

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
28. August 2008 (28.08.2008)

PCT

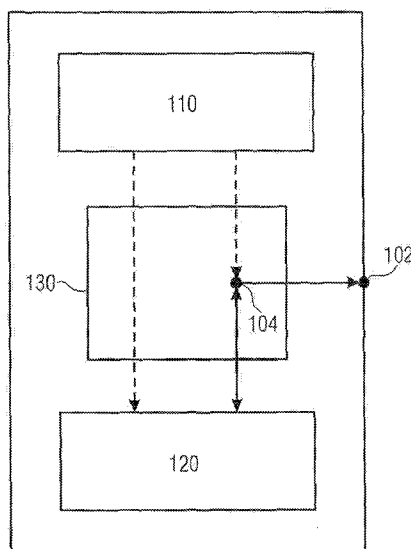
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2008/102005 A2

- (51) Internationale Patentklassifikation:
H03M 1/46 (2006.01)
- (21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2008/052185
- (22) Internationales Anmeldedatum:
22. Februar 2008 (22.02.2008)
- (25) Einreichungssprache: Deutsch
- (26) Veröffentlichungssprache: Deutsch
- (30) Angaben zur Priorität:
10 2007 009 146.1
24. Februar 2007 (24.02.2007) DE
- (71) Anmelder und
(72) Erfinder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von
DE): **DÖGE, Jens** [DE/DE]; Troppauer Strasse 37, 01279
Dresden (DE).
- (74) Anwälte: **SPERLING, Thomas** usw.; Sperling, Fischer &
Heyner Patentanwälte, Niederwaldstrasse 27, 01277 Dres-
den (DE).
- (81) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für
jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL,
AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ,

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) Title: DEVICE FOR DETERMINING A CHARGE AMOUNT OF A CAPACITIVE ELEMENT, PIXEL CELL AND METHOD FOR DETERMINING A POSITION OF MAXIMUM OF AN ENVELOPE OF AN ANALOG AMPLITUDE-MODULATED SIGNAL

(54) Bezeichnung: VORRICHTUNG ZUM BESTIMMEN EINER LADUNGSMENGE AUF EINEM KAPAZITIVEN ELEMENT, PIXELZELLE UND VERFAHREN ZUM BESTIMMEN EINER POSITION EINES MAXIMUMS EINER HÜLLKURVE EINES ANALOGEN AMPLITUDEN-MODULIERTEN SIGNALS.



100

FIG 39A

(57) Abstract: The invention relates to a pixel cell (100; pixel), comprising an output (102), a photosensor (110; sensor), which is configured to generate a first measuring current (I_{DPh1}) in a first measurement cycle (τ_c) and a second measuring current (I_{DPh2}) in a second measurement cycle (τ_c) as a function of radiation, an output node (104), a power storage device (120; SI-Mem), which is configured so that in a first operating mode a current (I_{M1}) can be injected by the power storage device (120) as a function of the first measuring current (I_{DPh1}), and so that in a second operating mode the power storage device (120) is configured to hold the injected current (I_{M1}) so that the injected current can be detected at the output node (104), and a switching unit (130; IO), which is configured to form a difference between the injected current (I_{M1}) and the second measuring current (I_{DPh2}) at the output node in a reading cycle and couple the output node (104) to the output (102).

(57) Zusammenfassung: Es wird eine Pixelzelle (100; Pixel) beschrieben, mit einem Ausgang (102); einem Photosensor (110; Sensor), der ausgebildet ist, um abhängig von einer Strahlung in einem ersten Messzyklus (τ_c) einen ersten Messstrom (I_{DPh1}) und in einem zweiten Messzyklus (τ_c) einen zweiten Messstrom (I_{DPh2}) zu erzeugen; einem Ausgangsknoten (104); einer Stromspeichervorrichtung (120; SI-Mem), die so ausgebildet ist, dass in einem ersten Betriebsmodus ein Strom (I_{M1}) durch die Stromspeichervorrichtung (120) abhängig von dem ersten Messstrom (I_{DPh1}) einprägar ist, und dass in einem zweiten Betriebsmodus die Stromspeichervorrichtung (120) ausgebildet ist, den eingepprägten Strom (I_{M1})

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

WO 2008/102005 A2



CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) Bestimmungsstaaten (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW,

Veröffentlicht:

— ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts

zu halten, so dass der eingeprägte Strom an dem Ausgangsknoten (104) erfassbar ist; und einer Schalteinheit (130; IO), die ausgebildet ist, um in einem Auslesezyklus eine Differenz des eingepprägten Stroms (I_{M1}) und des zweiten Messstroms (I_{DPh2}) an dem Ausgangsknoten zu bilden und den Ausgangsknoten (104) mit dem Ausgang (102) zu koppeln.

Pixelzelle, Verfahren zum Betreiben einer Pixelzelle, Verfahren zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen amplituden-modulierten Signals, Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge, Vorrichtung
5 und Verfahren zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf einem kapazitivem Element, Vorrichtung und Verfahren zum Setzen eines Schaltungsknotens auf eine vorbestimmte Spannung, Vorrichtung und Verfahren zum ladungsbasierten Analog-/Digital-Wandeln und Vorrichtung und Verfahren zur ladungs-
10 basierten Signalverarbeitung.

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf die im Titel genannten Aspekte.

15 In der Bildverarbeitung, zum Beispiel in der Weißlichtinterferometrie nach Michelson zur Vermessung von Oberflächen von Objekten, bestehen hohe Anforderungen an die Erfassung und/oder Verarbeitung von Bildinformationen. Aber auch in anderen Bereichen, in denen Sensoren große Mengen an Daten
20 erzeugen, ist deren schnelle und effiziente Verarbeitung wünschenswert.

Zusammenfassung

25 Ein Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung bezieht sich auf eine ladungsbasierte analog-digitale Signalverarbeitung am Beispiel eines schnellen CMOS-Bildsensors (Complementary Metal Oxide Semiconductor) mit integrierter Vorverarbeitung.

30

Dieses Ausführungsbeispiel enthält verschiedene Aspekte, die im Folgenden kurz aufgeführt werden.

Ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung betrifft eine Pixel-
35 zelle mit: einem Ausgang; einem Photosensor, der ausgebil-

det ist, um abhängig von einer Strahlung in einem ersten Messzyklus einen ersten Messstrom und in einem zweiten Messzyklus einen zweiten Messstrom zu erzeugen; einem Ausgangsknoten; einer Stromspeichervorrichtung, die so ausgebildet ist, dass in einem ersten Betriebsmodus ein Strom durch die Stromspeichervorrichtung abhängig von dem ersten Messstrom einprägar ist, und dass in einem zweiten Betriebsmodus die Stromspeichervorrichtung ausgebildet ist, den eingepprägten Strom zu halten, so dass der eingepprägte Strom an dem Ausgangsknoten erfassbar ist; und einer Schalteinheit, die ausgebildet ist, um in einem Auslesezyklus eine Differenz des eingepprägten Stroms und des zweiten Messstroms an dem Ausgangsknoten zu bilden und den Ausgangsknoten mit dem Ausgang zu koppeln.

Ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung schafft ferner eine Pixelzelle mit: einem Ausgang; einem Photosensor, der ausgebildet ist, um abhängig von einer Strahlung in einem Messzyklus einen Messstrom zu erzeugen; einem Ausgangsknoten; einer Stromspeichervorrichtung, die so ausgebildet ist, dass in einem ersten Betriebsmodus durch die Stromspeichervorrichtung ein Strom abhängig von dem Messstrom einprägar ist, und dass in einem zweiten Betriebsmodus die Stromspeichervorrichtung ausgebildet ist, den eingepprägten Strom zu halten, so dass der eingepprägte Strom an dem Ausgangsknoten erfassbar ist; und einer Schalteinheit, die ausgebildet ist, um in einem Auslesezyklus den eingepprägten Strom mit umgekehrten Vorzeichen an dem Ausgangsknoten zu bilden und den Ausgangsknoten mit dem Ausgang zu koppeln.

Zudem betrifft ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung ein Verfahren zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen amplitudenmodulierten Signals, mit: Abtasten des amplitudenmodulierten Signals, um eine Folge von analogen Abtastwerten zu erzeugen; Erzeugen einer Folge von analogen Differenzwerten, wobei ein analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten auf einer Differenz zweier aufeinanderfolgender analoger Abtastwerte

der Folge von analogen Abtastwerten basiert; Digitalisieren
der analogen Differenzwerte, um eine Folge von digitalen
Differenzwerten zu erzeugen; und Bestimmen der Position des
Maximums der Hüllkurve basierend auf der Folge von digita-
5 len Differenzwerten.

Ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung betrifft eine Vor-
richtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf einem kapazi-
tivem Element, mit: einer Einrichtung zum Vergleichen einer
10 Spannung an dem kapazitivem Element mit einer Referenzspan-
nung; einer Einrichtung zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-
abfuhr zu/von dem kapazitiven Element; einer Einrichtung
zum Rückschließen auf die Ladung auf dem kapazitiven Ele-
ment auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr und dem Vergleich
15 der Spannung.

Außerdem schafft ein Aspekt der vorliegenden Erfindung eine
Vorrichtung zum Setzen eines Schaltungsknotens auf eine
vorbestimmte Spannung; mit: einer Einrichtung zum Verglei-
20 chen einer Spannung an dem Schaltungsknoten mit einer Refe-
renzspannung; einer Einrichtung zum Bewirken einer Ladungs-
zufuhr/-Abfuhr zu/von dem Schaltungsknoten bis der Ver-
gleich ergibt, dass die Spannung an dem Schaltungsknoten
eine vorbestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung
25 aufweist.

