Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 76 (1985)

Heft: 5

Artikel: Rauscharme Ladungsdetektion bei CCD-Bildsensoren

Autor: Wey, H. / Guggenbühl, W.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-904571

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 01.07.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Rauscharme Ladungsdetektion bei CCD-Bildsensoren

H. Wey und W. Guggenbühl

In einer kurzen Einführung werden Vor- und Nachteile verschiedener Konzepte von Halbleiterbildsensoren behandelt. Der Hauptteil befasst sich mit einer verbesserten Signalverarbeitungsmethode zur rauscharmen Bilderfassung mit CCD-Sensoren. Die Beiträge der verschiedenen im Bilderfassungsprozess vorkommenden Rauschquellen und deren Reduktion werden qualitativ und quantitativ untersucht. Zum Abschluss werden einige Regeln für die rauscharme Bilderfassung aufgeführt.

En partant des avantages et inconvénients de diverses conceptions de capteurs d'images à semi-conducteurs l'auteur décrit une méthode améliorée de traitement des signaux pour la détection d'images à faible bruit avec des capteurs CCD. La part des différentes sources de bruit intervenant dans le processus de détection des images et leur réduction sont examinées qualitativement et quantitativement. Pour terminer, quelques règles sont indiquées pour la détection d'images à faible bruit.

Vortrag anlässlich der Tagung «Silicon Sensors» des «IEEE Swiss Section, Chapter on Solid State Devices and Circuits», am 16. Oktober 1984 in Bern.

Adresse der Autoren

H. Wey, dipl. El.-Ing. ETH, Prof. Dr. *W. Guggenbühl*, Institut für Elektronik, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

1. Einführung

Die gegenüber Röhrenkameras höhere Quanteneffizienz[1]) und das geringere Kapazitätsniveau des Auslesekreises sowie die geometrische Konstanz lässt die Halbleiter-Bildsensoren höchst geeignet erscheinen für die rauscharme Bilderfassung. Auf dem Markt werden hauptsächlich zwei Konzepte angeboten (Fig. 1): der eigentliche CCD-Sensor (Charge-Coupled Device), bei dem die in den Detektorelementen photogenerierte Signalladung in CCD-Analogschieberegistern zur Ausgangsstufe verschoben wird, und der Sensorarray mit Schaltern und Videobus, welcher die Signalladung niederohmig an den Ausgangsanschluss leitet. Als Detektorelemente können pn-Photodioden oder MOS-Kondensatoren [1] verwendet werden, welche die Photoladung solange aufintegrieren, bis sie abgefragt werden.

Wie in jedem physikalischen System existieren Rauschquellen, welche die Signaldynamik und das erreichbare Signal-Rausch-Verhältnis (*SNR*) einschränken.

Das Photonenrauschen ist die dominante Rauschquelle bei *grossen* Beleuchtungsstärken. Die Sättigungsladung pro Detektorelement beträgt rund $\overline{N}_s = 10^6$ Elektronen bei einer realen Detektorfläche von etwa 20 µm × 20 µm. Die Fluktuation (Standardabweichung) der erfassten Photoladung berechnet sich aus der Quadratwurzel $\sqrt{\overline{N}_s}$ und beträgt somit $(10^6)^{1/2} = 1000$ rauschende Elektronen. Daraus ergibt sich, dass das maximal erreichbare *SNR* des Halbleiterbild-

[1]) Ladungsbildung pro Photon

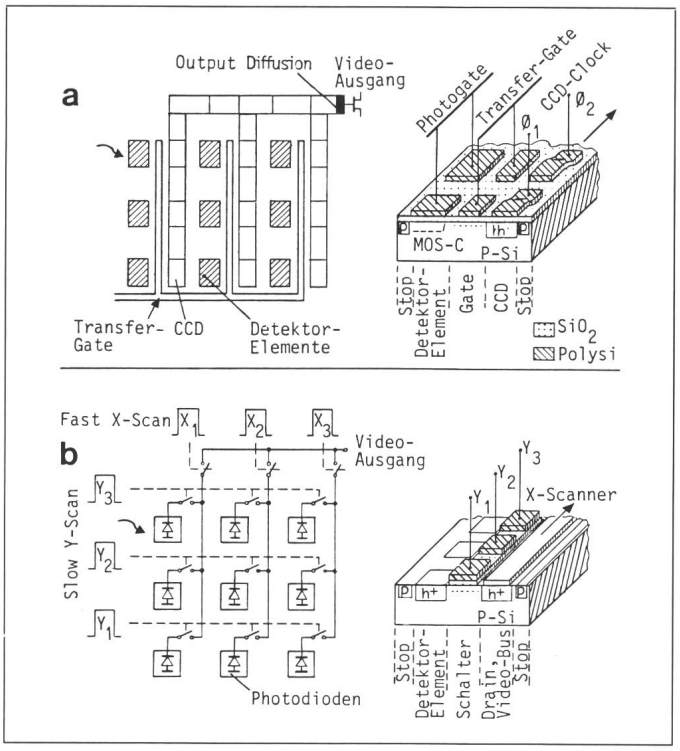

Fig. 1
Konzepte von Bildsensoren
a Charge Coupled Device (CCD)
b Sensorarray mit Schaltern und Videobus

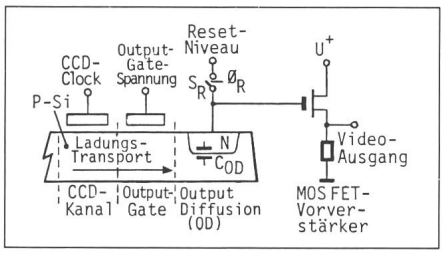

Fig. 2 CCD-Ausgangsstufe

sensors 10^3 (60 dB) nicht übersteigen kann und durch die Quantenstruktur des Lichts eingeschränkt wird.

