierten Ergebnisse und eines zur Verfügung stehenden CMOS-Prozesses nur in den Fällen lohnt, in denen die maximale Integrationszeit auf Kosten größerer Chipfläche oder schlechterer Responsivität und Rauscheigenschaften unbedingt die Bilddauer erreichen soll.

Ein anderer Ansatz zur Realisierung des Pixels für synchrone Integration und Auslese, bei dem neben dem zuvor verwendeten Pixelverstärker (jetzt als A1 bezeichnet) anstatt eines Schalters ein zusätzlicher Verstärker A0 verwendet wird, ist in Abbildung 4.11 gezeigt. Der als Shutter bezeichnete Transistor M2 dient zum Abtasten der Spannung, die sich am Ausgang vom Verstärker A0 nach der Integration gebildet hat. Da dieser Verstärker bei geschlossenem Schalter M2 den Speicherkondensator C_S treibt, entfällt das Vorladen des Speicherkondensators C_S , was beim ersten Ansatz der Pixelstruktur notwendig war. Ein



Abbildung 4.11: Pixelstruktur mit einem zusätzlichen Verstärker für eine synchrone Integration und Auslese (oben) und dazu gehöriges Zeitschema (unten).

Zeitschema zur Funktionsweise dieses Pixels, bei dem die Integrationsdauer maximal bis auf die Bilddauer gesetzt werden kann, ist ebenso in Abbildung 4.11 gezeigt.

Bei dieser Pixelstruktur ergibt sich aufgrund der nur auf der Detektorkapazität der Photodiode C_D stattgefundenen Photointegration und des zusätzlich verwendeten Verstärkers A0, der die gewonnene Photospannung zum Speicherkondensator C_S buffern soll, eine höhere Responsivität als bei den bisher beschriebenen Pixeln. Damit fällt während der Integration der Einfluß der Kapazität C_S sowie der Ladungsausgleich beim Abtasten der gewonnenen Photospannung weg. Die Responsivität beträgt dabei

$$\mathcal{R}_{\lambda}\Big|_{Synch.} = \mathcal{S}_{\lambda} \frac{A_D}{C_D}.$$
(4.38)

Wird aus Platzgründen der Verstärker A0 als Source-Folger realisiert, entsteht aufgrund des Substrateffekts ein Pegelverlust des Signals. Für den Zweck ist es daher empfehlenswert, einen nicht-implantierten (oder selbstleitenden) MOS-Transistor mit einer Schwellenspannung $U_{th} \approx 0 V$ zu verwenden, um den Substrateffekt zu minimieren und damit einen Verlust des Signalhubes möglichst gering zu halten. Für die folgende Rauschuntersuchung wird dieser Effekt vollständig vernachlässigt werden.

Aufgrund der obigen Überlegungen wird nicht nur die integrierte Photospannung am auszulesenden Speichertransistor C_S erscheinen, sondern auch eine durch eine mittlere Rauschladung des Photonenrauschens $\overline{Q}_{n,ph} = \sqrt{q I_{photo} T_{int}}$ am Kondensator C_D entstandene Rauschspannung. Ähnlich erscheint durch den Einsatz des Verstärkers A_0 am Speicherkondensator C_S das Dunkelstromrauschen, dessen mittlere Rauschladung $\overline{Q}_{n,ph} = \sqrt{q I_{dark} T_{int}}$ entspricht, bzw. der kTC-Rauschanteil, dessen Rauschladung durch das thermische Rauschen des Innenwiderstandes des Resettransistors ausgelöst und am Kondensator C_D als $\overline{Q}_{n,kTC,M1} = \sqrt{kT C_D}$ abgespeichert wird. Der andere kTC-Rauschanteil wird durch den zweiten Schaltvorgang des Shuttertransistors M2 ausgelöst. Werden alle diese Rauschanteile am Kondensator C_S berücksichtigt, errechnet sich am Ausgang des Pixels eine gesamte Rauschspannung (wiederum ohne das Rauschen des Ausgangspixelverstärker A1 in Betracht zu ziehen) mit U_{int} und U_{dark} aus den Gleichungen (4.22), (4.26) zu

$$\overline{u_{n,syn}^2} = \frac{q \, U_{int} \left(C_D + C_S\right)}{C_D^2} + \frac{q \, U_{dark} \left(C_D + C_S\right)}{C_D^2} + \frac{k \, T}{C_D} + \frac{k \, T}{C_S} + \overline{u_{n,A0}^2} \tag{4.39}$$