Daneben betrifft ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung eine
Vorrichtung zum Setzen eines Schaltungsknotens auf eine
vorbestimmte Spannung; mit: einer Einrichtung zum Verglei-
30 chen einer Spannung an dem Schaltungsknoten mit einer Refe-
renzspannung; einem inneren kapazitiven Element; einer
Treiberstufe, wobei der Schaltungsknoten mit einem Ausgang
der Treiberstufe gekoppelt ist und das innere kapazitive
Element mit einem Eingang der Treiberstufe gekoppelt ist;
35 einer Einrichtung zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr
zu/von dem inneren kapazitiven Element bis der Vergleich
ergibt, dass die Spannung an dem Schaltungsknoten eine vor-
bestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung aufweist.

Außerdem betrifft ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung eine Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf einem kapazitiven Element, mit: einer Einrichtung zum Vergleichen
5 einer Spannung an dem kapazitivem Element mit einer Referenzspannung; einer Einrichtung zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr zu/von dem kapazitiven Element; einer Einrichtung zum Rückschließen auf die Ladung auf dem kapazitiven Element auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr und dem
10 Vergleich der Spannung; und einer Vorrichtung zum Setzen des kapazitiven Elements auf eine vorbestimmte Spannung.

Ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung betrifft eine Vorrichtung zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit: einem
15 kapazitiven Element; einem ersten Ladungsgeber; einem zweiten Ladungsgeber ; einer Ladungsgebersteuerung, zum Koppeln des ersten Ladungsgebers und/oder zweiten Ladungsgebers mit dem kapazitiven Element; einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf dem kapazitivem Element.

20 Zudem betrifft ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung eine Vorrichtung zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit: einer ersten Leitung; einer zweiten Leitung; Vorrichtung zum Setzen der zweiten Leitung auf eine vorbestimmte Spannung, einem ersten Ladungsgeber mit einem Ausgangsknoten;
25 einem zweiten Ladungsgeber mit einem Ausgangsknoten; einer Ladungsgebersteuerung, zum Koppeln eines Ausgangsknotens des ersten Ladungsgebers und/oder eines Ausgangsknotens des zweiten Ladungsgebers mit der ersten Leitung und/oder zweiten
30 Leitung; und einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf der ersten Leitung.

Ein Aspekt der vorliegenden Anmeldung ist eine Pixelzelle mit: einem Photosensor, der ausgebildet ist, um abhängig
35 von einer Strahlung eine Spannung über dem Photosensor zu erzeugen; einem Kondensator; einem ersten Transistor, der ausgebildet ist, die in dem Photosensor erzeugte Spannung an dem Kondensator anzulegen, um die Spannung durch den

Kondensator zu speichern; einem zweiten Transistor, der ausgebildet ist, um die Spannung an dem Kondensator auf eine Rücksetzspannung zurückzusetzen; einem dritten Transistor, dessen Gate mit dem Kondensator gekoppelt ist, und der
5 ausgebildet ist, abhängig von einer an dem Kondensator anliegenden Spannung einen Drainstrom an einem Drainausgang des dritten Transistors zu erzeugen; einem vierten Transistor, der ausgebildet ist, den Drainausgang mit einem Ausgang zu koppeln; und einem fünften Transistor, der ausgebildet ist, wahlweise die Spannung über dem Photosensor auf
10 ein gegebenes Referenzpotential zurückzusetzen oder von dem gegebenen Referenzpotential zu entkoppeln.

Die vorgenannten Aspekte der Anmeldung ermöglichen alleine
15 oder in Kombination eine effizientere Erfassung von Daten und/oder Verarbeitung von Daten.

Kurzbeschreibung der Figuren

20 Ausführungsbeispiele und Aspekte der vorliegenden Anmeldung werden nachfolgend unter Bezugnahme auf beiliegende Zeichnungen näher erläutert.

Fig. 1 zeigt ein Signaldomänen bei ladungsbasierter Signal-
25 verarbeitung.

Fig. 2 zeigt ein Schaltungselement gepulste ideale Stromquelle.

30 Fig. 3 zeigt Ladung auf einem Kondensator.

Fig. 4 zeigt ein Architekturkonzept für Bildsensoren mit ladungsbasiertem analogem Datenpfad.

35 Fig. 5 zeigt einen Auslesepfad des Bildsensors mit ladungsbasiertem analogem Datenpfad.

Fig. 6 zeigt eine Prinzipschaltung einer bipolaren gepulsten Stromquelle mit Last.

Fig. 7 zeigt eine Ansteuerung der Ladungsquelle im gekoppelten (a) und ungekoppelten Betrieb (b) mit dem Aktivierungseingang S_Q für den ausgewählten Quellenblock dem Eingang S_{Sel} zum Vorladen der internen Kapazität und dem Eingang S_{Out} zur Ausgabe der Ladung.

Fig. 8 zeigt einen einfachen Stromspiegel.

Fig. 9 zeigt einen Kaskode-Stromspiegel.

Fig. 10 zeigt ein Ersatzschaltbild für die Anordnung mit Stromquelle, Transistorschalter und Lastkapazität.

Fig. 11 zeigt eine Prinzipschaltung einer einfachen Stromspeicherzelle (SI-Zelle).

Fig. 12 zeigt eine SI-Zelle im Pixel.

Fig. 13 zeigt eine Schaltung (a) und statische Übertragungsfunktion (b) eines Ladungs-Komparators.

Fig. 14 zeigt eine Prinzipschaltung des AD-Teils des ladungsbasierten Auslesepfades.

Fig. 15 zeigt eine Transistorschaltung des Komparators.

Fig. 16 zeigt ein Taktdiagramm für den Wandlungszyklus eines zählenden CP-ADC mit einer Auflösung von 5 Bit.

Fig. 17 zeigt ein Taktdiagramm für den Wandlungszyklus eines dreistufigen kombinierten CP-ADC mit sukzessiver Appro-

ximation und Zählen.

Fig. 18 zeigt einen Querschnitt eines p-Kanal Photo-FET (a) und Grundsaltung (b) einer Pixelzelle für den kontinuierlichen Betrieb.

Fig. 19 zeigt eine Grundsaltung der Pixelzelle mit einem Photo-FET in einer mittels Transistor rücksetzbaren Wanne.

Fig. 20 zeigt eine Grundsaltung der Pixelzelle mit ladungsbasiertem Reset.

Fig. 21 zeigt eine Simulation des Zeitverlaufs wichtiger Signale beim ladungsbasierten Reset der Pixelzelle.

Fig. 22 zeigt eine Ersatzschaltung für den ladungsbasierten Rücksetzvorgang.

Fig. 23 zeigt eine Photographie eines Speckle-Musters [Wik06].

Fig. 24 zeigt einen schematischer Aufbau eines Weißlicht-Interferometers [Häu91].

Fig. 25 zeigt Spektren thermischer Strahler mit unterschiedlichen Farbtemperaturen und deren mittlere Wellenlänge $\bar{\lambda}$ (visueller Bereich: 380nm...760nm).

Fig. 26 zeigt eine Interferenzmodulation (offsetfrei) $y_H \cdot y_T$ für einen thermischen Strahler mit $T=6000\text{K}$ ($\bar{\lambda}=580\text{nm}$) bei gleicher Dämpfung im Mess- und Referenzarm sowie einer Phasenverschiebung $\varphi = \frac{\pi}{4}$.

Fig. 27. zeigt eine Zeitfunktion des Photostroms I_{ph} entsprechend der Bestrahlungsstärke.

Fig. 28 zeigt einen Drainstrom I_D des strahlungs-
empfindlichen FET und in der SI-Zelle gespeicherter Strom
 I_{SI} , mit der Abtastperiodendauer τ_C zum Abtastzeitpunkt t_k :
$$I_{SI}(t_k) = I_D(t_k - \tau_C) + \delta I(t_k).$$

Fig. 29 zeigt einen Pixel-Ausgangsstrom I_{pix} und Vorzeichen
des Anstiegs, sowie Bezugspunkte für die Beschreibung.

Fig. 30 zeigt einen Zählerstand der Wendepunkte.

Fig. 31A zeigt eine FET-Pixelzelle als Ladungsquelle.

Fig. 31B zeigt eine FET-Pixelzelle ähnlich zu Fig. 31A als
Stromquelle.

Fig. 32 zeigt einen analogen Datenpfad in der Pixelzelle.

Fig. 33 zeigt ein Blockschaltbild des Analogteils.

Fig. 34 zeigt ein Blockschaltbild des Digitalteils.

Fig. 35 A und B zeigen einen gemessenen Signalpegel in Ab-
hängigkeit von der Sample-Nummer (a: komplette Sequenz und
b: Interferenz-Ausschnitt) Quelle: [Sch05].

Fig. 36 zeigt eine äquivalente Zeitfunktion des Photostroms
 I_{ph} .

Fig. 37 zeigt ein Simulationsergebnis für den Pixel-

Ausgangsstrom I_{pix} .

Fig. 38 zeigt einen Zählerstand der Nulldurchgänge für die I_{pix} aus Fig. 37.

5

Fig. 39A zeigt ein Blockdiagramm eines Aspekts einer Pixelzelle mit einem Photosensor und einer Stromspeichervorrichtung.

10 Fig. 39B zeigt ein Flussdiagramme eines Aspekts eines Verfahrens zum Betreiben einer Pixelzelle nach Fig. 39A.

Fig. 39C zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines weiteren Verfahrens zum Betreiben einer Pixelzelle nach Fig. 39A.

