

# Signalerkennung mit ladungsgekoppelten Bauelementen

Dr.-Ing. MATTIAS MENDE, Prof. Dr. sc.  
Dr. sc. techn. JÜRGEN WALDMANN und  
Dr. sc. nat. HANS-DIETER LANGER

Mitteilung aus der Sektion Physik/Elektronische Bauelemente der TU Karl-Marx-Stadt und dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

In Bildaufnahmeelementen für Halbleiterkameras eingesetzt, tragen ladungsgekoppelte Bauelemente wesentlich zur Entwicklung moderner Videotechnik bei [1] [2], mit ihnen sind Operationen zur zeitdiskreten Signalverarbeitung wie Speicherung, Transport, Verzögerung, Aufteilung und Summation von Ladungspaketen grundsätzlich realisierbar [3]. Für transversale oder rekursive elektrische Filter mit konstanter bzw. adaptiver Dämpfungscharakteristik sind sie in der Nachrichten- und Regelungstechnik im Frequenzbereich von wenigen bis zu einigen zehntausend Kilohertz zweckmäßig [4] [5] [6].

Ihr physikalisches Wirkprinzip und die damit verbundenen günstigen Kanaleigenschaften ermöglichen jedoch auch korrelative Methoden, die besonders in der Informationstechnik zur Echtzeitsignalverarbeitung von Interesse sind.

Mit dem in [7] beschriebenen Verfahren zur Faltung und Korrelation durch MZOS-Konvolver auf der Basis von Oberflächenwellenbauelementen (AOW) können analoge Signale mit Frequenzen von 30 bis zu einigen hundert Megahertz bei einer Leistungsaufnahme von etwa 5 W und einer minimalen Fläche von etwa 30 mm<sup>2</sup> gut autokorreliert werden.

Faltung bzw. Autokorrelation lassen sich durch die Gleichungen (1a) und (1b) ausdrücken:

Faltung

$$x_{12}(t) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/(2T) \int_0^{2T} x_1(t)x_2(t-\tau) d\tau \quad (1a)$$

Autokorrelation

$$\varphi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} 1/(2T) \int_0^{2T} x(t)x(t-\tau) dt \quad (1b)$$

Die Beherrschung höchstintegrierender Bauelementetechnologien ermöglicht unterdessen auch das Konzept der vollständig digitalisierten Signalkorrelation. So benötigen

Wegen ihrer elektrischen Eigenschaften sind ladungsgekoppelte Bauelemente (Charge Coupled Devices, CCD) in der Nachrichtentechnik zum Transport zeitdiskreter Signalfolgen besonders dann geeignet, wenn einerseits niedrige Übertragungsverluste und Leistungsaufnahmen und andererseits hohe Dynamikbereiche und Signal-Rausch-Verhältnisse für Signalfrequenzen bis etwa 10 MHz angestrebt werden. Im folgenden Beitrag wird ein Verfahren zur Signalerkennung vorgestellt, bei dem das Grundprinzip ladungsgekoppelter Bauelemente ausgenutzt wird.

die besten CMOS-Signalprozessoren zur Ausführung einer 32-bit-Gleitkommamultiplikation bei einer Taktfrequenz von 20 MHz nicht mehr als 0,05  $\mu$ s, wenn sie im Pipelinebetrieb arbeiten und mit Harvardarchitektur ausgestattet sind [8].

Insgesamt werden zur A-D-Wandlung, zur Speicherung der Bitfolgen, deren Transport, Multiplikation und Summierung unter Beibehaltung des Pipelineprinzips zur Durchführung der Kurzzeitautokorrelation eines verdrahteten 500-kHz-Signales bei einer Taktfrequenz von 20 MHz damit nur 200  $\mu$ s Rechenzeit beansprucht. Die hohe Anzahl komplexer Funktionsgruppen (Speicher, Schieberegister, Addier- und Multiplizierfelder) führt zu einem erheblichen Bedarf an Chipfläche und einer hohen Verlustleistung auf dem Kristall ( $P_v = 750$  mW [9]).

Mit dem folgenden Verfahren auf der Basis ladungsgekoppelter Bauelemente zur Erkennung von Signalen im Bereich bis etwa 10 MHz werden jedoch gegenüber [9] etwa ein Drittel und gegenüber [7] etwa 5% an elektrischer Leistung benötigt, wobei der Chipflächenbedarf ebenfalls niedrig liegt (1% im Vergleich zu [7]), wenn die übliche Zweiebenen-Poly-Si-nSG-Technologie verwendet wird [10].