Daraus ergeben sich das Signal-Rausch-Verhältnis und der Dynamikbereich dieses Pixels mit U_{int} aus Gleichung (4.22) (wegen eines besseren Vergleichs mit den zuvor beschriebenen Pixeln) als

$$SNR_{dB} = 10 \log \frac{(C_D + C_S) U_{int}^2}{q \left(U_{int} + U_{dark} + U_T \frac{C_D}{C_S} \right) + \overline{u_{A_0}^2} \frac{C_D^2}{C_D + C_S}}$$
(4.40)

$$DR_{dB} = 10 \log \frac{(C_D + C_S) U_{int}^2}{q \left(U_{dark} + U_T \frac{C_D}{C_S} \right) + \overline{u_{A_0}^2} \frac{C_D^2}{C_D + C_S}}.$$
(4.41)

Verglichen mit dem einfachen Pixel mit elektronischem Shutter im Standard-Modus bzw. mit dem Pixel für eine synchrone Integration und Auslese ohne zusätzlichen Buffer weist dieses Pixel aufgrund der Dominanz des Photonenrauschens ein nahezu gleiches Signal-Rausch-Verhältnis (ohne diese Annahme ist es schlechter), dagegen aufgrund des Rauschens des zusätzlichen Buffers einen schlechteren Dynamikbereich auf. Aufgrund des Rauschens des zusätzlichen Verstärkers sind ebenso schlechtere Werte im Vergleich zum S/H-Modus des einfachen Pixels mit elektronischem Shutter zu erwarten. Dies gilt insbesondere deswegen, weil aus Platzgründen sogar beim Source-Folger die Transistoren mit minimalen Strukturen eingesetzt werden müssen, so daß das 1/f-Rauschen das Grundrauschen des Pixels beeinträchtigt. Daher wäre eine Maßnahme zur Unterdrückung des 1/f-Rauschens zwischen allen vorgestellten Lösungen bei diesem Pixel am wichtigsten. Mit einer 1/f-Rauschunterdrückung würde dieses Pixel dann einen Dynamikbereich im Bereich des einfachen Pixels im Standard-Modus aufweisen.



Abbildung 4.12: Zwei Pixelstrukturen für synchrone Integration und Auslese mit einem zusätzlich eingebauten Verstärker. Der Verstärker A1 sowie der Selekttransistor M4 sind hier nicht gezeigt.

Zwei schaltungstechnische Möglichkeiten zur vollständigen Realisierung des in Abbildung 4.11 vorgestellten Pixels für synchrone Integration und Auslese sind ohne Ausgangspixelverstärker und Selekttransistor in Abbildung 4.12 gezeigt. Für die Realisierung des Verstärkers A0 sind zwei NMOS-Transistoren, einer mit geringerer Schwellenspannung $(U_t \approx 0 V)$ für den Source-Folger M5, bzw. ein Anreicherungstyp für den Lasttransistor M6 (er benötigt zusätzlich eine Biasspannung U_{bias}), eingesetzt worden. Das erste Pixel (links) bildet genau die Struktur aus Abbildung 4.11 nach, wohingegen beim anderen Pixel (rechts) der Shuttertransistor in die Verstärkerstufe verlegt wurde. In beiden Fällen sind zwei zusätzliche Transistoren, die jeweils eine Zuleitung für die notwendige Biasspannung benötigen, in das Pixel eingebaut. Damit ist eine wichtige Größe dieses Pixels stark beeinträchtigt: bei gleicher Pixelfläche reduziert sich der Füll-Faktor noch mehr als beim ersten vergleichbaren Ansatz. Daher ist es wiederum notwendig größere Pixelmaße als beim ersten Ansatz des Pixels für eine synchrone Integration und Auslese zu schaffen, um die gleichen Kapazitätswerte sowie eine gleich große optisch wirksame Fläche und damit ein vergleichbares SignalRausch-Verhältnis und einen vergleichbaren der Dynamikbereich zu erreichen. Andersrum wäre es zu erwarten, daß bei den vergleichbaren Pixelmaßen insbesonders im Vergleich zu dem einfachen Pixel mit elektronischem Shutter das Signal-Rausch-Verhältnis und der Dynamikbereich schlechter werden. Unabhängig von der Pixelgröße und damit der Größe der Detektorkapazität bleibt die Responsivität dieses Pixels gemäß Gleichung (4.38) höher als bei den anderen zuvor präsentierten Lösungen. Aufgrund dessen sowie der zuvor präsentierten Ergebnisse bezüglich des Signal-Rausch-Verhältnisses und des Dynamikbereiches ist diese Pixelstruktur nur dann zu verwenden, wenn eine höhere Reponsivität und vor allem eine Integrationsdauer erreicht werden muß, die der maximalen Integrationsdauer entspricht.