Die weiteren Rauschquellen sind lichtunabhängig und schränken die Grenzempfindlichkeit bei *kleinen* Lichtpegeln ein. Einerseits sind dies Störquellen, welche von der Technologie abhängig sind und daher durch bessere Beherrschung der Prozessschritte noch reduziert werden könnten: Transferverluste und Trappingverluste im CCD-Kanal, Dunkelstromrauschen im Detektor und CCD-Kanal [1]. Das Fixed Pattern Noise, hervorgerufen durch die nicht uniforme Dunkelstrom- und Empfindlichkeitsverteilung über den ganzen Sensorarray, ist oft die dominante Rauschquelle. Sie ist jedoch determiniert erfassbar und lässt sich additiv bzw. multiplikativ für jedes einzelne Sensorelement individuell auskorrigieren.

Der Ausgangstransistor fügt schliesslich noch weisses Breitbandrauschen und 1/f-Rauschen hinzu, welches beim MOSFET bis in den MHz-Bereich reichen kann. Da es sich um ein getastetes, zeitdiskretes System handelt, resultiert weiterhin sogenanntes eingefrorenes kTC-Rauschen, welches im nächsten Kapitel genauer erläutert wird.

Bei der Suche nach der günstigsten Variante der in Figur 1 vorgestellten Sensorkonzepte sind folgende Punkte zu beachten: Das Videobuskonzept arbeitet ohne CCD-Transportregister und damit auch ohne dessen Nachteil der Ladungsverschleppung [1], die Ladungspakete müssen nicht durch den CCD-Flaschenhals geschoben werden, so dass eine etwas grössere Sättigungsladung als bei CCD-Sensoren erreicht wird. Anderseits ist der grösste Nachteil des Videobuskonzepts, dass die Photodetektorkapazität im Verhältnis zur Videobuskapazität ungünstig klein ist. Dies bedeutet eine reduzierte untere Grenzempfindlichkeit, denn das SNR verläuft in dem Bereich, wo das Photonenrauschen nicht dominant ist, generell umgekehrt proportional zur Quadratwurzel der Quellenkapazität:

$$SNR \sim 1/(C_q)^{1/2} \qquad (1)$$

Die Wahl des geeigneten Halbleiterbildsensors hängt somit von den Anforderungen ab; sind grosse Sättigungsladung, Dynamik und gutes Bloomingverhalten (optische Überlast) die Hauptaspekte des Entwurfs, so wähle man einen MOS-Sensor (mit Schaltern und Videobus), ist jedoch eine gute Grenzempfindlichkeit von vorrangiger Bedeutung, kommt nur der CCD-Sensor in Frage.

Das Ziel dieses Aufsatzes ist, eine Methode zur Steigerung der Grenzempfindlichkeit und zur Reduktion des elektrischen Pixelübersprechens zu erläutern, weshalb im folgenden Kapitel nur noch die Ausgangsstufe der CCD-Sensoren behandelt wird. Für eine eingehendere Darstellung der Ladungsverschiebeelemente wird auf [1] verwiesen.

2. CCD-Ausgangsstufe

Bei den meisten kommerziellen CCD-Bildsensoren besteht der Auslesekreis aus einem Floating-Diffusion-Amplifier (Fig. 2). Das zu detektierende Ladungspaket gelangt auf eine diffundierte Kapazität C_{OD} (Output Diffusion) und erzeugt dort einen Spannungshub, welcher von einem Verstärker mit hoher Eingangsimpedanz weiterverarbeitet werden muss. Zu diesem Zweck wird der nachfolgende MOSFET in Source-follower-Schaltung betrieben. Nachdem die einem Pixel entsprechende Spannung über den FET ausgelesen ist, muss die Output-Diffusion wieder auf ein Referenzniveau zurückgesetzt werden, was mit dem Schalter S_R (Fig. 2) erfolgt. Dieses Referenzniveau fluktuiert gemäss der bekannten kTC-Rauschformel [2]

$$\overline{U_{ns}^2} = \frac{kT}{C_t} \qquad (2)$$

wobei C_t die totale Kapazität des OD-Knotens darstellt, und bildet, wie eine Abschätzung der Grössenordnungen zeigt, bei den üblichen Kapazitätsniveaus eine der massgebenden Rauschquellen in CCD-Auslesekreisen. Da dieser Rauschbeitrag bis zum nächsten Resetvorgang eingefroren bleibt, lässt er sich mittels Correlated Double Sampling (CDS) [3] reduzieren, wie dies im folgenden Kapitel beschrieben wird.