Das Verfahren eignet sich zum Einsatz in Geräten für die Ortung von Signalquellen, zum Erkennen der Form und der Frequenz periodischer, beliebig geformter Signalverläufe oder zur Detektion von Einzelimpulsen, wenn diese mehr oder weniger stark im Rauschen verborgen sind und wenn sich der Verlauf bei periodischen Signalen über mehrere Perioden nur wenig ändert.

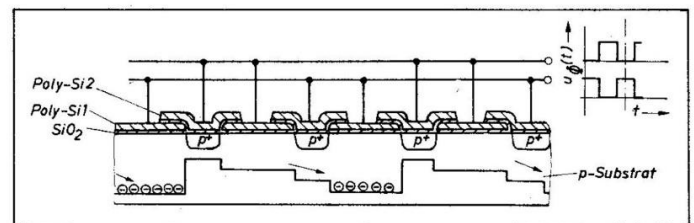
Es kann damit zur Analyse rauschüberlagerter analoger oder digitaler Signale wie etwa für die Bildmusterfindung in der Robotertechnik oder für die Satellitenkommunikations- und Radartechnik eingesetzt werden.

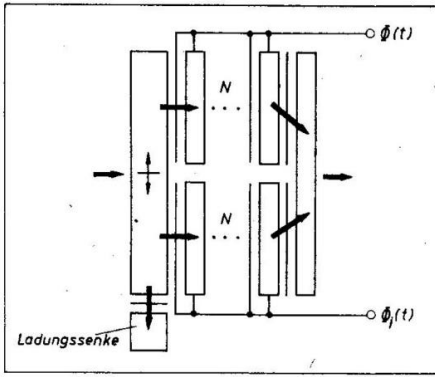
## Wirkungsweise

Von mehreren CCD-Schiebekettenvarianten wird meist die des Zweiphasen-CCD in Zweiebenen-Poly-Si-nSG-Technologie verwendet, bei der eine Zelle jeweils aus zwei Speicher- und diese überlappenden Transferelektroden besteht, wobei sich unter letzteren zusätzlich ionenimplantierte p<sup>+</sup>-Gebiete zur Ausprägung eines asymmetrischen Potentialmuldenverlaufes befinden, damit der Transport gerichtet erfolgen kann (im Bild 1 von links nach rechts). Wenn an eine Speicherelektrode eine hinreichend positive Taktspannung gelegt wird, kann ein von anderen Signalladungen isoliertes Ladungspaket unter der aktiven Fläche dieser Speicherelektrode im Ladungskanal gespeichert werden. Die gleiche Signalladung wird nach der Hälfte der Taktperiode entlang einer Speicherelektrode transportiert, während sich in der vorhergehenden Potentialmulde bereits ein neues Ladungspaket befindet. Damit erfolgt der Transport der Ladung von Zelle zu Zelle während einer ganzen Taktperiode.

Im Unterschied zu CCDs in Bildaufnahmeelementen entstehen die Ladungspakete durch Diskretisierung zeitkontinuierlicher Signalspannungen am Eingang der Schiebekette. Das hier beschriebene Verfahren basiert auf

Bild 1:  
Signaltransport in  
einer Zweiphasen-  
CCD-Zelle





**Bild 2:** Groblayout der Aufteilung der Ladungspakete und deren Verarbeitung in zwei Teilkanälen gleicher Länge und Breite

dem Vergleich eines Abschnitts des Momentanverlaufes des Signales mit dem zeitlich verzögerten Abschnitt des gleichen Signalverlaufes, indem die ankommenden Ladungspakete jeweils zur Hälfte in zwei Teilkanäle gleicher Breite und Länge aufgespalten und die Taktung des unteren Teilkanals eine variierbare Zeitspanne lang ausgesetzt werden (Bild 2).

Das Unterbrechen der Taktung zum Zeitpunkt  $t_0$  entspricht in seiner Dauer Vielfachen der Taktperiodendauer  $T_c$  mit

$$t_s = \frac{i}{f_c}, \quad i = 0(1)j$$

Der Faktor  $i$  ist einstellbar, und die Größe der Zeitverzögerung ist ihm proportional. Die Ableitung der Ladungspakete in eine vorhandene Ladungssinke am Eingang des unteren Teilkanals verhindert für die Dauer des Aussetzens der Taktung die Zufuhr neuer Signalladungen.

Die gesamte Länge eines Teilkanals mit  $N$  Stufen entspricht der Beobachtungsdauer und muß wenigstens eine ganze Länge der längsten aller vermuteten Signalperioden erfassen können.