In beiden Ansätzen für eine synchrone Integration und Auslese muß der Speicherkondensator des Pixels ebenfalls vor dem Licht gut abgeschirmt sein. Für das vertikale Antiblooming sorgt wiederum der Resettransistor, der aufgrund der reduzierten Schwellenspannung bei einer zu starken Beleuchtung (das Diodenpotential wird nach unten gezogen) leitend wird. Das Einschalten des Resettransistors als zusätzliche Maßnahme zum Anti-Blooming steht im Gegensatz zu der während der Auslese ständig durchgeführten Integration und kann deswegen nicht angewendet werden.

4.4 Grundsätze der rauscharmen CMOS-Schaltungstechnik für 2D-Bildsensorik

Die Entwicklung von schnellen zweidimensionalen CMOS-Bildsensoren erfordert den Einsatz von schnellen und rauscharmen Schaltungen. Da ein Bildsensor eine VLSI-Schaltung darstellt, ist es wichtig, auch auf die Aspekte zu achten, die im Gegensatz zum rauscharmen Entwurf stehen, wie beispielsweise der Platzbedarf und die resultierende Verlustleistung bei insbesondere spaltenorganisierten N analogen Prozessoren (siehe Abbildung 4.1).

In diesem Unterkapitel geht es nicht darum, konkrete Schaltungen vorzuschlagen und zu untersuchen, sondern auf das Rauschverhalten von Grundbausteinen der CMOS-Technik, d.h. MOS-Transistoren und Operationsverstärker, anhand ihrer Modelle einzugehen. Im Anschluß wird ein Verfahren, das zur Rauschunterdrückung in CCD-Bildsensoren zum ersten Mal in [76] angewendet wurde, nämlich die korrelierte Doppelabtastung ("correlated double sampling", CDS), mit seinen Einflüssen auf das Rauschen in Schaltungen vorgestellt.

4.4.1 Rauschmodell für MOS-Transistor

Der MOS-Transistor als wichtigstes Bauelement jeder CMOS-Schaltung (siehe Anhang A) besitzt abhängig von seinem Arbeitspunkt verschiedene Rauschanteile. Für den Einsatz in schnellen CMOS-Bildsensoren ist sein Betrieb in der starken Inversion [77,78] von Interesse. Das setzt bezüglich des Rauschens einen thermischen Anteil für den Betrieb im ohmschem Bereich sowie einen sowohl thermischen als auch niederfrequenten Anteil im Sättigungsbereich voraus. Dabei ist bei niedrigeren Frequenzen das 1/f-Rauschen dominant.

Das Rauschen eines MOS-Transistors kann mit Hilfe einer eingangsseitigen Rauschleistung der Spannung $S_{u,e}$ oder einer ausgangsseitigen Rauschleistung des Stromes $S_{i,a}$ modelliert werden, wobei die Beziehung zwischen diesen zwei Größen als

$$S_{i,a} = g_m^2 \, S_{u,e} \tag{4.42}$$

mit g_m als Transkonduktanz des Transistors beschrieben werden kann. Ein Rauschersatzschaltbild des MOS-Transistors ist in Abbildung 4.13 gezeigt. (Das Ersatzschaltbild des rauschfreien MOS-Transistors ist in Anhang A zu finden.)



Abbildung 4.13: Rauschersatzschaltbild des MOS-Transistors.

Falls der MOS-Transistor in Sättigung $(U_{ds} \geq U_{gs} - U_t)$ arbeitet, entsteht aufgrund der Ladungsfluktuationen im Kanal ein thermisches Rauschen mit der Rauschleistungdichte

$$S_{u,e} = \frac{\overline{u_{n,th}^2}}{\Delta f} = 4 \, k \, T \, \gamma \, \frac{1}{g_m},\tag{4.43}$$

wobei γ von Arbeitspunkt des Transistors abhängig ist und die Werte 2/3 – 10 annehmen kann [79]. Der Parameter γ wird üblicherweise bei einem Langkannal-MOS-Transistor (L >1.7 μ m) in [80] als $\gamma = 2/3$, bzw. bei einem Kurzkanaltransistor in [80, 81] als $\gamma = 2.5$ modelliert. Die Transkonduktanz g_m des MOS-Transistors beträgt dabei

$$g_m = \mu C'_{ox} \frac{W}{L} (U_{gs} - U_t) = \sqrt{\frac{2 C'_{ox} W}{L} I_d}.$$
 (4.44)