Symbolliste Tabelle I

λ	$= T_l/\tau_0 \approx 1/(2f_s \cdot \tau_0)$
T_l	Einschwingzeit des Tiefpasses
τ_0	Zeitkonstante des Tiefpasses
$T_s \approx 2\,T_l$	Zeit für ein Pixel
$f_s = 1/T_s$	Videorate (Pixelfrequenz)
$\overline{N}_s$	mittlere Anzahl photogenerierter Ladungsträger
e	Elementarladung
OD-Knoten (Output-Diffusion):	
$C_t = C_q + C_{in}$	Totale Kapazität des OD-Knotens
C_q	Quellenkapazität, enthält die OD-Kapazität und Verdrahtungskapazität
I_0	mittlerer Dunkelstrom der OD
Sourcefollower:	
C_{in}	$= C_{11d} + C_{12d} \cdot A_v$, Eingangskapazität
C_{11d}, C_{12d}	Vierpolparameter [Y/jω]
A_v	Spannungsverstärkung
$U_w(f)$	weisses Ausgangsrauschen
$U_f(1\,\text{Hz})$	1/f-Rauschen am Ausgang bei 1 Hz
$F_1(\lambda)$, $F_2(\lambda)$	charakteristische Funktionen zur 1/f-Rauschunterdrückung, Minimum $F_1 \approx F_2 \approx 1{,}6$ für $\lambda = 1{,}3$; $F_2 \approx 2{,}2$ für $\lambda = 5$.

Der vorliegende Beitrag beschreibt in Kapitel 4 eine neue CDS-Variante, mit welcher sich Pixelübersprechen und kTC-Rauschen vollständig und das Breitband- und 1/f-Rauschen des Verstärkers stärker reduzieren lassen als beim konventionellen CDS. Der zusätzliche Schaltungsaufwand ist minim.

Es wird nicht eingegangen auf die Optimierung von CCD-internen Rauschquellen, welche von der Technologie abhängig sind. Das vom CCD-Kanal gelieferte und schon verrauschte Ladungspaket, welches die CCD-Auslesestufe erreicht, wird im folgenden als Signalladungspaket bezeichnet. Es sollte möglichst rauscharm detektiert werden.

3. Konventionelles Correlated Double Sampling (CDS)

Das CDS bei CCD-Sensoren ist eine Weiterentwicklung des Schwarzwert-

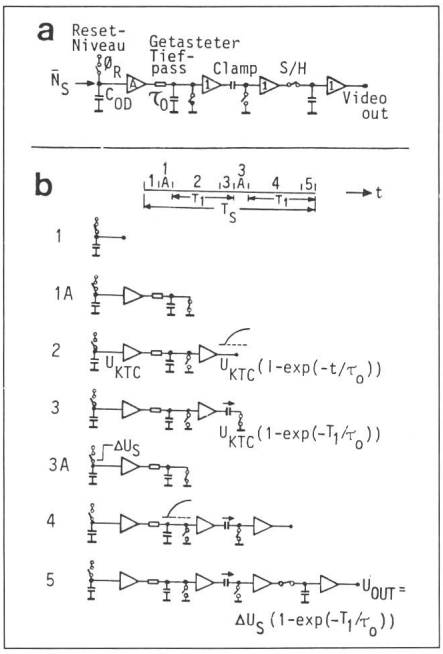

Fig. 3 Verbessertes Correlated Double Sampling (CDS2)

a Schaltschema

b Funktionsweise

1 Reset der CCD-Output Diffusion

1A Reset des Tiefpasses

2 Einschwingen der Rauschkomponente im Tiefpass, $\tau_0 = RC$

3 Clampen der Rauschspannung auf dem Clamp-Kondensator

3A Reset des Tiefpasses

4 Einschwingen der Signalspannung ΔU_S im Tiefpass

5 Abtasten mit S/H ergibt die Ausgangsspannung

$\overline{N}_S$ Signalladung

S/H Sample and Hold

U_{KTC} kTC-Rauschspannung

ΔU_S Signalspannungshub als Folge von $\overline{N}_S$

Clamp der Kameraröhren, jedoch auf Pixelbasis. Das Blockschema des CDS ist aus Figur 3a ersichtlich, wobei der Schalter S_{TP} vorläufig noch wegzudenken ist.

Die Grundidee des CDS besteht darin, in einer Referenzphase das eingefrorene kTC-Rauschen der Output-Diffusion allein zu speichern und in der nachfolgenden Signalphase vom aktuellen Spannungswert zu subtrahieren. Damit ist das Ausgangssignal vom kTC-Rauschen befreit. Zusätzlich besitzt das CDS die willkommene Eigenschaft, auch das 1/f-Rauschen des FET-Verstärkers zu reduzieren.

Für den weissen Rauschanteil des FET-Verstärkers hat das CDS nachteilige Folgen. Es entsteht eine Verdopplung der Rauschleistung am Ausgang, da die beiden erfassten Rauschwerte in der Referenz- und Signalphase unkorreliert sind und sich daher quadratisch addieren. Um die Rauschbandbreite zu reduzieren, wurde dem CDS, der ursprünglich [3] nur aus Clamp und S/H bestand, ein Tiefpass (TP) vorgeschaltet [4].

Falls die Tiefpass-Zeitkonstante $\tau_0 = RC$ (Fig. 3a) jedoch gross ist, resultiert eine schlechte kTC-Rauschunterdrückung und ein Signalübersprechen zwischen aufeinanderfolgenden Pixels, d.h. eine Reduktion der horizontalen Auflösung. Um diese Nachteile klein zu halten, muss meist $T_1/\tau_0 > 4$ gewählt werden.