Es gilt:

$$N_{\min} \geq \frac{f_c}{f} \quad (2a)$$

mit

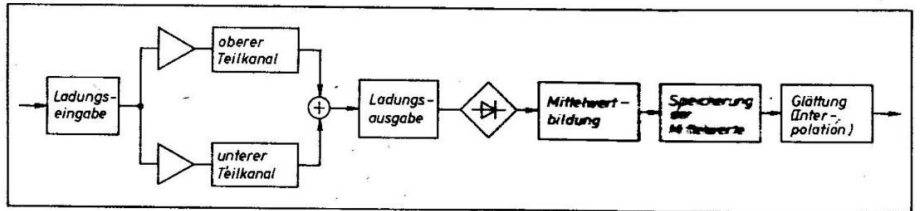
$$f_c \geq 2f_{\max} \quad (2b)$$

$N_{\min}$  = minimale Anzahl der Stufen  
 $f$  = Frequenz eines periodischen Signales  
 $f_{\max}$  = maximale Frequenz eines Signales  
 $f_c$  = Taktfrequenz

Nach Ende des Aussetzens der Taktung an einem Teilkanal beginnt die Signalerkennung mit dem Auslesen aller Werte, d.h. mit der Summation aller momentanen, im oberen Teilkanal enthaltenen Werte mit allen verzögerten Werten des Signalverlaufes im unteren Teilkanal.

Beide Anteile der Signalladung werden nach ihrer Zusammenführung am Ende der Teilkanäle und der Ausgabe jeweils gleichgerichtet und zeitlich über  $N/f_c$  gemittelt. Dadurch ergibt sich in Abhängigkeit von der Verzögerungsdauer  $t_s$ , jedoch unabhängig zur Änderung des Signalverlaufes am Eingang der Schaltung eine Änderung des resultierenden Ausgangssignales. Bild 3 stellt die gesamte Schaltungsanordnung zur Reproduktion der Frequenz und des Verlaufes eines mit Gaußschem Rauschen überlagerten Signales im Prinzip dar.

Wenn am Eingang der Schaltung ein im Rau-



**Bild 3:** Blockschaltbild der gesamten Schaltungsanordnung

schen verborgenes Nutzsinal existiert, wird sich eine signifikante Änderung des zeitlichen Mittels am Ausgang einstellen, da Signal und Rauschen unkorreliert vorliegen, ein Abschnitt des Rauschens stellvertretend für das ganze Scharmittel steht und deshalb die Summe der beiden abgetasteten Rauschanteile zeitlich annähernd konstant bleibt. Die Änderung der zeitlichen Mittelwerte der gleichgerichteten Summen der Teilladungen am Ausgang der Schaltung entspricht dann ähnlich der Autokorrelierten eines Signales dem gesuchten Signalverlauf. Diese Änderung ist unabhängig von der Phasenlage des Eingangssignales. Zur weiteren Analyse kann die Folge der zeitlichen Mittelwerte zusätzlich mit erster oder höherer Ordnung interpoliert werden.

### Beispiel

Bild 4 zeigt das Element zur symmetrischen Ladungsaufteilung auf die beiden Teilkanäle mit beispielsweise je 50 Stufen. Die Verwendung eines Ladungsaufteilungselementes [11] sichert durch Verkleinerung der wirksamen Fläche zur Ladungsaufteilung in Verbindung mit selbstjustierender Technologie, daß der relative Fehler der Ladungswichtung 0,5% nicht überschreitet. Die Schaffung eines konstanten, zwischen maximalem und minimalem Potential gelegenen Oberflächenpotentials unter jedem zweiten Speicher- und Transferelektrodenpaar (einschließlich des Ladungsaufteilungselementes mit vorhergehender Transportelettrode) durch zusätzliche asymmetrische p-Ionenimplantation im p-Substrat ermöglicht die Einsparung der Taktzufuhr an diese Elektroden. Ein am Element zur Ladungseingabe vorliegendes rauschüberlagertes, sinusförmiges Signal  $f(k)$  bestehe aus den Komponenten

$$f(k) = n(k) + r(k) \quad (3a)$$

$n(k)$  = abgetasteter Anteil des Nutzsignales (Sinus) am Schaltungseingang

$r(k)$  = abgetasteter Rauschanteil am Schaltungseingang

$k$  = Laufzahl

In Abhängigkeit von der Dauer der Taktaussetzung im Ladungskanal ergibt sich nach der Doppelweggleichrichtung am Element zur Ladungsausgabe das Signal  $|f(i,k)|$ , bestehend aus den Komponenten