15

Fig. 40 zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen Amplitudenmodulierten Signals.

20

Fig. 41A zeigt ein Blockschaltbild eines Aspekts einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Leitungsmenge auf einem kapazitiven Element.

25 Fig. 41B zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf einem kapazitiven Element.

Fig. 41C zeigt ein Blockdiagramm eines Aspekts einer Vorrichtung zum Setzen eines Schaltungsknotens auf eine vorbestimmte Spannung.

30

Fig. 41D zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens zum Setzen eines Schaltungsknotens auf eine vorbestimmte Spannung.

35

Fig. 41E zeigt ein Blockschaltbild eines weiteren Aspekts einer Vorrichtung zum Setzen eines Schaltungsknotens auf eine vorbestimmte Spannung.

- 5 Fig. 41F zeigt ein Flussdiagramm des weiteren Aspekts eines Verfahrens zum Setzen eines Schaltungsknotens auf eine vorbestimmte Spannung..

- 10 Fig. 41G zeigt ein Blockdiagramm eines Aspekts einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf einem kapazitivem Element in Kombination mit einer Vorrichtung zum Setzen des kapazitiven Elements auf eine vorbestimmte Spannung.

- 15 Fig. 41H zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines weiteren Verfahrens zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf einem kapazitivem Element in Kombination mit einem Vorfahren zum Setzen des kapazitiven Elements auf eine vorbestimmte Spannung.

20

- Fig. 41I zeigt ein Blockdiagramm eines Aspekts einer Vorrichtung zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit einem kapazitiven Element, einem ersten und einem zweiten Ladungsgeber, einer Steuerung zum Koppeln des ersten und/oder zweiten Ladungsgebers mit dem kapazitiven Element und einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf dem kapazitiven Element.
- 25

- Fig. 41J zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mittels einem kapazitiven Element, einem ersten und zweiten Ladungsgebers, mit Koppeln des ersten und/oder zweiten Ladungsgebers mit dem kapazitiven Element und dem Bestimmen einer Ladungsmenge auf dem kapazitiven Element.
- 30

35

Die Fig. 41K zeigt ein Blockschaltbild eines Aspekts einer Vorrichtung zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit einer ersten und einer zweiten Leitung, einer Vorrichtung zum

Setzen der zweiten Leitung auf eine vorbestimmte Spannung, einem ersten und zweiten Ladungsgeber, einer Ladungsgebersteuerung zum Koppeln eines Ausgangsknotens des ersten und/oder des zweiten Sensors mit der ersten und/oder zweiten Leitung, und einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf der ersten Leitung.

Fig. 41L zeigt ein Flussdiagramm eines Verfahrens zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mittels einer ersten und einer zweiten Leitung, einem ersten und zweiten Ladungsgeber, mit einem Setzen der zweiten Leitung auf eine vorbestimmte Spannung, Koppeln eines Ausgangsknotens des ersten und/oder zweiten Sensors mit der zweiten Leitung, Koppeln des Ausgangsknotens des ersten und/oder zweiten Ladungsgebers mit der ersten Leitung, und Bestimmen einer Ladungsmenge auf der ersten Leitung.

Fig. 42 zeigt ein Blockschaltbild einer APS-Pixelzelle (Active Pixel Sensor) mit einem zusätzlichen Transistor zum Rücksetzen eines Spannungspotentials in der Photodiode der Pixelzelle.

Gleiche Bezugszeichen beziehen sich auf gleiche oder ähnliche Elemente bzw. auf Elemente mit gleichen oder ähnlichen Funktionen und/oder Eigenschaften.

Kurzbeschreibung der Tabellen

Tabelle 1 zeigt die Anzahl der Approximationsschritte in Abhängigkeit von der Bitstufenzahl.

Tabelle 2 zeigt Kohärenzlängen typischer thermischer Strahler bzw. einer weißen LED.

Tabelle 3 zeigt Daten von Hochleistungs-LEDs (Luxeon K2) [Lux05].

Tabelle 4 zeigt Beispielwerte für die Berechnung der Null-durchgänge für das Diagramm in Fig. 29.

Tabelle 5 zeigt Parameter des Weißlicht-Interferometer-SoC
5 (teilweise anhand von Simulationen abgeschätzt).

Im Folgenden werden Aspekte der Anmeldung, basierend auf den Figuren 39A bis 42 näher beschrieben.

10 Die Fig. 39A zeigt ein Blockschaltbild eines Aspekts einer Pixelzelle 100 mit einem Ausgang 102, einem Photosensor 110, einem Ausgangsknoten 104, einer Stromspeichervorrichtung 120 und einer Schalteinheit 130.

15 Der Photosensor 110 ist ausgebildet, abhängig von einer Strahlung einen Messstrom zu erzeugen. Der Photosensor kann beispielsweise eine Photodiode oder eine photoempfindliche Diodenstruktur in einem Feldeffekttransistor bzw. allgemein ein lichtempfindlicher pn-Übergang sein.

20

Die Empfindlichkeit des Photosensors bzw. die Höhe der Ladungserzeugung in dem Photosensor ist abhängig von der Strahlung und kann über den Arbeitspunkt des pn-Übergangs bzw. der Photodiode oder des Feldeffekttransistors beein-

25

flusst werden.

Der Photosensor kann in einem kontinuierlichen oder integrierenden Betriebsmodus betrieben werden. Bei dem kontinuierlichen Betriebsmodus wird die durch die Strahlung erzeugte Ladung in dem Photosensor nicht zurückgesetzt. Die
30 durch die Ladung beeinflusste Photospannung des pn-Übergangs verändert sich somit kontinuierlich, abhängig von dem Verlauf der Strahlung, und der daraus resultierende

Messstrom, z.B. ein Drainstrom eines lichtempfindlichen Feldeffekttransistors entsprechend auch. In einem integrierenden Betriebsmodus wird die durch die Bestrahlung erzeugte Ladung und damit auch die an dem pn-Übergang anliegende Photospannung zurückgesetzt bevor eine Messung der Strahlung durchgeführt wird. In dem integrierenden Betriebsmodus wird die Ladung in dem Photosensor über eine Messzeit τ_{int} akkumuliert bzw. integriert, und am Ende dieser Messzeit ein der aufakkumulierten Ladung entsprechender Messstrom, z.B. ein Drainstrom eines lichtempfindlichen Feldeffekttransistors erzeugt. Aspekte eines lichtempfindlichen Feldeffekttransistors bzw. eines Feldeffekttransistors mit einem lichtempfindlichen pn-Übergang werden später ausführlicher beschrieben.

15

Die Stromspeichervorrichtung 120 ist ausgebildet in einem ersten Betriebsmodus, der auch als Einprägmodus oder Speichermodus bezeichnet werden kann, den Messstrom des Photosensors 110 zu empfangen, beispielsweise über den Ausgangsknoten 104 oder über einen anderen Strompfad (siehe gestrichelte Linien) und kann zwischen einem ersten Betriebsmodus und einem zweiten Betriebsmodus umgeschaltet werden. In dem ersten Betriebsmodus ist die Stromspeichervorrichtung so ausgebildet, dass ein Strom durch die Stromspeichervorrichtung, abhängig von dem ersten Messstrom einprägar ist. Das Einprägen des Stroms, hier des Messstroms, wird auch als Speichern des Stroms bezeichnet. Dabei kann sowohl die Stromstärke des Messstroms wie auch die Stromrichtung des Messstroms gespeichert werden. In dem zweiten Betriebsmodus, der auch als Ausgabemodus bezeichnet werden kann, ist die Stromspeichervorrichtung 120 ausgewählt, den eingepägten Strom zu halten.

30

Ein Beispiel für eine Stromspeichervorrichtung ist eine Stromspeicherzelle, die abgekürzt auch als SI-Zelle bezeichnet wird. Stromspeicherzellen weisen beispielsweise einen Stromquellentransistor und eine mit Spannungswert geladen wird, bei dem durch den Stromquellentransistor ein Source- bzw. Drain-Strom fließt, der dem zuvor gespeicherten bzw. eingepprägten Strom in Stromstärke und Stromrichtung bzw. Vorzeichen entspricht. In dem zweiten Betriebsmodus bzw. Ausgabemodus hält der Speicherkondensator bzw. die Speicherkapazität die aufgeladene Spannung und damit das Gatepotential des Stromquellentransistors auf der während des Speichermodus erreichten Spannung, und bewirkt so, dass durch den Stromquellentransistor weiterhin ein Source- bzw. Drainstrom fließt, der dem zuvor von extern angelegten bzw. einzupprägenden Strom entspricht.

Photosensoren und insbesondere strahlungsempfindliche Feldeffekttransistoren werden näher anhand der Fig. 18 und 19 beschrieben und Stromspeicherzellen anhand der Figuren 11 und 12.

In dem in Fig. 39A gezeigten Aspekt der Pixelzelle wird beispielsweise der durch den Photosensor 110 erzeugte Messstrom in der Stromspeichervorrichtung in einem ersten Betriebsmodus eingepragt und in dem zweiten Betriebsmodus ein eingepragter Strom der dem Messstrom entspricht weiter erzeugt, auch nach beispielsweise einem Abschalten des Messstroms.