4. Verbessertes CDS

Zur Unterscheidung wird im folgenden das ursprüngliche Verfahren CDS1 und das verbesserte Verfahren CDS2 genannt. Das Blockschema und der zeitliche Ablauf des CDS2 sind in Figur 3 dargestellt. Die Neuheit besteht in der Ausführung des Tiefpasses, indem ein RC-Tiefpass mit Reset-Schalter (im folgenden TP-Schalter genannt) über dem Kondensator eingesetzt wird. Falls die Bandbreite der Verstärker genügend gross ist, bildet der TP die dominante Bandbreitebegrenzung im Signalübertragungspfad. Ein Löschen der gespeicherten Ladung auf dem TP mit dem TP-Schalter vor jeder neuen Pixelperiode eliminiert das Pixelübersprechen. Das eingefrorene kTC-Rauschen wird vollständig unterdrückt, falls man den TP-Schalter sowohl vor der Referenzphase, als auch vor der Signalphase betätigt. Falls nämlich die TP-Aufladezeiten gleich gross sind, ergeben sich in beiden Phasen gleiche Beiträge, welche sich somit exakt aufheben.

Zur Reduktion des Breitbandrauschens kann nun das Verhältnis $\lambda = T_1/\tau_0$ auf $\leqslant 1$ reduziert werden. Wegen der Betätigung des TP-Schalters zwischen Referenz- und Signalphase sind die Anteile vom TP-gefilterten Breitbandrauschen unkorreliert, und es resultiert immer eine Rauschleistungsverdoppelung. Da die Rauschbandbreite aber stark reduziert werden konnte, ergibt sich trotzdem ein geringerer Rauschbeitrag als beim konventionellen CDS. Wie in Kapitel 5 gezeigt wird, kann durch Reduktion von λ auch das 1/f-Rauschen verkleinert werden.

Es stellt sich nun die Frage, ob aus der Sicht der Detektionstheorie der RC-TP 1. Ordnung mit Schalter die optimale Filtervariante darstellt.

Das Signal am Eingang der CDS-Schaltung tritt als Schritt der Länge T_1 auf, die Störung (exkl. des als kompensiert angenommenen kTC-Rauschens) als weisses Rauschen und 1/f-Rauschen. Gemäss der Theorie des Matched Filters muss bei weissem Rauschen die Impulsantwort des Optimum-Filters die gleiche Form wie das Signal haben. Im vorliegenden Fall wäre die Impulsantwort, sieht man vom 1/f-Rauschen ab, ein Rechteckimpuls der Länge T_1, das Filter demzufolge ein idealer Integrator mit Integrationsintervall T_1. Da sich der RC-TP mit Reset-Schalter für $\lambda < 1$ praktisch wie ein idealer Integrator verhält, lässt sich dieser daher einfach durch den RC-TP mit Reset-Schalter ersetzen.

5. Vergleich der beiden CDS-Varianten

Um die Rauschbeiträge unabhängig von der Verstärkung mit der Signalladung vergleichen zu können, werden sie auf die Anzahl äquivalenter Rauschladungsträger am Eingang umgerechnet. Wenn im folgenden von der Rauschladung n gesprochen wird, ist immer die Anzahl äquivalenter Rauschladungsträger (Elektronen) auf der CCD-Output-Diffusion gemeint. Die Rauschladung n erhält man durch Division des Ausgangsrauschens mit dem Verstärkungsfaktor und der TP-Abschwächung, welche gegeben ist durch:

$$\overline{U}_{AUS}/\overline{U}_{EIN} = (1-e^{-T_1/\tau_0}) \qquad (3)$$

Die exakten Formeln für die Beiträge der einzelnen Rauschquellen zur Rauschladung n sind in der Tabelle II zu finden. Einige für den Vergleich wesentliche Gesetzmässigkeiten sind im folgenden kommentiert.

1. Photonenrauschen: Dieses lässt sich durch keines der CDS-Verfahren beeinflussen.

2. Pixel-Übersprechen: Bei CDS1 erfolgt durch den Tiefpass eine Signalverschleppung; das betreffende Übersprechen ist abhängig von der Grösse des vorherigen Pixels. Bei CDS2 tritt wegen des TP-Schalters kein Pixel-Übersprechen auf.

3. Eingefrorenes kTC-Rauschen: Bei CDS1 erfolgt keine komplette Unterdrükkung, bei CDS2 resultiert eine theoretisch ideale Elimination.

4. Weisses Rauschen, herrührend vom FET-Verstärker: Die Rauschbandbreite des RC-TP 1. Ordnung beträgt $B_n = 1/4\,\tau_0$. $\tau_0 = RC$. Mit zunehmender Auslese-Videorate f_s muss für konstantes λ B_n zunehmen, d.h. die totale Rauschleistung nimmt proportional zu f_s zu (Fig. 4a). Für gleiches λ ergibt CDS1 kleinere Rauschbeiträge. Da CDS1

Zusammenfassung der Rauschformeln
(äquivalente Rauschladung auf der Output-Diffusion)

Tabelle II

Rauschart	Konventionelles CDS (CDS 1)	optimale Wahl von λ	Verbessertes CDS (CDS 2)	optimale Wahl von λ
1. Photonenrauschen	$n_{Ph} = \overline{N_s}^{1/2}$	–	$\overline{N_s}^{1/2}$	–
2. Pixel-Übersprechen (worst case) des Signals	$n_{ü} = \overline{N_s}\,\frac{e^{-\lambda}}{1+e^{-\lambda}}$	$\geqslant 4$	0	frei
3. kTC-Rauschen	$n_{kTC} = \frac{(kTC_t)^{1/2}}{e}\,e^{-\lambda}$	$\geqslant 4$	0	frei
Rauschen des FET-Verstärkers:				
4. weisses Rauschen	$n_w = \frac{U_w(f)\,C_t}{eA_v}\left(\frac{\lambda f_s}{1-e^{-\lambda}}\right)^{1/2}$	mögl. klein	$\frac{U_w(f)\,C_t}{eA_v}\left(\frac{\lambda f_s(1+e^{-\lambda})}{1-e^{-\lambda}}\right)^{1/2}$	mögl. klein
5. 1/f-Rauschen	$n_f = \frac{U_f(1\,\mathrm{Hz})\,C_t}{e\sqrt{2}\,A_v}\,F_1(\lambda)$	$\approx 1{,}3$	$\frac{U_f(1\,\mathrm{Hz})\,C_t}{e\sqrt{2}\,A_v}\,F_2(\lambda)$	$\approx 1{,}3$
6. Dunkelstrom OD	$n_{Sh} = \left(\frac{\lvert I_0\rvert}{ef_s}\right)^{1/2}$	–	$\left(\frac{\lvert I_0\rvert}{ef_s}\right)^{1/2}$	–