$$|f(i,k)| = |0,5 [f(k) + f(k-i)]| \quad (3b)$$

$$= |n^*(i,k) + 0,5 [r(k) + r(k-i)]| \quad (3c)$$

mit

$$|n^*(i,k)| = |0,5 [\sin 2\pi f k T_c + \sin 2\pi f (k-i) T_c]| \quad (3d)$$

$$= |n(i) \sin(i,k)| \quad (3e)$$

$$n(i) = \cos(i \pi f T_c) \quad (3f)$$

$$\sin(i,k) = \begin{cases} \sin \pi f (2k-i) T_c & \text{für } 4k-1 \leq 2f T_c \leq 4k-1; k=0(1)G; G \in N \quad (3g) \\ \sin [\pi f (2k-i) T_c - 180^\circ] & \text{für } 4k+1 \leq 2f T_c \leq 4k-3; k=0(1)G; G \in N \end{cases}$$

Die Bildung des zeitlichen Mittels über  $N/f_c$  liefert mit den Gleichungen (3c) bis (3f) das Signal

$$f(i) = |f(i,k)| = \sum_{k=0}^{N-1} |n^*(i,k)| \quad (4a)$$

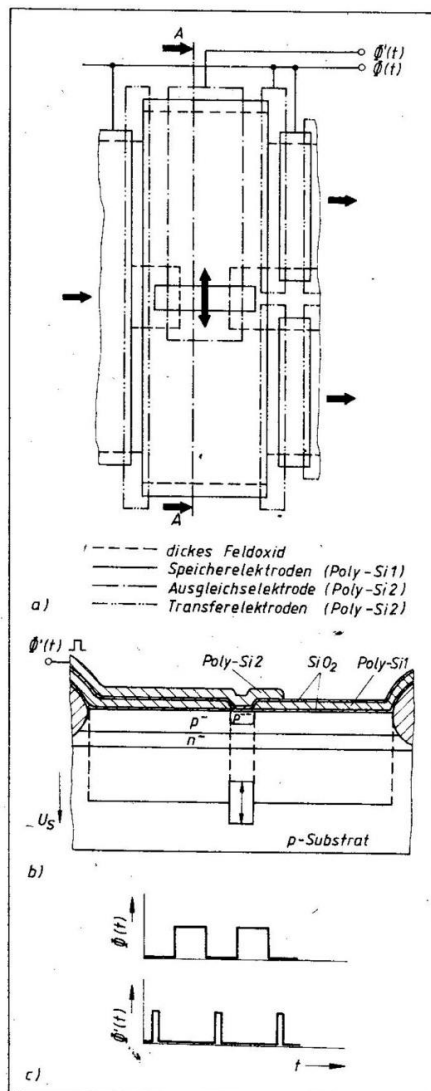
$$= \frac{2}{\pi} \cos \pi f T_c \quad (4b)$$

mit

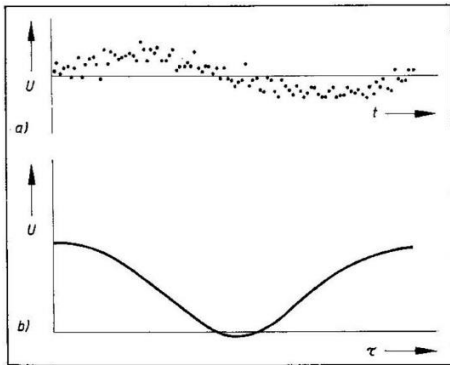
$$a = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{2N} \cos \pi f T_c \quad (4c)$$

$$\sin \pi f T_c = \frac{2}{\pi} \quad (4d)$$

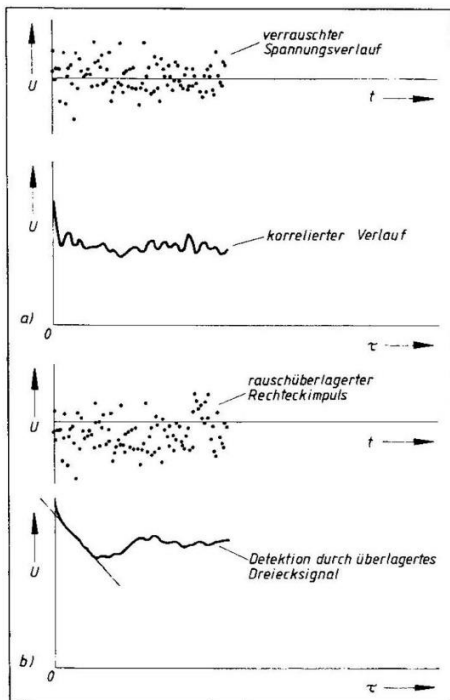
Frequenz und Verlauf von  $n(k)$  sind gut er-