Die Schalteinheit 130 ist ausgebildet, einen Messstrom des Photosensors 110 und einen von der Stromspeichervorrichtung 120 eingepprägten Strom gleichzeitig an den Ausgangsknoten 104 zu koppeln. So kann beispielsweise in einem ersten

Messzyklus in einem Speichermodus ein erster Messstrom I_{DPH1} des Photosensors 110 in der Stromspeichervorrichtung 120 eingeprägt werden und in einem zweiten Messzyklus ein zweiter Messstrom I_{DPH2} durch den Photosensor 110 erzeugt werden
5 und in einem Auslesezyklus der zweite Messstrom und der eingeprägte Strom I_{M1} , der dem Messstrom I_{DPH1} des ersten Messzyklus entspricht, an den Ausgangsknoten 104 gekoppelt werden, so dass beispielsweise, wenn die Schalteinheit 130 den Ausgangsknoten 104 zusätzlich mit dem Ausgang 102 kop-
10 pelt, an dem Ausgangsknoten 104 und dem Ausgang 102 eine Differenz der beiden Ströme, also des ersten und des zweiten Messstroms gebildet wird.

Bei einem alternativen Aspekt kann die Schalteinheit 130
15 ausgebildet sein, beispielsweise nur den eingepprägten Strom der Stromspeichervorrichtung 120 an den Ausgangsknoten 104 anzulegen bzw. diesen zudem mit dem Ausgang 102 zu koppeln, so dass die Stromspeicherzelle abhängig von der Art der Kopplung den eingepprägten Strom beispielsweise mit gleichem
20 oder umgekehrtem Vorzeichen ausgibt.

Allgemein ausgedrückt, kann die Steuerschaltung 130 ausgebildet sein, den Messstrom I_{DPH} des Photosensors 110 allein mit dem Ausgangsknoten 104 und dem Ausgang 102 zu koppeln,
25 den eingepprägten Strom I_M der Stromspeichervorrichtung 120 allein mit dem Ausgangsknoten 104 und dem Ausgang 102 zu koppeln, oder sowohl einen Messstrom des Photosensors 110 als auch einen eingepprägten Strom der Stromspeichervorrichtung 120 gleichzeitig mit dem Knoten 104 zu koppeln und an
30 dem Ausgang 102 auszugeben. Abhängig von der Art der Kopplung werde dabei die Ströme addiert oder subtrahiert.

Die in Fig. 39A gezeigte Pixelzelle kann sowohl strombasiert wie auch ladungsbasiert betrieben werden.

Bei einem strombasierten Betriebsmodus bzw. strombasierten
5 Signalverarbeitung spielt die Dauer der Ausgabe an den Ausgang 102 bis auf beispielsweise etwaige Einschwingvorgänge keine Rolle, da die an dem Ausgang 102 ausgegebene Stromstärke selbst als Messgröße bzw. Information weiter verarbeitet wird. Entsprechend spielt auch das Spannungspotential
10 al des Ausgangsknotens 104 zu dem Zeitpunkt, an dem der Messstrom und/oder der eingeprägte Strom mit dem Ausgangsknoten 104 gekoppelt werden, eine untergeordnete Rolle, da die hier der Messstrom und der eingeprägte Strom nach einem Einschwingen, unabhängig von dem ursprünglichen Spannungspotential
15 des Ausgangsknotens 104 sind, und die Ausgabegröße der Pixelzelle an dem Ausgang 102, nämlich der Strom bzw. die Stromstärke dadurch nur geringfügig beeinflusst wird.

20 Demgegenüber werden bei dem ladungsbasierten Betriebsmodus bzw. bei der ladungsbasierten Signalverarbeitung der Messstrom und/oder eingeprägte Strom für eine Zeit τ_{out} mit dem Ausgangsknoten 104 und dem Ausgang 102 gekoppelt und die Information liegt sowohl in der Stromstärke als auch in der
25 der Dauer des Stromflusses, bzw. in der Ladung, die innerhalb der Zeit τ_{out} durch den Strom an dem Ausgang ausgegeben wird. Bei dem ladungsbasierten Betriebsmodus ist das Spannungspotential vor dem Koppeln des Messstroms und/oder des eingepprägten Stroms mit dem Ausgangsknoten 104 von wesentlicher Bedeutung, da bei der ladungsbasierten Signalverarbeitung
30 die ausgegebene Ladung von dem Potential des Ausgangsknotens 104 vor der Kopplung mit dem Photosensor

und/oder der Stromspeichervorrichtung beeinflusst wird bzw. durch diese verschoben wird (Offset).

Bei einem ladungsbasierten Betrieb kann im Gegensatz zu dem strombasierten Betrieb durch eine Änderung der Dauer der Kopplung des Messstroms und/oder des eingeprägten Stroms mit dem Ausgangsknoten 104 und dem Ausgang 102 das Signal gewichtet bzw. verstärkt bzw. geschwächt werden.

Beide Möglichkeiten, die strombasierte und die ladungsba- sierte Pixelzelle ermöglichen damit eine analoge Signalver- arbeitung in der Pixelzelle selbst, z.B. Differenzbildung oder Invertierung der Ströme oder Ladungen.

Anhand der Fig. 31A und 31B wird später eingehender auf As- pekte ladungsbasierter und strombasierter Pixelzellen gemäß Fig. 39A eingegangen.

Fig. 39B zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Ver- fahrens zum Betreiben einer Pixelzelle nach Fig. 39A, bei dem ein Differenzwert zwischen einer ersten Messung einer Strahlung in einem ersten Messzyklus und einer zweiten Mes- sung in einem zweiten Messzyklus gebildet wird.

Das Verfahren 160 zum Betreiben einer Pixelzelle umfasst das Erzeugen 162 eines ersten Messstroms I_{DPh1} durch den Photosensor 110, abhängig von einer Strahlung in einem ers- ten Messzyklus. Es folgt das Einprägen 164 eines Stroms I_{M1} in der Stromspeichervorrichtung 120 in einem ersten Be- triebsmodus, abhängig von dem ersten Messstrom I_{DPh1} , um in einem zweiten Betriebsmodus den eingeprägten Strom I_{M1} zu erhalten. Das Einprägen 164 des ersten Messstroms kann bei- spielsweise über den Ausgangspunkt 104 erfolgen oder über

einen anderen Strompfad und beispielsweise durch die Schalteinheit 130 gesteuert werden oder durch andere Einheiten. Nach dem Speichern des ersten Messstroms in der Stromspeichervorrichtung wird diese beispielsweise von dem
5 Photosensor entkoppelt und es folgt ein Erzeugen 166 eines zweiten Messstroms I_{DPH2} durch den Photosensor, abhängig von einer Strahlung in einem zweiten Messzyklus. Währenddessen wird der eingeprägte Strom in dem zweiten Betriebsmodus durch die Stromspeichervorrichtung gehalten bzw. weiterhin
10 gespeichert 168. In Schritt 170 wird der Photosensor 110 und die Stromspeichervorrichtung 120 mit dem Ausgangsknoten gekoppelt, um an dem Ausgangsknoten 104 die Differenz zwischen dem zweiten Messstrom I_{DPH2} und dem eingeprägten Strom I_{M1} , der dem ersten Messstrom I_{DPH1} entspricht, zu bilden.
15 Zudem wird der Ausgangsstrom 104 mit dem Ausgang 102 gekoppelt 172.

Aspekte der Pixelzelle gemäß Fig. 39A bzw. eines Verfahrens zum Betreiben derselben gemäß Fig. 39B ermöglichen die
20 zeitliche Differenzbildung bzw. die Differenzbildung zwischen zwei aufeinanderfolgenden Messwerten (Messströmen) in und für eine Pixelzelle (analoge Differenzbildung). Dabei wird abhängig von dem Betriebsmodus, strombasiert oder ladungsbasiert, in dem strombasierten Betriebsmodus eine Differenz der Ströme ausgeben, oder basierend auf der Differenz der Ströme eine entsprechende Differenz der Ladungen
25 an dem Ausgang 102 ausgegeben.

Fig. 39C zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens zum Betreiben einer Pixelzelle nach Fig. 39A, bei
30 dem ein Messwert, der in einem Messzyklus erzeugt wird, gespeichert wird und in einem Auslesezyklus über den Ausgangsknoten und den Ausgang ausgegeben wird.

Das Verfahren 180 umfasst das Erzeugen 182 eines Messstroms I_{DPH} durch einen Photosensor 110, abhängig von einer Strahlung in einem Messzyklus. In dem Schritt 184 wird ein Strom I_M in der Stromspeichervorrichtung 120 in einem Betriebsmodus eingepreßt, abhängig von dem Messstrom I_{DPH} , um in einem zweiten Betriebsmodus den eingepreßten Strom I_M zu halten, so dass der eingepreßte Strom I_M an dem Ausgangsknoten 104 erfassbar ist. In einem Schritt 184 wird die Stromspeichervorrichtung 120 mit dem Ausgangsknoten 104 gekoppelt, um den Ausgangsknoten den eingepreßten Strom zuzuführen, wobei in diesem Aspekt der eingepreßte Strom mit umgekehrten Vorzeichen bzw. in umgekehrter Stromrichtung an dem Ausgangsknoten 104 angelegt wird. Schließlich wird in Schritt 186 der Ausgangsknoten 104 mit dem Ausgang 102 gekoppelt.

Aspekte der Pixelzelle gemäß Fig. 39A bzw. eines Verfahrens zum Betreiben der Pixelzelle gemäß Fig. 39C ermöglichen es, einen von einer Strahlung abhängigen Messstrom in Bezug auf seine Stromstärke und Stromrichtung zu speichern und in einem Auslesezyklus diesen mit umgekehrten Vorzeichen, also in entgegengesetzter Richtung wieder an dem Ausgang auszugeben. Dabei wird abhängig von dem Betriebsmodus, strombasiert oder ladungsbasiert, in dem strombasierten Betriebsmodus der invertierte Messstrom ausgeben, oder basierend auf dem invertierten Messstrom eine entsprechend invertierte Ladungsmenge an dem Ausgang 102 ausgegeben.