Für $U_{ds} \leq U_{gs} - U_t$ arbeitet der MOS-Transistor im ohmschen Bereich (Betrieb z.B. als Schalter) und die Rauschleistungsdichte des thermischen Rauschens beträgt dabei

$$S_{u,e} = \frac{\overline{u_{n,th}^2}}{\Delta f} = 4 \, k \, T \, \frac{1}{g} \tag{4.45}$$

mit einem ohmschen Leitwert des geschlossenen Schalters $g = g_{ds} = \mu C'_{ox} \frac{W}{L} (U_{gs} - U_t - U_{ds})$, was man für eine kleine Spannung U_{ds} mit Hilfe der Gleichung (4.44) approximieren kann.

Im Gegensatz zum thermischen Rauschen ist das 1/f-Rauschen unabhängig von dem Arbeitsbereich des MOS-Transistors präsent. Gemäß [65] kann für die Rauschleistungsdichte

$$S_{u,e} = \frac{\overline{u_{n,1/f}^2}}{\Delta f} = \frac{k_f}{C'_{ox} W L} \frac{1}{f}$$
(4.46)

geschrieben werden, wobei ein Vergleich mit Gleichung (4.8) zeigt, daß für die Parameter K und a in obiger Gleichung $K = k_f / (C'_{ox} W L)$ und a = 1 eingesetzt wurde. Dieser Ausdruck berücksichtigt die Transistorgeometrie $W \cdot L$ und einen technologisch bedingten Kapazitätsbelag C'_{ox} . Die Abhängigkeit des Parameters k_f ist sehr stark von der Technologie geprägt, wobei ein typischer Wert $5 \cdot 10^{-24}$ ist.

4.4.2 Rauschmodell für den Operationsverstärker

Bei dem Entwurf sehr schneller Operationsverstärker muß das Rauschverhalten sehr sorgfältig berücksichtigt werden. So besitzt jedes System, d.h. in diesem Fall ein Operationsverstärker, neben einer Signalbandbreite ebenso eine Rauschbandbreite, deren Begrenzung von eminenter Bedeutung für das Rauschverhalten ist. In [82] wurde gezeigt, daß ein einstufiger Operationsverstärker ein günstigeres Rauschverhalten als ein zweistufiger Operationsverstärker hat. Für den Fall eines eingesetzten zweipoligen Systems muß die Dominanz eines Poles gegenüber dem anderen deutlich heraufgesetzt werden. Im folgenden wird daher das Rauschen nur bei einem einpoligen System näher betrachtet, dessen Rauschbandbreite um den Faktor $\pi/2$ höher als die Signalbandbreite f_{3dB} ist [61].

Für einen rauscharmen Operationsverstärker ist es sehr wichtig, seine Eingangsdifferenzstufe sorgfältig zu entwerfen. Die Transistoren dieser Stufe müssen sowohl für eine notwendige Verstärkung als auch für eine Unterdrückung des 1/f-Rauschens eine große Geometrie haben [83,84]. Damit wird auch eine deutlich höhere Transkonduktanz der Transistoren der Eingangsstufe als der anderen Transistoren innerhalb des Verstärkers vorausgesetzt, um den Rauscheinfluß der anderen Transistoren zu unterdrücken und insgesamt eine Übertragung des eigenen Rauschens zum Ausgang gering zu halten. Das Rauschmodell des Operationsverstärkers berücksichtigt daher nur das Rauschen der Eingangsstufe. Aufgrund der Symmetrie der Transistoren in dieser Stufe kann ihr Rauschverhalten nur mit einer Rauschquelle und dem doppelten Rauschbetrag eines Eingangstransistors gemäß

$$S_{u,e} = \frac{\overline{u_{n,op}^2}}{\Delta f} = \frac{16}{3} k T \frac{1}{g_{m,op}} + \frac{2 K_f}{C'_{ox} W_{op} L_{op}} \frac{1}{f}$$
(4.47)

modelliert werden, wobei $g_{m,op}$ die Transkonduktanz und W_{op} und L_{op} die Breite und die Länge eines Eingangstransistors des Operationsverstärkers darstellen. Ein Rauschersatzschaltbild des Operationsverstärkers ist in Abbildung 4.14 gezeigt, wobei $g_{ds,op}$ den Ausgangsleitwert und C_L die Last des Operationsverstärkers darstellen.



Abbildung 4.14: Rauschersatzschaltbild des Operationsverstärkers.