mit $\lambda \approx 5$, CDS 2 jedoch mit $\lambda \approx 1$ betrieben werden kann, schneidet CDS 2 rauschmässig besser ab.

Für ungefiltertes weisses Rauschen resultiert am Ausgang eine Rauschleistungsverdoppelung, da die zu subtrahierenden Rauschwerte bezüglich Clamp- und Samplezeitpunkt unkorreliert sind.

5. 1/f-Rauschen (vom FET-Verstärker): Je weiter unterhalb der Videorate f_s sich der Störfrequenzanteil befindet, desto stärker wird er durch das CDS-Verfahren unterdrückt. Spektrale Störanteile oberhalb f_s werden durch den TP 1. Ordnung gedämpft, so dass sich die dominanten Störanteile im Gebiet von f_s befinden. Die Rauschbandbreite ist wie beim weissen Rauschen proportional zu f_s, die spektrale Leistungsdichte jedoch umgekehrt proportional zu f_s, und damit ergibt sich am Ausgang eine von f_s unabhängige Rauschleistung (Fig. 4b). Wegen der Wahl von λ verhält sich CDS2 bezüglich Rauschunterdrückung besser als CDS1. Die oben erwähnte Unabhängigkeit des resultierenden Ausgangsrauschens von der Videorate f_s gilt nur, falls das 1/f-Spektrum genau proportional zu $1/f$ verläuft. In der Praxis ergeben sich jedoch kleine Abweichungen vom 1/f-Gesetz, d.h. das Ausgangsrauschen steigt oder fällt mit zunehmendem f_s.

6. Dunkelstrom der Output-Diffusion: Die Output-Diffusion ist eine sperrpolarisierte pn-Diode mit einer Sperrstromdichte von 5...20 nA/cm² bei Raumtemperatur. Der Gate-Leckstrom des angeschlossenen MOSFET-Verstärkers ist im Vergleich dazu vernachlässigbar. Dieser Sperrstrom oder Dunkelstrom wird von einem Schrotrauschstrom begleitet, welcher auf der Kapazität der Output-Diffusion ideal integriert wird und den gleichen statistischen Gesetzen gehorcht wie das Photonenrauschen. Wie dieses wird auch das Dunkelstromrauschen durch CDS nicht reduziert, aber auch nicht verdoppelt wie im Fall des unkorrelierten weissen Rauschens.

Das Rauschleistungsdichte-Spektrum $S_{sh}(f)$ des Dunkelstromes ist proportional zu $1/f^2$, was aus der Beziehung $S_{sh}(f) = S_i(f) / (2\pi f C_t)^2$ direkt ersichtlich und in Figur 4c dargestellt ist. $S_i(f)$ ist das weisse Spektrum des Schrotrauschstroms und daher konstant. Der Verlauf der Ausgangsrauschleistung ist proportional zu $1/f_s = T_s$, weil die zeitlich integrierte Dunkelstromladung proportional mit T_s steigt und die Varianz proportional zum Mittelwert ist. Es gilt zu beachten, dass der Dunkelstromanteil der Output-Diffusion gegenüber dem Anteil, der vom CCD selbst herrührt und mit der Signalladung auf die Output-Diffusion gelangt, verschwindend klein ist. Die Dunkelströme und deren Rauschanteile können durch Kühlen des Sensors reduziert werden.

7. DC-Offset und Drift der Verstärker: Durch die in beiden CDS-Varianten inhärente Differenzbildung werden Offset und Drift eliminiert.

Die Figur 4 illustriert qualitativ die spektrale Abhängigkeit der drei Rauschanteile 4, 5 und 6 aus Tabelle II sowie die zugehörigen, nach der CDS-Schaltung resultierenden, totalen Rauschbeiträge der drei Quellen am Ausgang als Funktion der Videorate f_s.

6. Optimale Videorate

Durch Kombination der drei Beiträge aus Figur 4 lassen sich Aussagen über die optimale Video-Ausleserate des betrachteten Sensors machen. Diese ist zwar bei einfachen Geräten nicht frei wählbar, sondern durch die Pixelzahl und die Bildwiederholfrequenz festgelegt. Durch den Einsatz von Bildspeichern ist jedoch eine flexible Wahl möglich.

Setzt man die drei Rauschleistungskurven zusammen, erhält man ein Rauschminimum entsprechend Figur 5b, wobei der mittlere, flache Teil verschwinden kann, falls weisses und Dunkelstrom-Rauschen dominieren.