Weitere Aspekte gemäß den Fig. 39A bis 39C werden später, beispielsweise anhand der Fig. 31A und 31B erläutert.

Fig. 40 zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens 200 zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen amplitudenmodulierten Signals.

- 5 Das Verfahren 200 umfasst das Abtasten 202 des amplitudenmodulierten Signals, um eine Folge von analogen Abtastwerten zu erzeugen und das Erzeugen 204 einer Folge von analogen Differenzwerten, wobei ein analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten auf einer Differenz
10 zweier aufeinanderfolgender analoger Abtastwerte der Folge von analogen Abtastwerten basiert. In einem Digitalisierungsschritt 210 werden die analogen Differenzwerte digitalisiert, um eine Folge von digitalen Differenzwerten zu erzeugen. Basierend auf der Folge von digitalen Differenzwerten
15 wird in Schritt 220 die Position des Maximums der Hüllkurve bestimmt.

Bei einem Aspekt des Verfahrens kann das amplitudenmodulierte Signal ein zeitlich amplitudenmoduliertes Signal
20 sein, das beispielsweise bei einem Weißlicht-Interferometrieverfahren durch das Abtasten eines analogen Zeitverlaufs eines Pixelsignals einer Pixelzelle, z.B. eines Stroms, einer Ladung oder einer Spannung, erzeugt wird.

- 25 Bei einem anderen Aspekt des Verfahrens kann das amplitudenmodulierte Signal ein räumlich amplitudenmoduliertes Signal sein, das beispielsweise bei einem gleichzeitigen Abtasten der analogen Pixelsignale, z.B. der Ströme, der Ladungen oder der Spannungen, mehrerer benachbarter Pixel-
30 zellen erzeugt wird.

Das Verfahren der Weißlicht-Interferometrie wird später näher erläutert. Dort wird ein Verfahren zur Weißlicht-

Interferometrie beschrieben, bei dem basierend auf dem Maximum der Hüllkurve des amplitudenmodulierten Pixelsignals, das während der Weißlicht-Interferometrie erzeugt wird, auf die Höhe eines Oberflächenpunktes eines zu vermessenden Objekts rückgeschlossen werden kann.

Gemäß einem Aspekt des Verfahrens 200 zum Bestimmen einer Position eines Maximums, basiert das Bestimmen der Position des Maximums auf einem Bestimmen einer Anzahl einer Folge von Nulldurchgängen der Folge von digitalen Differenzwerten. Dabei wird gemäß einem weiteren Aspekt bei dem Bestimmen der Anzahl der Nulldurchgänge nur ein Teil der Folge von digitalen Differenzwerten berücksichtigt. Dieser Teil der Folge von digitalen Differenzwerten beginnt mit dem ersten digitalen Differenzwert der Folge von Differenzwerten, dessen Wert größer als ein oberer Schwellwert oder kleiner als ein unterer Schwellwert ist. Das Ende des Teils der Folge von digitalen Differenzwerten, der für die Bestimmung der Anzahl der Nulldurchgänge berücksichtigt wird, wird durch den letzten digitalen Differenzwert der Folge von digitalen Differenzwerten bestimmt, dessen Wert größer als der obere Schwellwert oder kleiner als der untere Schwellwert ist. Die Position des Maximums der Hüllkurve kann dann als die Position eines mittleren Nulldurchgangs der Folge von Nulldurchgängen bestimmt werden bzw. die Position des Maximums der Hüllkurve entspricht der Position eines mittleren Nulldurchgangs der Folge von Nulldurchgängen.

Dabei können der obere und der untere Schwellwert beide positive oder negative Werte sein oder der obere Schwellwert ein positiver Schwellwert sein und der untere Schwellwert ein negativer Schwellwert sein.

Gemäß einem Aspekt des Verfahrens umfasst das Digitalisieren das Erzeugen der Folge von digitalen Differenzwerten basierend auf der Folge von analogen Differenzwerten, so
5 dass einem Digitalwert der Folge von digitalen Differenzwerten ein erster Wert (z.B. „0“) zugeordnet ist, wenn ein entsprechender analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten oder eine vordigitalisierte Version desselben kleiner als ein oberer Schwellwert und größer als
10 ein unterer Schwellwert ist, einem Digitalwert der Folge von digitalen Differenzwerten ein zweiter Wert (z.B. „+1“) zugeordnet ist, wenn ein entsprechender analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten oder eine vordigitalisierte Version desselben größer als der obere
15 Schwellwert ist, und einem Digitalwert der Folge von digitalen Differenzwerten ein dritter Wert (z.B. „-1“) zugeordnet ist, wenn ein entsprechender analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten oder eine vordigitalisierte Version desselben kleiner als der untere Schwellwert
20 ist.

Gemäß einem weiteren Aspekt des Verfahrens umfasst das Digitalisieren ein Vordigitalisieren der analogen Differenzwerte, um eine erste Folge von digitalen Differenzwerten zu
25 erzeugen; und ein Erzeugen einer zweiten Folge von digitalen Differenzwerten als die Folge von digitalen Differenzwerten basierend auf der ersten Folge von digitalen Differenzwerten, wobei einem Digitalwert der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten ein erster Wert (z.B. „0“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert der ersten Folge von Differenzwerten kleiner als ein
30 oberer digitaler Schwellwert und größer als ein unterer digitaler Schwellwert ist, einem Digitalwert der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten ein zweiter Wert (z.B. „+1“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert der ersten Folge von Differenzwerten größer
35 als ein oberer digitaler Schwellwert ist, und einem Digi-

talwert der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten ein dritter Wert (z.B. „-1“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert der ersten Folge von Differenzwerten kleiner als ein unterer digitaler Schwellwert ist.

Gemäß einem Aspekt umfasst des Verfahrens ein Erzeugen einer dritten Folge von digitalen Differenzwerten basierend auf der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten, wobei einem ersten digitalen Differenzwert der dritten Folge der erste Wert („0“) zugeordnet wird, einem digitalen Differenzwert der dritten Folge von Differenzwerten der Wert eines in der Folge entsprechenden digitalen Differenzwerts der zweiten Folge zugeordnet wird, wenn letzterem nicht der erste Wert zugeordnet ist („ungleich 0“), und einem Differenzwert der dritten Folge von digitalen Differenzwerten ein digitaler Differenzwert der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten eines vorhergehenden digitalen Differenzwertes der zweiten Folge zugeordnet wird, wenn der dem Differenzwert der dritten Folge von digitalen Differenzwerten in der Folge entsprechende digitale Differenzwert der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten der erste Wert („0“) zugeordnet ist.

Weitere Aspekte des Verfahrens umfassen das Detektieren von direkten und/oder indirekten Nulldurchgängen basierend auf der dritten Folge von Differenzwerten und das Erhöhen eines Zählers, wenn ein Nulldurchgang bzw. direkter Nulldurchgang detektiert wird und/oder wenn zwei aufeinanderfolgende indirekte Nulldurchgänge detektiert werden, sowie das Ermitteln eines digitalen Differenzwertes der dritten Folge von Differenzwerten mit einer mittleren Position in Bezug auf einen ersten Nulldurchgang und einen letzten Nulldurchgang der dritten Folge von Differenzwerten; und Bestimmen der Position des Mittelwertes des amplitudenmodulierten Signals basierend auf der Position des digitalen Differenzwertes

der dritten Folge von Differenzwerten mit der mittleren Position.

Gemäß einem weiteren Aspekt eines Verfahrens zum Bestimmen
5 einer Position eines Maximums einer Höhenkurve kann auch
direkt aus einer Folge von analogen Abtastwerten eine Folge
von digitalen Differenzwerten gebildet werden. Ein entspre-
chendes Verfahren kann beispielsweise zunächst das Abtasten
10 des amplitudenmodulierten Signals umfassen, um eine Folge
von analogen Abtastwerten zu erzeugen. Aus der Folge von
analoge Abtastwerten wird dann eine erste Folge von digi-
talen Differenzwerten erzeugt, wobei ein digitaler Diffe-
renzwert der Folge von digitalen Differenzwerten auf einer
15 Differenz zweier aufeinander folgender analoger Abtastwerte
basiert. Basierend auf der ersten Folge von digitalen Dif-
ferenzwerten wird dann die zweite Folge von digitalen Dif-
ferenzwerten erzeugt, wobei ein Digitalwert der zweiten
Folge von digitalen Differenzwerten ein erster Wert, zum
20 Beispiel „0“ zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digi-
taler Differenzwert der ersten Folge von Differenzwerten
kleiner als ein oberer digitaler Schwellwert und größer als
ein unterer digitaler Schwellwert ist, ein Digitalwert ei-
ner zweiten Folge von digitalen Differenzwerten ein zweiter
Wert, zum Beispiel „+1“ zugeordnet wird, wenn ein entspre-
25 chender digitaler Differenzwert der ersten Folge von digi-
talen Differenzwerten größer als ein oberer digitaler
Schwellwert ist, und einem Digitalwert der zweiten Folge
von digitalen Differenzwerten ein dritter Wert „-1“ zuge-
ordnet ist, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert
30 der ersten Folge von digitalen Differenzwerten kleiner als
ein unterer digitaler Schwellwert ist.

Dabei kann, wie in Bezug auf die anderen Aspekte ausge-
führt, die Folge von analogen Abtastwerten eine Folge von
35 analogen Strom-, Ladungs-, oder Spannungswerten eines amp-
litudenmodulierten Signals, z.B. eines amplitudenmodulier-

ten Helligkeitssignals für eine Weißlicht-Interferometrie sein.