4.4.3 Korrelierte Doppelabtastung

Das Verfahren der korrelierten Doppelabtastung (CDS) ermöglicht eine erhebliche Rauschund Offsetreduktion eines idealen Systems. Das Verfahren basiert auf einer Differenzbildung zwischen zwei Werten, einem Referenz- und dem Signalwert, die zu zwei verschiedenen Zeitpunkten abgetastet werden. Durch eine Differenzbildung dieser zwei Werte werden alle unerwünschten signalunabhängigen Fehleranteile (Offsets) im Signal beseitigt. Darüber hinaus werden aufgrund eines Bandpaßcharakters dieser Methode alle korrelierten, niederfrequenten Rauschanteile aus dem Signal weggefiltert [83].

Da die CMOS-Bildsensorik inklusive ihrer Bildelemente und Ausleseelektronik unter verschiedenen Rauscheinflüsen leidet, wobei das niederfrequente zeitliche 1/f- und das örtliche FPN-Rauschen einen besonders starken Einfluß ausüben, wird hier das CDS-Verfahren als eine Möglichkeit zur Rauschreduktion prinzipiell dargestellt. Dabei wird neben einer Erklärung des Verfahrens auch sein Einfluß auf bestimmte Rauschanteile präsentiert.

Die Funktionsweise des CDS-Verfahrens wird anhand eines in Abbildung 4.15 gezeigten Prinzipschaltbildes für den Fall eines CMOS-Bildsensors aus Abbildung 4.1 erklärt. Innerhalb einer Abtastperiode T_{samp} werden zwei Werte in die CDS-Schaltung eingelesen: in dem Zeitintervall $(n-1)T_{samp}$ bis $(n-1/2)T_{samp}$ nimmt die Eingangsspannung U_{ein} den Signalwert (des Pixels) an. Anschließend liegt in dem Zeitintervall $(n-1/2)T_{samp}$ bis nT_{samp} als Eingangsspannung U_{ein} ein Referenzwert vor. Die Reihenfolge der einzulesenden Spannungen kann abhängig von der Pixelstruktur auch umgekehrt sein. Am Ausgang bildet sich gemäß dieser Differenz eine Spannung



Abbildung 4.15: Prinzipschaltbild der Schaltung für korrelierte Doppelabtastung.

$$U_{aus}(nT_{samp}) = U_{ein}(nT_{samp}) - U_{ein}[(n - \frac{1}{2})T_{samp}].$$
(4.48)

Enthält das Eingangssignal U_{ein} Offsetkomponenten, d.h. signalunabhängige Komponenten des örtlichen Rauschens (FPNs), die im Signal immer vorhanden sind (auch in den oben genannten Zeitintervallen), werden sie durch Differenzbildung gemäß Gleichung (4.48) aus dem Ausgangssignal U_{aus} beseitigt.

Eine gemäß Gleichung (4.48) resultierende Übertragungsfunktion im z-Bereich $H_{CDS}(z) = 1 - z^{-\frac{1}{2}}$ entspricht nach einer Substitution von $z = e^{j\omega T_{samp}}$ einer Darstellung im kontinuierlichen Frequenzbereich gemäß

$$H_{CDS}(\omega) = 1 - e^{-\frac{j \,\omega \, T_{samp}}{2}} = e^{-j\omega \, \frac{T_{samp}}{4}} \, 2 \, j \, \sin\left(\frac{\omega \, T_{samp}}{4}\right). \tag{4.49}$$

Das zur Bestimmung einer ausgangsseitigen Rauschleistung benötigte Quadrat der Übertragungsfunktion beträgt

$$|H_{CDS}(\omega)|^2 = 4\sin^2\left(\frac{\omega T_{samp}}{4}\right). \tag{4.50}$$

Dieser Übertragungsfunktion gemäß wird das Eingangssignal, wie in Abbildung 4.16 gesehen werden kann, bei den niedrigen Frequenzen weitgehend unterdrückt. Die untere Grenzfrequenz des gezeigten Bandpasses hängt direkt von der Abtastfrequenz $1/T_{samp}$ ab. Sind die Intervalle zwischen zwei erwähnten Abtastwerten kürzer, d.h. die entsprechende Abtastfrequenz ist höher, verschiebt sich die untere Grenzfrequenz des Bandpasses zu den höheren Frequenzen. Mit anderen Worten führen kürzere Abtastintervalle zu einer stärkeren Korrelation zwischen den Signalen und damit zu einer Verschiebung des zu unterdrückenden Frequenzbereiches zu höheren Frequenzen. Die Übertragungsfunktion der CDS-Schaltung ist in Abbildung 4.16 gezeigt.