Das Signalverhalten sowie das Photonenrauschen ist in Figur 5a als Funktion von f_s dargestellt. Für eine gegebene Szenenbeleuchtung nimmt das Signal mit länger werdender Integrationszeit, d.h. kleinerem f_s zu. Das Photonenrauschen verhält sich qualitativ gleich wie das Dunkelstromrauschen. Bildet man nun das Signal-zu-Rausch-Verhältnis $SNR = U_s/U_n$, so ergibt sich eine Kurve gemäss Figur 5c. Es ist ersichtlich, dass das SNR um so grösser wird, je kleiner man f_s wählt. Eine untere Grenze wird jedoch durch die Dynamikreduktion, bedingt als Folge des grösser werdenden mittleren Dunkelstroms, gegeben. Ein optimales

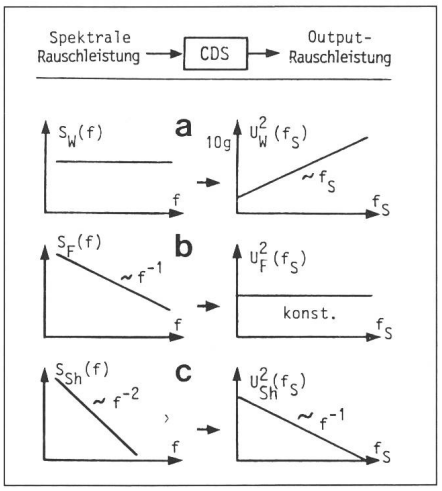

Fig. 4 Spektrale Rauschverteilung und dazugehörige Rauschleistung am Ausgang des CDS

in Abhängigkeit von der Videorate f_S für verschiedene Rauschquellen in doppeltlogarithmischer Darstellung

a weisses Rauschen des FET
b 1/f-Rauschen des FET
c Dunkelstromrauschen

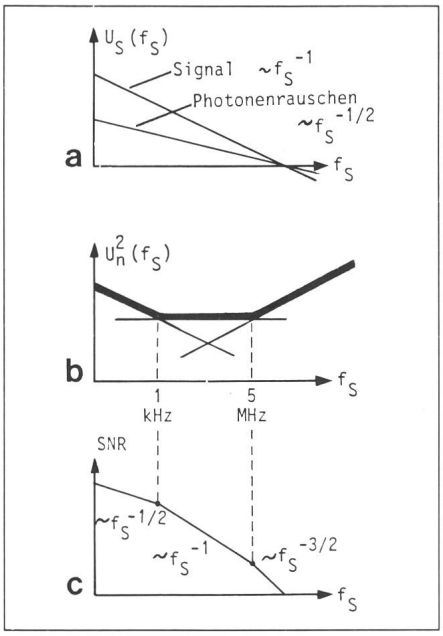

Fig. 5 Signal- und Rauschleistungen in Funktion der Videorate

bei konstanter Bestrahlungsstärke in doppeltlogarithmischer Darstellung.

a Signal und Photonenrauschen
b resultierende Rauschquellen aus Figur 4
c Signal zu Rauschverhältnis $SNR = U_S/U_n$ in Abhängigkeit von der Videorate f_S

SNR ergibt sich bei jenem f_s, wo die Spitzenhelligkeit des Bildes die Detektorelemente knapp in die Sättigung bringt. Bei sehr schlechten Lichtverhältnissen, z.B. in astronomischen Anwendungen, wird der Sensor zur Reduktion des Dunkelstroms gekühlt.

7. Praktische Beispiele und Messungen

In der Tabelle III sind die der Rauschanalyse zugrundeliegenden Modellparameterwerte (typische Werte) angegeben. Man beachte die äusserst kleinen Kapazitätswerte in der CCD-Ausgangsstufe und das relativ grosse l/f-Rauschen.

Typische Modellparameterwerte Tabelle III

$\overline{N}_{S\,max.}$	=	$5 \cdot 10^5 e^-$
C_{11}	=	0,1 pF
C_{in}	=	0,08 pF
C_q	=	0,1 pF
C_t	=	$C_q + C_{in}$
	=	0,18 pF
$U_w(f)$	=	$10\,nV/\sqrt{Hz}$
$U_f(1\,Hz)$	=	$7\,\mu V/\sqrt{Hz}$
$\bar{I}_0$	=	50 fA, $T \approx 20\,°C$,
A_v	=	0,5

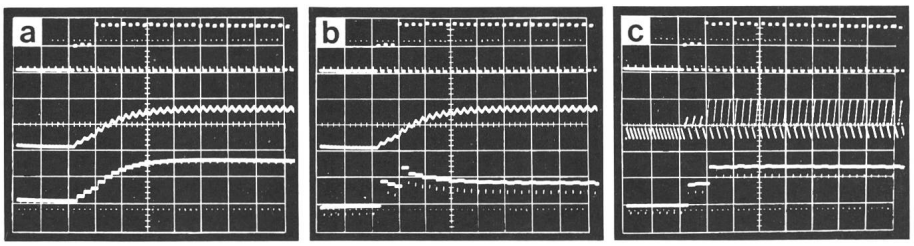

Fig. 6 Signalverhalten

a ohne Clamp, Signalintegration
b CDS1, Signaldifferentiation
c CDS2, exakter Signalverlauf

für $\lambda = 0{,}1$

oberer Strahl:	CCD-Signal am CDS-Input (1 V/Div.)
mittlerer Strahl:	Signal nach Tiefpass (a, b: 0,5 V/Div. c: 0,1 V/Div.)
unterer Strahl:	Ausgangssignal (a: 0,5 V/Div. b, d: 0,1 V/Div.)
Zeitachse:	100 µs/Div., 26 µs/Pixel

Die Tabelle IV zeigt die numerisch mit den Formeln der Tabelle II ermittelten Werte der einzelnen Rauschanteile, ausgedrückt in äquivalenter Rauschladung. Die dominanten Rauschbeiträge sind eingekreist. CDS2 zeigt in allen Fällen das bessere Rauschverhalten. Der Verbesserungsfaktor zwischen CDS2 und CDS1 bezieht sich auf die Werte $\lambda = 1$ für CDS2 und $\lambda = 5$ für CDS1.