Weitere Aspekte des Verfahrens 200 zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve werden später unter
5 anderem anhand der „Variante 1“ und „Variante 2“ beschrieben.

Gemäß einem Aspekt der Anmeldung kann eine Pixelzelle 100
10 nach Fig. 39A. beispielsweise zum Abtasten eines amplitudenmodulierten Helligkeitssignals bei einem Weißlicht-Interometrieverfahren verwendet werden.

Gemäß dem Verfahren 160 zum Betreiben der Pixelzelle kann
15 auch das Erzeugen 204 der Folge von analogen Differenzwerten des amplitudenmodulierten Helligkeitssignals in der Pixelzelle 100 selbst durchgeführt werden, d.h. beispielsweise eine zeitliche Abtastung und zeitliche Differenzbildung durchgeführt werden.

20
Gemäß einem Verfahren 180 zum Betreiben der Pixelzelle 100 können beispielsweise auch die analogen Abtastwerte zweier verschiedener, z.B. benachbarter Pixelzellen gespeichert und voneinander subtrahiert werden, um eine räumliche Ab-
25 tastung und eine räumliche Folge von Differenzwerten zu erzeugen.

Fig. 41A zeigt ein Blockschaltbild eines Aspekts einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge Q_{pix} auf einem kapazitiven Element C_{L1} mit einer Einrichtung zum Vergleichen
30 3110, eine Einrichtung zum Bewirken 3120 und eine Einrichtung 3130 zum Rückfließen.

Die Einrichtung zum Vergleichen 3110 vergleicht die Spannung V_{pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} mit einer Referenzspannung V_{comp} . Die Referenzspannung V_{comp} kann eine positive oder negative Spannung oder auch eine Nullspannung bei 0 V
5 sein.

Die Einrichtung 3130 ist ausgebildet, eine Ladungszufuhr/-abfuhr zu/von dem kapazitiven Element C_{L1} zu bewirken (3122). Die Einrichtung 3130 zum Rückschließen ist ausgebildet auf die Ladung Q_{pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1}
10 auf Basis der Ladungszufuhr-/abfuhr 3122 und dem Vergleich der Spannung 3112 rückzuschließen bzw. diese zu bestimmen.

Die Einrichtung zum Vergleichen 3110 kann beispielsweise ein Spannungskomparator sein, an dessen Eingänge die Spannung V_{pix} an dem kapazitiven Element und die Referenzspannung V_{comp} angelegt werden und der ein abhängig von dem Vergleich abhängiges Differenzsignal, ggf. auch verstärkt, 3112 ausgibt.
15

Die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr kann eine Stromquelle sein, die beispielsweise einen Strom einer konstanten Stromstärke abgibt oder eine gepulste Stromquelle sein, die Ladungspakete einer bestimmten Stromstärke und Dauer abgibt, oder eine Ladungspumpe sein.
20
25 Auf diese Möglichkeiten wird in der späteren Beschreibung noch genauer eingegangen.

Gemäß einem Aspekt der Vorrichtung 3100 ist die Einrichtung zum Vergleichen 3110 der Spannung ausgebildet, um zu
30 bestimmen, ob die Spannung V_{pix} an dem kapazitiven Element größer oder kleiner als die Referenzspannung ist, und die Einrichtung 3130 zum Bewirken der Ladungszufuhr/-abfuhr, um

abhängig von der Bestimmung, welche der Spannungen größer ist, von dem kapazitiven Element C_{L1} Ladungen derart ab-/zuzuführen, dass eine Differenz zwischen der Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} und der Referenzspannung V_{comp} geringer wird. Ist beispielsweise die Spannung an dem kapazitiven Element V_{Pix} größer als die Referenzspannung V_{comp} , wird die Einrichtung 3120 zum Bewirken negative Ladung zuzuführen, um die Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} zu reduzieren und somit auch die Differenz zwischen den beiden Spannungen reduzieren. Dies ist unabhängig davon, ob die Referenzspannung ein positives Spannungspotential oder ein negatives Spannungspotential oder ein Nullpotential aufweist. Entsprechend umgekehrt verhält es sich, wenn die Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} kleiner als die Referenzspannung V_{comp} ist. In diesem Fall wird die Einrichtung zum Bewirken 3120 negative Ladungen abführen, um die Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} zu erhöhen. Auch dies ist, unabhängig von dem Spannungspotential der Referenzspannung V_{comp} .

20

Gemäß einem weiteren Aspekt ist die Einrichtung zum Rückschließen ausgebildet, einen Vorzeichenwechsel bei dem Ausgangssignal bzw. Vergleichsergebnis 3112 der Einrichtung zum Vergleichen gegenüber einem vorhergehenden Ausgangssignal derselben zu detektieren. Dies kann beispielsweise auf analoger Basis erfolgen, indem das Differenzsignal 3112 kontinuierlich verfolgt wird und der Nulldurchgang detektiert wird, oder in digitaler Weise, indem z. B. das Vorzeichen eines vorhergehenden Vergleichs als binärer oder digitaler Wert gespeichert wird und mit dem Vorzeichen eines aktuellen Vergleichs, das ebenfalls in binärer oder digitaler Form vorliegt, verglichen wird.

30

Gemäß einem Aspekt, bei dem die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr einen kontinuierlichen Strom einer konstanten Stromstärke abgibt und die Einrichtung 3130 zum Rückschließen kontinuierlich den Verlauf eines Differenzsignals 3112 verfolgt, kann beispielsweise durch einen Zeitmesser, der die Zeit zwischen einem Beginn einer Ladungszufuhr/-abfuhr und dem Zeitpunkt eines Nulldurchgangs des Differenzsignals misst, über die Stromstärke des kontinuierlichen Stroms, die dem kapazitiven Element C_{L1} zu/-abgeführte Ladungsmenge bestimmt werden. Die Ladungsmenge Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element vor der Ladungszufuhr/-abfuhr entspricht der insgesamt zu/-abgeführten Ladungsmenge 3122 und unterscheidet sich nur in dem Vorzeichen von dieser. Die Genauigkeit der Bestimmung der Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} wird durch die Reaktionszeit, zwischen dem Nulldurchgang bzw. der Detektion des Nulldurchgangs und dem Abschluss der Zeitmessung sowie der Genauigkeit, mit der die Stromstärke der Einrichtung zum Bewirken bestimmt ist, bestimmt.

Bei einem Aspekt der Vorrichtung 3100, bei der die Einrichtung zum Bewirken 3120 Ladungspakete erzeugt, kann diese ausgebildet sein, Ladungspakete mit konstanter Ladungsmenge ab-/zuzuführen oder Ladungspakete mit variabler Ladungsmenge ab-/zuzuführen. Die Ladungsmenge eines Ladungspakets wird, wie zuvor dargestellt, durch die Stromstärke des Ladungspakets und die Dauer des Ladungspakets definiert.

Bei einer Zu-/Abfuhr von Ladungspaketen konstanter Ladungsmenge kann die Anzahl der Ladungspulse gezählt werden, beispielsweise durch einen digitalen Zähler, und mit der Ladungsmenge der Ladungspakete multipliziert werden, um die Ladungsmenge Q_{Pix} des kapazitiven Elements C_{L1} zu bestimmen.

Entsprechend kann eine solche Lösung auch als zählende Analog-/Digital-Wandlung bzw. inkrementierende Analog-/Digital-Wandlung bezeichnet werden.

- 5 Ist die Ladungsmenge eines Ladungspakets eine Referenzladungsmenge oder ein Vielfaches einer in einem System bestimmten Referenzladungsmenge, so repräsentiert dieser Zählwert die Ladung Q_{Pix} in digitaler Form, und kann in einem digitalen System weiter verarbeitet werden, z.B. mit
10 anderen digitalen Zählwerten, die sich auf die gleiche Referenzladungsmenge beziehen, verglichen bzw. verarbeitet werden. Gemäß einem solchen Aspekt realisiert eine Vorrichtung 3100 einen Ladungs-Analog-Digital/Wandler, bei der die Vorrichtung zum Rückschließen 3130 ausgebildet ist, einen
15 der Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} entsprechenden digitalen Wert 3132 zu bestimmen.

Gemäß einem alternativen Aspekt einer Vorrichtung 3100, bei der die Einrichtung zum Bewirken 3120 ausgebildet ist, Leitungspakete mit variabler Ladungsmenge ab-/zuzuführen, bestimmt die Einrichtung 3130 zum Rückschließen die Ladung Q_{Pix} auf Basis der Ladungsmengen der verschiedenen Ladungspakete und der Anzahl der Ladungspakete, die mit den entsprechenden Ladungsmengen ab/-zugeführt werden. Auch hier
25 kann die tatsächliche Ladung als ein Vielfaches einer Referenzladungsmenge in digitaler Form 3132 dargestellt und für eine weitere Verarbeitung als digitaler Wert 3132 ausgegeben werden.

- 30 Ein weiterer Aspekt gemäß der Vorrichtung 3100 ist eine ladungsbasierte Analog/Digital-Wandlung mit binärer sukzessiver Approximation, bei der Ladungspakete mit binär abgestufter Ladungsmenge dem kapazitiven Element zu-/abgeführt werden, beginnend mit dem Ladungspaket mit der größten La-

5 Ladungsmenge und sequentiell fortfahrend mit dem Zu-/Abführen eines Ladungspakets mit der nächstkleineren Ladungsmenge. Die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr ist ferner ausgebildet, bei der Ladungsbestimmung mit dem Ladungspaket der binär abgestuft höchsten Ladungs-
10 menge zu beginnen und in einer nächsten Stufe ein Ladungspaket der nächst niedrigeren binär abgestuften Ladungsmenge zu-/abzuführen, etc. Die Einrichtung zum Rückschließen 3130 ist ausgebildet, einen der jeweiligen binär abgestuften La-
dungsmenge entsprechenden digitalen Wert zu addieren beziehungsweise zu subtrahieren, um einen der Ladung auf dem kapazitiven Element C_{Li} entsprechenden digitalen Wert 3132 zu bestimmen.