Abbildung 4.16: Die Übertragungsfunktion der CDS-Schaltung aus Abbildung 4.15.

Um einen vollständigen Einfluß der CDS-Stufe auf die Rauschunterdrückung innerhalb eines CMOS-Bildsensors zu erfassen, müssen die Effekte berücksichtigt werden, die beim Anwählen einer Zeile über den Selekttransistor im Pixel ausgelöst werden. Um einen gut definierten Signalpegel (mit einer Genauigkeit besser als 0.1 %) aus dem Pixel auf die Spaltenleitung einlesen zu können, muß die Zeitkonstante am Knoten der Spalten-Ausleseleitungen $\tau_{col} = R_{eff} C_{col}$ siebenmal kleiner als die halbe Abtastperiode $T_{samp}/2$ sein [83]

$$\frac{1}{2}T_{samp} > 7\tau_{col},$$
 (4.51)

wobei C_{col} die parasitäre Kapazität und R_{eff} den resultierenden Widerstand an der Spalten-Ausleseleitung darstellen. Einer Reduktion der Zeitkonstante τ_{col} für die angestrebte Genauigkeit durch beispielsweise einen niedrigeren Ausgangswiderstand des Source-Folgers im Pixel $(1/g_m)$ oder durch einen kleineren Eingangswiderstand des Spaltenverstärkers steht das Problem einer Unterabtastung der Rauschsignale gegenüber. Das geschieht, weil die Eckfrequenz der Rauschsignale die Abtastfrequenz ebenfalls um das vierzehnfache übersteigt. Wird das in das Basisband gefaltete Rauschen berücksichtigt, beträgt die Rauschleistungsdichte am Ausgang der CDS-Stufe [85]

$$S_{n,aus} = \left| H_{S/H}(\omega) \right|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{n,ein}\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_{samp}}\right) \left| H_{CDS}\left(\omega - \frac{2\pi n}{T_{samp}}\right) \right|^2.$$
(4.52)

Dabei ist der Betrag der Übertragungsfunktion des Abtastgliedes $|H_{SH}(\omega)|$ bei einem rechteckigen Abtastfenster mit der Periodendauer T_{samp}

$$|H_{SH}(\omega)| = T_{samp} \operatorname{si} \frac{\omega T_{samp}}{2}.$$
(4.53)

Die Leistungsdichte $S_{n,ein}$ des am Eingang anliegenden Rauschens nimmt für den Fall des tiefpaßgefilterten weißen Rauschens $S_{ein,n,w}$ bzw. für den Fall des tiefpaßgefilterten 1/f-Rauschens $S_{ein,n,1/f}$ die folgenden Ausdrücke an:

$$S_{n,ein,w} = \frac{S_{n,w}}{1 + \left(\omega \,\tau_{col}\right)^2} \tag{4.54}$$

$$S_{n,ein,1/f} = \frac{S_{n,1/f}}{(1 + (\omega \tau_{col})^2)} = \frac{K}{\frac{\omega}{2\pi} (1 + (\omega \tau_{col})^2)},$$
(4.55)

wobei die Rauschleistungsdichte des weißen Rauschens $S_{n,w}$ den Gleichungen (4.5) und (4.6) bzw. die Rauschleistungsdichte des 1/f-Rauschens $S_{n,1/f}$ der Gleichung (4.8) entspricht, so daß bei der Frequenz f = 1 Hz für die Rauschleistungsdichte $S_{n,1/f} = K$ gilt.

Der Einfluß des in das Basisband gefalteten weißen Rauschens ist in Gleichung (4.52) (nachdem die Ausdrücke aus (4.53) und (4.54) eingesetzt sind) im Summenterm der überlappenden Grundspektren (Aliasing) versteckt. Als Folge ergibt sich im Frequenzspektrum ein Verlauf der Rauschleistungsdichte, der statt eines aufgrund der Übertragungsfunktion der CDS-Schaltung aus Abbildung 4.15 geringeren Wertes einen höheren flachen Verlauf aufweist [85]. In [85, 86] ist außerdem bewiesen, daß die ausgangsseitige Rauschleistung des weißen Rauschens trotz der Wirkung dieser Effekte dagegen unbeeinflußt bleibt. Daher gilt gemäß [85] für die Rauschleistung des weißen Rauschens am Ausgang

$$\overline{u_{n,aus,w,CDS}^2} = \frac{S_{n,w}}{2\,\tau_{col}} \left(1 - e^{-\frac{T_{samp}}{2\,\tau_{col}}}\right) \tag{4.56}$$