Um den Einfluss des CDS auf die einzelnen Rauscharten messtechnisch zu überprüfen, wurden künstlich erhöhte, reale Rauschquellen verwendet. Damit konnte die Theorie bestätigt werden. Im praktischen Betrieb hat sich gezeigt, dass CDS2 bezüglich Aufbau, als Folge des «gedrängten Timings», etwas schwieriger zu realisieren ist als CDS1.

Die Figur 6 illustriert qualitativ die Elimination des Pixelübersprechens. Es wurde ein sehr kleines Verhältnis $\lambda = 0{,}1$ gewählt, um den Verschleppungseffekt des Signals besser demonstrieren zu können. Die Figur 6a zeigt die Signalverläufe ohne Clamp, die Figur 6b mit Clamp ohne TP-Schalter und die Figur 6c mit Clamp und mit TP-Schalter. Der Nutzen des TP-Schalters ist deutlich zu erkennen.

Berechnete äquivalente Rauschladung (in Anzahl rauschender Elektronen) Tabelle IV

Pixelintervall T_s Videorate f_s		1 ms 1 kHz		10 µs 100 kHz		0,1 µs 10 MHz	
CDS-Variante λ	ohne CDS *	CDS1 5	CDS2 1	CDS1 5	CDS2 1	CDS1 5	CDS2 1
Rauschart: 1. Photonenrauschen n_{Ph}	0...700 (dunkel...max. Helligkeit)						
2. max. Pixelübersprechen $n_ü$	≈3300	3300	—	3300	—	3300	—
3. kTC-Rauschen n_{kTC}	170	1	—	1	—	1	—
4. weisses Rauschen n_W	25	2	1	18	10	180	100
5. l/f-Rauschen ** n_f	90	30	22	55	40	90	64
6. Dunkelstrom OD n_{sh}	→	17	17	1,7	1,7	—	—
Totales Rauschen n_{tot} ohne n_{Ph} und $n_ü$	192	34	28	6	41	201	119
Verbesserungsfaktor ohne n_{Ph} und $n_ü$		0,9 dB		1,3 dB		2,2 dB	

* Bandbreite 10 Hz...1 MHz
** unter Berücksichtigung des Verlaufs $\overline{U_n^2} \sim f^{-\alpha}$, $\alpha < 1$.

8. Innere Rauschbeiträge des CCD-Sensors

Das vom CCD-Kanal auf die Output-Diffusion transportierte Ladungspaket ist bereits verrauscht. Die Ausgangssignalverarbeitung mit Filter und CDS kann diese Rauschanteile nicht reduzieren. Zum Vergleich mit den Rauschbeiträgen der Signalverarbeitung nach der Output-Diffusion seien diese inneren Rauschbeiträge kurz abgeschätzt. Sie bilden die untere Grenze einer sinnvollen Rauschreduktion im Signalverarbeitungspfad.

Die CCD-Rauschanteile bei einem BCCD-Sensor (Buried Channel CCD) betragen nach [3] etwa:

- Trappingverluste $< 10\ e^-$ (800 Transfers)
- Transferverluste $< 50\ e^-$
- Dunkelstrom $\approx 100\ e^-$ ($1/30$ s Integrationszeit, 300K, 400 × 400 Pixel)
- Opt. Photonenrauschen $\overline{N}_s^{1/2} = 0...1000\ e^-$

Die CCD-Störanteile liegen also in der gleichen Grössenordnung wie die Störanteile der Signalverarbeitung (Tab. IV), und es ist deshalb sinnvoll, Massnahmen zur Reduktion beider Störarten zu treffen.

9. Entwurfsregeln für rauscharme Signalerfassung bei CCD-Sensoren

Folgende Punkte sind für die rauscharme Bilderfassung bei Halbleiterbildsensoren zu beachten:

1. Sensorart: Buried-Channel-CCD-Sensoren sind den Photodiodenarrays mit Schaltern und Videobus sowie CID-Sensoren bezüglich Grenzempfindlichkeit überlegen, weil das Kapazitätsniveau klein und CDS möglich ist.

2. Vorverstärker: Um das Kapazitätsniveau des Auslesekreises klein zu halten, ist unbedingt ein On-Chip-Vorverstärker (MOSFET) erforderlich. Es wird in diesem Rahmen jedoch nicht auf die Dimensionierung rauscharmer Vorverstärker eingegangen.

3. Reset-Niveau für die Output-Diffusion: Die Kapazität C_{OD} der Output-Diffusion ist eine Funktion der angelegten Spannung U_{OD}:

$$C_{OD} \sim U_{OD}^{-1/3} \qquad (4)$$

Die resultierende Signalausgangsspannung ist somit nichtlinear abhängig von der Grösse der Signalladung. Je grösser das Reset-Niveau und somit die Arbeitspunktspannung der Output-Diffusion gewählt wird, desto kleiner wird die differentielle Kapazität und auch die Nichtlinearität. Der Dunkelstrom steigt jedoch mit zunehmendem U_{OD}. Eine Möglichkeit zur Linearisierung besteht im Einsatz von Ladungsverstärker oder Transimpedanzverstärker zur Ladungsdetektion.