15 Gemäß einem weiteren Aspekt der Vorrichtung 3100 kann die Einrichtung 3120 zum Bewirken ausgebildet sein, allgemein mit einem Ladungspaket einer ersten Ladungsmenge zu beginnen und solange Ladungspakete mit derselben Ladungsmenge zu-/abzuführen, bis ein Vorzeichenwechsel detektiert wird,
20 und dann Ladungspakete einer zweiten Ladungsmenge, die kleiner als die erste Ladungsmenge ist, zu- bzw. abzuführen, usw. Entsprechend kann eine solche Lösung auch als „kombinierte beziehungsweise gemischte zählende/sukzessive Analog/Digital-Wandlung“ bezeichnet werden. Die Einrichtung
25 zum Rückschließen 3130 ist ausgebildet, einen der jeweiligen Ladungsmenge entsprechenden digitalen Wert zu addieren beziehungsweise zu subtrahieren, um einen der Ladung auf dem kapazitiven Element C_{Li} entsprechenden digitalen Wert 3132 zu bestimmen.

30 Im Folgenden werden anhand eines einfachen Zahlenbeispiels die „zählende Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“, die „binäre sukzessive Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“ und die „kombiniert zählende/sukzessive Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“
35 erläutert. Ein der Ladung Q_{Pix} entsprechender 3-Bit Digital-

wert 3132 soll ermittelt werden. Die Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} entspricht dem 4,9-fachen einer Referenzladung. Für eine bessere Lesbarkeit wird in den folgenden Beispielen, beispielsweise von einer Ladung „+/-2“ gesprochen, wenn diese Ladung dem zweifachen beziehungsweise inversen zweifachen der Referenzladung entspricht. Entsprechend weist die Ladung Q_{Pix} in diesem Beispiel also den Wert „+4,9“ auf.

Bei einem Aspekt der „zählenden Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“ ist die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr beispielsweise ausgebildet, Ladungspakete „+/-1“ zu erzeugen. Zunächst wird das Vorzeichen der Ladung „+4,9“ bestimmt, in diesem Fall positiv bzw. „+“, und dann beispielsweise mit Ladungspaketen der konstanten Ladung und mit umgekehrtem Vorzeichen in Bezug auf das bestimmte Vorzeichen ein Ladungspaket „-1“ zu-/abgeführt und ein digitaler Zähler um den entsprechenden Wert „+1“ erhöht. Der Zählerstand ist „+1“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „+3,9“. Somit wird kein Vorzeichenwechsel detektiert, und in einem nächsten Schritt das konstante Ladungspaket mit demselben Vorzeichen zu-/abgeführt, hier „-1“ und ein digitaler Zähler um den entsprechenden Wert „+1“ erhöht. Der resultierende Zählerstand ist „+2“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „+2,9“. Somit wird wieder kein Vorzeichenwechsel detektiert, und in einem nächsten Schritt wieder das konstante Ladungspaket mit demselben Vorzeichen zu-/abgeführt, hier „-1“. Der resultierende Zählerstand ist „+3“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „+1,9“. Somit wird wieder kein Vorzeichenwechsel detektiert, und in einem nächsten Schritt wieder das konstante Ladungspaket mit demselben Vorzeichen zu-/abgeführt, hier „-1“. Der resultierende Zählerstand ist „+4“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „+0,9“. Somit wird wieder kein Vorzeichenwechsel detektiert, und in einem nächsten Schritt wieder das konstante Ladungspaket mit demselben Vorzeichen zu-

/abgeführt, hier „-1“. Der resultierende Zählerstand ist „+5“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „-0,1“. Somit wird ein Vorzeichenwechsel detektiert, und die Wandlung abgebrochen, d.h. kein Ladungspaket mehr zu-/abgeführt. Der letzte Zählerstand „+5“ ist der digitale Wert 3132, der der Ladung Q_{Pix} entspricht bzw. diese repräsentiert. In anderen Worten, es wird eine konstante Ladungsmenge desselben Vorzeichens zu-/abgeführt bis ein Vorzeichenwechsel detektiert wird, der letzte Zählerstand entspricht der zu bestimmenden Ladung.

Bei einem Aspekt der „binären sukzessiven Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“ ist die Einrichtung zur Ladungszufuhr/-Abfuhr ausgebildet, Ladungspakete in binär abgestufter Ladungsmenge abzugeben, beispielsweise „+/-4“, +/-2 und +/-1“. Zunächst wird bei diesem Aspekt das Vorzeichen der Ladung Q_{Pix} „+4,9“ festgestellt, und entsprechend ein Ladungspaket mit der binär abgestuften größten Ladungsmenge und zu dem bestimmten Vorzeichen inversen Vorzeichen zu-/abgeführt, in diesem Falle „-4“. Der Zähler wird entsprechend um „+4“ erhöht. Der resultierende Zählerstand ist „+4“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „+0,9“. Somit wird kein Vorzeichenwechsel detektiert, und es wird ein Ladungspaket der binär nächst niedrigeren Ladungsmenge mit gleichem Vorzeichen zu-/abgeführt, in diesem Falle „-2“, und der Zähler entsprechend um „+2“ erhöht. Der resultierende Zählerstand ist „+6“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „-1,1“. Somit wird ein Vorzeichenwechsel detektiert, und entsprechend im nächsten Schritt ein Ladungspaket der binär nächst niedrigeren beziehungsweise hier geringsten Ladungsmenge mit umgekehrtem Vorzeichen zu-/abgeführt, in diesem Falle „+1“, und der Zähler entsprechend um „-1“ reduziert. Der resultierende Zählerstand ist „+5“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „-0,1“. Nach der Zufuhr/Abfuhr des kleinsten Ladungspaketes wird die Wandlung beendet. Der letzte Zähler-

lerstand bildet den digitalen Wert 3132 der zu bestimmenden Ladung Q_{Pix} , hier also „+5“.

Bei einem Aspekt der „kombinierten zählenden/sukzessiven Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“ ist die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr ausgebildet, z.B. die Ladungspakete „+/-4“ und „+/-1“ zu erzeugen. Zu Beginn der Wandlung wird das Vorzeichen der Ladung Q_{Pix} „+4,9“ bestimmt und entsprechend ein Ladungspaket der größten Ladungsmenge mit zu dem bestimmten Vorzeichen inversen Vorzeichen zu-/abgeführt, in diesem Falle „-4“ und der Zähler entsprechend um „+4“ erhöht. Der resultierende Zählerstand ist „+4“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „+0,9“. Somit wird kein Vorzeichenwechsel detektiert, entsprechend wird ein Ladungspaket derselben Ladungsmenge und desselben Vorzeichens zu-/abgeführt, in diesem Falle „-4“ und der Zähler entsprechend um „+4“ erhöht. Der resultierende Zählerstand ist „+8“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „-3,1“. Somit wird ein Vorzeichenwechsel detektiert und im nächsten Schritt ein Ladungspaket der nächst niedrigeren Ladungsmenge mit umgekehrten Vorzeichen, in diesem Fall „+1“ zu-/abgeführt, und der Zähler entsprechend um „-1“ reduziert. Der resultierende Zählerstand ist „+7“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „-2,1“. Somit wird kein Vorzeichenwechsel detektiert, entsprechend wird wieder ein Ladungspaket derselben Ladungsmenge und desselben Vorzeichens zu-/abgeführt, in diesem Fall „+1“ und der Zähler entsprechend „-1“ reduziert. Der resultierende Zählerstand ist „+6“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „-1,1“. Somit wird wiederum kein Vorzeichenwechsel detektiert, entsprechend wird wieder ein Ladungspaket derselben Ladungsmenge und desselben Vorzeichen zu-/abgeführt, in diesem Fall „+1“ und der Zähler um „-1“ reduziert. Der resultierende Zählerstand ist „+5“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „-0,1“. Hier wird die Wandlung gemäß einem Aspekt beendet, da eine weitere Ladungszufuhr/-Abfuhr die

vier Ladungspakete „+/-1“ der Ladungsmenge der nächst höheren beziehungsweise vorangegangenen Ladungsstufe „+/-4“ entspräche. Der letzte Zählerstand bildet den digitalen Wert 3132 der zu bestimmenden Ladung Q_{Pix} , hier also „+5“.

5

Bei einem alternativen Aspekt wird die Anzahl der Zufuhren/Abfuhren von Ladungspaketen gleicher Ladungsmenge nicht nach einer durch die nächst höhere Ladungsmenge definierten Anzahl beschränkt, sondern weiter Ladungspakete zugeführt, bis ein Vorzeichenwechsel detektiert wird. Entsprechend wird gemäß diesem Aspekt wiederum ein Ladungspaket derselben Ladungsmenge und desselben Vorzeichens zu-/abgeführt, in diesem Fall „+1“, und der Zähler um „-1“ reduziert. Der resultierende Zählerstand ist „+4“ und die verbleibende Ladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} ist „+0,9“. Der letzte Zählerstand bildet wieder den digitalen Wert 3132 der zu bestimmenden Ladung Q_{Pix} , in diesem Fall jedoch „+4“.