**Bild 4:** Ladungsaufteilungselement. a) Layout des Ladungsaufteilungselementes; b) Verlauf des Oberflächenpotentials  $U_s$  am Schnitt A-A zur Ladungsaufteilung; c) Taktspannungsverlauf



**Bild 5: Detektion eines Sinussignales. a) Rauschüberlagerte sinusförmige Signale am Eingang der Schaltung; b) korrelierte Verläufe am Ausgang der Schaltung**



**Bild 6: Detektion eines Rechtecksignales. a) Korrelation eines verrauschten Spannungsverlaufes ohne Nutzsignalanteil; b) Detektion eines Nutzsignals**

kennbar. Im Bild 5 sind zwei mathematisch simulierte, mit Gaußischem Rauschen verschieden stark überlagerte sinusförmige Signale am Eingang der Schaltung vor und nach der Mittelwertspeicherung evtl. am Ausgang dargestellt. Bild 6 demonstriert die Wirksamkeit des Verfahrens am Beispiel der Detektion eines im Rauschen verborgenen Rechtecksignals.

### Zusammenfassung

Es wurde ein Verfahren vorgestellt, welches die günstigen Kanaleigenschaften ladungsgekoppelter Bauelemente zur Analyse im Rauschen verborgener Signale ausnutzt:

Arbeitsfrequenzbereich	1 kHz...10 MHz
Dynamikumfang	≧ 80 dB
Klirrfaktor	≧ 50 dB
Signal-Rausch-Verhältnis (BCCD)	≧ 80 dB
Verlustleistung/Zelle	≧ 200 μW
Übertragungsverluste/Zelle (BCCD)	≧ 10 <sup>-5</sup>

Bei einer Stufenanzahl von  $2 \times 50 = 100$  Stufen und einer Fläche von  $20 \times 100 \mu\text{m}^2/\text{Stufe}$

werden auf  $1 \times 0,2 \text{ mm}^2$  Chipfläche mit der üblichen Zweiebenen-Poly-Si-nSG-Technologie zur Herstellung von BCCDs mit Randelektronik (Takterzeugung, Sample-and-Hold-Schaltung) etwa 200 mW elektrische Leistung aufgenommen.

Die Schaltung benötigt zur Erkennung der 50 Abtastwerte umfassenden Signalperiode weniger als  $300 \mu\text{s}$ , wenn die Taktfrequenz 20 MHz beträgt.

### Literatur

- [1] Parulski, K. A.: Color Filters and Processing Alternatives for One-Chip Cameras. IEEE Transactions on Electron Devices, New York ED-32 (1985) 8, S. 1381–1389
- [2] Waldmann, J.; Mende, M.: Ladungsgekoppelte Umschaltelemente für CCD-Farbfilterarrays. radio fernsehen elektronik, Berlin 37 (1988) 9, S. 593 und 594
- [3] Feldmann, M.; Henaff, J.: The multibridge charge routing filter. IEEE Transactions on Circuits and System, New York CAS-32 (1985) 2, S. 20–27
- [4] Vogelsong, T. L.; Tiemann, J. J.; Steckl, A. J.: Charge domain integrated circuits for signal processing. IEEE Journal of Solid State Circuits, New York SC-20 (1985) 2, S. 563–570
- [5] Mende, M.; Eigler, H.: Neues rekursives CCD-Abtastanalogfilter. Nachrichtentechnik. Elektronik, Berlin 35 (1985) 6, S. 228 und 229
- [6] Waldmann, J.; Mende, M.: Lichtabhängige Frequenzselektion elektrischer Signale. radio fernsehen elektronik, Berlin 38 (1989) 3, S. 156 und 157
- [7] Wall, B.; Urban, A.; Neise, H.; Buff, W.: MZOS-Konvolvier für schnelle analoge Signalverarbeitung. radio fernsehen elektronik, Berlin 38 (1989) 1, S. 18 und 19
- [8] Taetow, W.: CMOS-Bausteine für mikroprogrammierbare Signalprozessoren. Elektronik, München 33 (1984) 18, S. 138–142
- [9] Gluth, R.: Integrierte Signalprozessoren. Elektronik, München 35 (1986) 20, S. 112–125
- [10] Waldmann, J.; Langer, H.-D.; Mende, M.: Verfahren zur Signalerkennung mit ladungsgekoppelten Bauelementen. WP DD 324 729/7 1989. H01L
- [11] Eigler, H.; Malz, B.; Mende, M.: Ladungsaufteilungselement. WP DD 286 828/3 1986. H01L 29/66