4. Strom durch den On-Chip-Vorverstärkertransistor: Für kleine Ausleseraten muss der Drainstrom des Vorstufentransistors und somit die Verlustleistung klein gehalten werden, um die dominante Rauschquelle, das Dunkelstromrauschen, tief zu halten. Bei grossen Ausleseraten spielt die höhere Chiptemperatur keine Rolle, da das hier dominante FET-Transistorrauschen eine kleine Temperaturabhängigkeit zeigt. In diesem Falle soll der Drainstrom so gross wie möglich gemacht werden, um die maximale Transistorsteilheit bzw. minimales Verstärkerrauschen zu erhalten.

5. Kühlung: Der Sensorchip sollte so kühl als möglich gehalten werden. Aus diesem Grunde sind alle Baugruppen, welche grössere Verlustleistung produzieren, vom Sensorchip fernzuhalten. Dies gilt insbesondere für Takttreiber und auf den Vorverstärker folgende Verstärkerstufen. Bei kleineren Ausleseraten ist das Dunkelstromrauschen dominant. Dieser Rauschstromanteil verdoppelt sich pro $\Delta T \approx 20$ K (der DC-Anteil des Dunkelstroms I_0 verdoppelt sich pro $\Delta T \approx 10$ K). Kühlung ist daher hier eine effiziente Massnahme zur Rauschreduktion.

6. Wahl der Ausleserate: Falls die Ausleserate wählbar ist, soll diese möglichst tief gehalten werden, so dass die Spitzenhelligkeit des Bildes nicht ganz die Sättigungsgrenze erreicht. Gemäss Figur 5c steigt das SNR für abnehmendes f_s, obwohl die Dunkelstromproduktion zunimmt. Mit anderen Worten: Es soll möglichst lange auf dem Photodetektor selbst integriert werden (interne Videointegration). Es ist jedoch zu beachten, dass der DC-Anteil des Dunkelstroms die Sensordynamik einschränkt.

7. Externe Videointegration: Die Dynamik kann in einem digitalen Bildspeicher mit externer Videointegration auf Pixelbasis vergrössert werden. Der *SNR*-Gewinn beträgt dann $m^{1/2}$, falls m die Anzahl summierter Bilder bedeutet. Die interne Videointegration lässt sich durch Wahl der Ausleserate festlegen. Man stellt beim Betrachten von Figur 5c fest, dass die *interne Videointegration* in dem Bereich, wo der *SNR*-Verlauf proportional zu f_s^{-1} oder $f_s^{-3/2}$ ist, effizienter ist als die externe. Anschaulicher erklärt heisst dies, dass bei vorgegebener totaler Integrationsdauer eine lange interne und kurze externe Integration die besseren Resultate liefert als der umgekehrte Fall. Bei grösseren Bestrahlungsstärken, wo das Photonenrauschen dominant wird, ergeben interne und externe Videointegration dieselben Verbesserungsfaktoren.

8. Correlated Double Sampling: Eine rauscharme Signalextraktion ist nur möglich mit der nachfolgenden CDS-Signalverarbeitung. Die neu vorgestellte CDS-Variante eliminiert das kTC-Rauschen sowie das Pixelübersprechen. Der Verbesserungsfaktor für das Rauschen ist in Tabelle III angegeben. Man beachte, dass die CDS-Technik nur bei Sensoren mit separat herausgeführter (d.h. nicht mit einer Clockphase verbundener) Steuerelektrode des Reset-Transistors angewendet werden kann. Sauberes Layout und schnelle FET-Schalter sind eine unabdingbare Forderung, um die richtige Funktionsweise der CDS-Kompensation auch noch im Bereich der Videofrequenzen zu garantieren.

10. Zusammenfassung

Die Signalladung einer CCD-Kette, beispielsweise eines Bildsensorarrays, kann nur mittels Correlated Double Sampling (CDS) rauscharm detektiert werden. Es wurde eine verbesserte CDS-Schaltung vorgestellt, welche gegenüber der üblichen CDS-Variante wesentliche Verbesserungen ergibt, nämlich vollständige Elimination des Pixel-Übersprechens, des Verstärker-Offsets und des kTC-Rauschens der Output-Diffusion, sowie eine bessere Reduktion des Breitband- und 1/f-Rauschens des FET-Verstärkers. Die Schaltung enthält ein getastetes RC-Filter, benötigt bloss 3 FET-Schalter und ist für Pixelraten bis in den Videofrequenzbereich verwendbar. Ein CDS auf digitaler Basis ist in Entwicklung.

Literatur

[1] *W. Guggenbühl:* Ladungsverschiebeelemente. Bull. SEV/VSE 68(1977)2, S. 77...84.

[2] *D. F. Barbe:* Imaging devices using the charge-coupled concept. Proc. IEEE 63(1975)1, p. 38...67.

[3] *M. H. White* a. o.: Characterization of surface channel CCD image arrays at low light levels. IEEE Journal of Solid-State Circuits 9(1974)1, p. 1...13.

[4] *R. W. Brodersen* and *S. P. Emmons:* The measurement of noise in buried channel charge-coupled devices. Proceedings of the international conference of applications of charge-coupled devices, San Diego/California, 29...31 October 1975; paper IV-1, p. 331...349.