wobei hier der Unterschied um den Faktor zwei auf die Betrachtung der einseitigen Rauschspannungsdichte im Frequenzspektrum zurückzuführen ist. Eine Minimierung der Rauschleistung des weißen Rauschens ist also nur für ein kleines Verhältnis T_{samp}/τ_{col} möglich, was im direkten Gegensatz zu der Bedingung für hohe Genauigkeit des Einschwingens in Gleichung (4.51) steht. Wird die Genauigkeit des Einschwingens gemäß Gleichung (4.51) berücksichtigt, ist die Ausgangsleistung des weißen Rauschens als $\overline{u_{aus,w}^2} \approx S_{n,w}/2 \tau_{col}$ zu beschreiben. Wird diese Rauschleistung mit der Rauschleistung des weißen Rauschens ohne Anwendung der CDS-Stufe verglichen, die als

$$\overline{u_{n,aus,w}^2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{S_{n,w}}{1 + (\omega \tau_{col})^2} \, d\omega = \frac{S_{n,w}}{4\tau_{col}} \tag{4.57}$$

geschrieben werden kann, verursacht der Einsatz der CDS-Stufe eine Verdopplung der Rauschleistung des weißen Rauschens.

Die Ausgangsrauschleistung des 1/f-Rauschens, die nach der Integration der Rauschleistungsdichte (gemäß den obigen Gleichungen) über das Frequenzspektrum in [86] hergeleitet ist, beträgt unter Einhaltung der Bedingung aus Gleichung (4.51) näherungsweise

$$\overline{u_{n,aus,1/f,CDS}^2} = 2 K \left(0.557 + \ln \frac{T_{samp}}{2 \tau_{col}} \right).$$
(4.58)

Setzt man gemäß Gleichung (4.51) den minimalen Wert für die Abtastperiode T_{samp} in Gleichung (4.58) ein, ergibt sich eine ausgangsseitige Rauschleistung des 1/f-Rauschens zu

$$\overline{u_{n,aus,1/f,CDS}^2} = 2 K 2.52 = K \ln(10) ND \quad \text{mit} \quad ND = 2.2.$$
(4.59)

Eine Rauschbandbreite des 1/f-Rauschens von ND = 2.2 Dekaden stellt eine enorme Rauschreduktion im Vergleich zu dem Fall ohne Anwendung des CDS-Verfahrens dar. Gerade in dieser Unterdrückung des niederfrequenten Rauschens liegt ein entscheidender Gewinn im Einsatz einer CDS-Stufe für die Anwendung in der CMOS-Bildsensorik. Eine Implementierung des CDS-Verfahrens für die Hochgeschwindigkeits-CMOS-Bildsensorik ist durch die hohen Anforderungen bezüglich des angestrebten Pixeltaktes erschwert. Das Problem besteht darin, trotz zweifacher Auslese der Information die benötigten hohen Pixelraten zu erreichen. Im folgenden Kapitel wird eine Implementierung des CDS-Verfahrens bei dem CMOS-Bildsensor für diese Anwendung präsentiert.

4.5 Zusammenfassung

Dieses Kapitel hat sich mit Grundlagen der CMOS-Bildsensorik für Hochgeschwindigkeitsanwendungen beschäftigt. Zuerst sind nach einer groben Erklärung der prinzipiellen Merkmale und dem Aufbau von CMOS-Bildsensoren die wichtigsten Schaltungsgrößen vorgestellt worden. Auf die insbesondere für hohe Bildraten und kurze Integrationszeiten wichtigen Größen wie beispielsweise Empfindlichkeit, Blooming, Smearing, das Rauschen und mit dem Rauschen verknüpfte Signal-Rausch-Verhältnis und Dynamikbereich ist bei dem CMOS-Bildsensorentwurf besonders zu achten.

Im weiteren wurden unter den in CMOS-Technik verfügbaren photoempfindlichen Bauelementen die zwei für Hochgeschwindigkeitsanwendungen geeignetsten, nämlich die Photodiode und das Photogate, hervorgehoben. Die Photodiode hat ein etwas ungünstigeres Rauschverhalten und gleichzeitig eine höhere Empfindlichkeit als ein Photogate. Letzteres ist auf einen geringeren Transmissionsfaktor des Photogates, der unter den standardtechnologischen Schritten erreichbar ist, zurückzuführen. Als Folge daraus ergibt sich bei der Photodiode trotz des höheren Rauschens ein besseres Signal-Rausch-Verhältnis und ein höherer Dynamikbereich. Aufgrund dessen wurden bei den in den nächsten Kapiteln präsentierten zwei entwickelten CMOS-Bildsensoren für Hochgeschwindigkeitsanwendung nur Photodiode verwendet.

Für die Realisierung von geeigneten CMOS-Bildsensoren wurden die verwendeten Bildelemente (Pixel) vorgeschlagen, die von essentieller Bedeutung für diese Anwendung sind. Sie berücksichtigen alle Anforderungen der Hochgeschwindigkeitsanwendungen:

- synchrone Belichtung
- geringeres Rauschen
- hohe Responsivität
- gute Unterdrückung von Smearing und Blooming

Unter zwei prinzipiell verschiedenen Konzepten ist zwischen einem einfachen Pixel mit elektronischem Shutter (Kapitel 4.3.1.) und einem Pixel für eine synchrone Integration und

Pixelstruktur		Resp.	Füll-Fkt.	SNR	DR	max. T_{int}
einfaches Pixel mit	Standard-Modus	+	+	++	++	$T_{Bild} - T_{Auslese}$
elektr. Shutter	S/H-Modus	+	+	+	+	$T_{Bild} - T_{Auslese}$
Pixel für synchrone	mit z. Schalter	+	-	-	-	T_{Bild}
Integr. & Auslese	mit z. Verstärker	++				T_{Bild}

Tabelle 4.1: Vergleich der Pixelstrukturen für die Hochgeschwindigkeitsanwendungen.

Auslese (Kapitel 4.3.2) zu unterscheiden. Das vorgestellte einfache Pixel mit elektronischem Shutter verfügt neben der eingesetzten Photodiode über vier Transistoren und kann in zwei verschiedenen Modi arbeiten. Der Betrieb im Standard-Modus weist bei einer gleichen Responsivität ein geringeres kTC-Rauschen und daraus folgend ein geringfügig besseres Signal-Rausch-Verhältnis und ein größeren Dynamikbereich als ein Pixelbetrieb im S/H-Modus auf.

Das Pixel für eine synchrone Integration und Auslese ermöglicht eine Integrationszeit, die unabhängig von der Auslesedauer ist und die der Bilddauer gleich sein kann. Ihre Pixelstruktur setzt den Einsatz von einem bzw. von zwei zusätzlichen Transistoren voraus, abhängig davon, welcher der zwei vorgestellten Ansätze verwendet wird. Aufgrund der benötigten Fläche für die zusätzlichen Bauelemente und ihre Zuleitungen folgt daraus ein deutlich schlechterer Füll-Faktor. Daraus folgen aufgrund des höheren Rauschens ein schlechteres Signal-Rausch-Verhältnis und eine geringerer Dynamikbereich. Die Responsivität bleibt dagegen gleich, bzw. für den zweiten Ansatz wird sie sogar höher. Unter diesen Aspekten ist ein Einsatz von Pixeln für eine synchrone Integration und Auslese nur dann zu verwenden, wenn die Anforderung nach einer Integrationsdauer, die der Auslesedauer entsprechen muß, im Vordergrund steht.

Die Eigenschaften aller behandelten Pixel sind bezüglich einiger wichtiger Anforderungen für Hochgeschwindigkeitsanwendungen in der Tabelle 4.1 zusammenfassend verglichen.

Im letzten Unterkapitel wurden wichtige Aspekte eines rauscharmen Entwurfs der CMOS-Bildsensoren behandelt. So sind für die notwendigen Analysen die Rauschmodelle des MOS-Transistors und der Operationsverstärker vorgestellt worden. Zudem wurden Maßnahmen für rauscharme Operationsverstärker, wie beispielsweise die Verwendung einer einstufigen Architektur, eine Dimensionierung der Eingangsdifferenzstufe, usw. betont. Zuletzt ist das CDS-Verfahren für die Rauschunterdrückung anhand einer in Abbildung 4.1 vorgestellten Architektur eines CMOS-Bildsensors erklärt worden. Es wurde dabei gezeigt, daß das CDS-Verfahren die niederfrequenten Rauschanteile wie beispielsweise das zeitliche 1/f-Rauschen oder das signalunabhängige örtliche Rauschen (FPN) sehr effizient unterdrückt. Obwohl gleichzeitig das weiße Rauschen angehoben wird, eignet sich dieses Verfahren aufgrund der Dominanz der genannten niederfrequenten Rauschanteilen ausgezeichnet für die Verwendung bei CMOS-Bildsensoren.