10

15

In anderen Worten, durch den analogen Ladungszufuhr/-Abfuhren entsprechende Additionen beziehungsweise Subtraktionen im digitalen Bereich, wird der digitale Wert 3132 der Ladung Q_{Pix} bestimmt.

20

Die Genauigkeit der Bestimmung der Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} hängt von der kleinsten Ladungsmenge ab, die während der Bestimmung der Ladung Q_{Pix} zu-/abgeführt wird. Je kleiner das kleinste Ladungspaket ist, umso genauer kann die Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} bestimmt werden.

25

30

Die „zählende Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“ erfordert lediglich eine Stromquelle oder Ladungspumpe für eine Ladungszufuhr/-abfuhr, und ist über einen Zähler einfach zu realisieren. Bei großen Ladungswerten werden jedoch entsprechend viele Ladungspakete und damit viele Schritte bzw.

35

Iterationen der Ladungszufuhr/-abfuhr benötigt, so dass die gesamte Analog/Digital-Wandlung zeitaufwändig wird.

Bei der „binären sukzessiven Ladungs-Analog-Digital-Wandlung“ werden nur so viele Schritte benötigt, wie der digitale Ladungswert Stellen aufweist, jedoch werden auch entsprechend viele verschiedene Ladungsquellen benötigt, um die entsprechenden Ladungsmengen, jeweils zu-/abführen zu können.

10

Die zuletzt dargestellte Variante benötigt weniger verschiedene Stromquellen als eine sukzessive Analog-/Digital-Wandlung, verkürzt aber im Vergleich zu der zählenden Analog-/Digital-Wandlung abhängig von der Anzahl der verschiedenen Stromquellen die Anzahl der maximalen Schritte erheblich.

15

Weitere Aspekte in Bezug auf die Vorrichtung 3100 zum Bestimmen einer Ladungsmenge Q_{pix} auf einem kapazitiven Element folgen in späteren Abschnitten.

20

Gemäß einem weiteren Aspekt der Anmeldung ist die Einrichtung 3130 zum Rückschließen ausgebildet, die Einrichtung 3120 zum Bewirken der Ladungszufuhr/-abfuhr zu steuern 3134. Abhängig von der Methode, mit der die Ladung Q_{pix} auf dem kapazitiven Element bestimmt wird, stoppt die Einrichtung 3130 eine kontinuierliche Ladungszufuhr/-abfuhr durch die Einrichtung 3120 zum Bewirken, initiiert bzw. steuert, ob und wann die Einrichtung 3120 ein Ladungspaket ab-/zuführt, und welche Ladungsmenge das Ladungspaket hat, und ob dieses Ladungspaket zu- oder abgeführt wird, das heißt, welches „Vorzeichen“ das Ladungspaket hat.

30

Fig. 41B zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens 3160 zum Bestimmen einer Ladungsmenge Q_{Pix} auf einem kapazitiven Element C_{L1} .

5 Das Verfahren 3160 umfasst das Vergleichen 3162 einer Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} mit einer Referenzspannung V_{comp} , das Bewirken 3164 einer Ladungszufuhr/-abfuhr 3122 zu/von dem kapazitiven Element C_{L1} und das Rückschließen 3166 auf die Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven
10 Element C_{L1} auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr 3122 und dem Vergleich 3112 der Spannung, wie es zuvor schon anhand der Vorrichtung 3100 zum Bestimmen einer Ladungsmenge gemäß Fig. 41A näher erläutert wurde.

15 Fig. 41C zeigt einen Aspekt einer Vorrichtung 3200 zum Setzen eines Schaltungsknotens 3202 auf eine vorbestimmte Spannung V_{PixRef} mit einer Einrichtung zum Vergleichen 3110 und einer Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr.

20

Die Einrichtung 3110 zum Vergleichen ist ausgebildet, eine Spannung an dem Schaltungsknoten 3202 mit einer Referenzspannung V_{comp} zu vergleichen. Die Einrichtung 3120 zum Bewirken ist ausgebildet, um eine Ladungszufuhr/-abfuhr
25 zu/von dem Schaltungsknoten zu bewirken, bis der Vergleich 3114 ergibt, dass die Spannung an dem Schaltungsknoten 3202 eine vorbestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung V_{PixRef} aufweist. Dabei kann V_{PixRef} beispielsweise V_{comp} bis auf eine durch die Einrichtung zum Vergleichen oder durch
30 die Vorrichtung zum Setzen bedingte Offsetspannung entsprechen, wie dies später anhand der Fig. 5 näher erläutert wird. Unter Vernachlässigung dieser Offsetspannungen kann ein Aspekt der Vorrichtung 3200 zum Setzen eines Schal-

tungsknotens 3202 auf eine vorbestimmte Spannung ausgebildet sein, den Schaltungsknoten auf die Referenzspannung V_{comp} zu setzen.

5 Dabei kann der Knoten 3202 auch ein kapazitives Element sein oder mit diesem gekoppelt sein, und die Vorrichtung zum Setzen ausgebildet sein, das kapazitive Element auf die vorbestimmte Spannung V_{PixRef} zu setzen bzw. so lange Ladung von/zu dem kapazitiven Element zu-/abzuführen bis die Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element die vorbestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung V_{PixRef} aufweist. Die Ausführungen in Bezug auf die Aspekte gemäß Fig. 41A gelten entsprechend auch für die Aspekte gemäß Fig. 41C, und unterscheiden sich dadurch, dass die Ladungsmenge Q_{pix} nicht
10 bestimmt werden muss bzw. bestimmt wird, um den Schaltungsknoten 3202 auf die vorbestimmte Spannung zu setzen, und dass die Spannung an dem Knoten 3202 mit der Referenzspannung V_{comp} verglichen wird, um diese auf die vorbestimmte Spannung V_{PixRef} zu setzen.
15

20 Bei einem weiteren Aspekt einer Vorrichtung zum Setzen kann diese eine Steuerung 130 ähnlich der Einrichtung 130 zum Rückschließen aufweisen, die die Einrichtung zum Bewirken steuert, jedoch, wie zuvor erläutert, die Ladung selbst nicht bestimmt. Entsprechend ist die Einrichtung 3100 zum Bestimmen einer Ladungsmenge auf einem kapazitiven Element auch ausgebildet, die Spannung an dem kapazitiven Element auf eine vorbestimmte Spannung zu setzen, da durch den Vergleich mit der Referenzspannung V_{comp} die Spannung durch Ladungszufuhr/-abfuhr kompensiert wird, bis die Spannung an dem kapazitiven Element ein vorbestimmtes Verhältnis zu der Referenzspannung aufweist, wobei das vorbestimmte Verhältnis beispielsweise abhängig von der Ladungsmenge der
25
30

kleinsten für die Ladungszufuhr/-abfuhr verwendeten Ladungspakete ist.

In anderen Worten, wie gerade und in den Ausführungen zu
5 Fig. 41A dargelegt, hängt die Genauigkeit, mit der die Spannung an den Schaltungsknoten 3202 auf die vorbestimmte Spannung „ V_{PixRef} “ gesetzt wird, von der Größe der zu-/abgeführten Ladungspakete ab. Das Setzen der Spannung an dem Schaltungsknoten 3202 auf die vorbestimmte Spannung er-
10 folgt indirekt und als Schlussfolgerung aus der Ladungszufuhr und einem oder mehrerer Vorzeichenwechsel. Das Ergebnis des Setzens des Schaltungsknotens auf die vorbestimmte Spannung enthält einen Restfehler zwischen der Differenz an dem Schaltungsknoten und der Referenzspannung V_{comp} , die je-
15 doch bekannt ist bzw. vorgegeben werden kann bzw. durch die minimale Ladungsmenge des kleinsten Ladungspakets eingestellt werden kann.

Fig. 41D zeigt ein Flussdiagramm eines Verfahrens 3260 zum
20 Setzen eines Schaltungsknotens 3202 auf eine vorbestimmte Spannung V_{PixRef} . Das Verfahren 3260 umfasst das Vergleichen 3162 einer Spannung 3204 an dem Schaltungsknoten 3202 mit einer Referenzspannung V_{comp} und dem Bewirken 3264 einer Ladungszufuhr/-abfuhr zu von dem Schaltungsknoten 3202 bis
25 der Vergleich 3114 ergibt, dass die Spannung 3204 an dem Schaltungsknoten 3202 eine vorbestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung V_{PixRef} aufweist.

Fig. 41E zeigt einen Aspekt einer Vorrichtung zum Setzen
30 3200' eines Schaltungsknotens 3202 auf eine vorbestimmte Spannung V_{PixRef} , mit den Elementen aus Fig. 41C, wobei diese im Gegensatz zu der Fig. 41C zusätzlich ein inneres kapazitives Element 3240 und eine Treiberstufe 3242 aufweist.

Gemäß Fig. 41E ist der Schaltungsknoten 3202 mit einem Ausgang der Treiberstufe 3242 gekoppelt und das kapazitive Element 3240 mit einem Eingang der Treiberstufe 3242 gekoppelt. Die Einrichtung 3120 zum Bewirken ist ausgebildet, eine Ladungszufuhr/-abfuhr 3122 zu/von dem kapazitiven Element 3240 und nicht direkt zu dem Knoten 3202 zu bewirken.

Eine Vorrichtung gemäß Fig. 41E ermöglicht es, die Spannung 3204 an dem Schaltungsknoten 3202 konstant zu halten bzw. unabhängiger von einem möglichen Ladungsabfluss zu gestalten, beispielsweise bei einer Kopplung des Schaltungsknotens als Referenzspannungsgeber mit kapazitiven Elementen oder Knoten mit anderen Spannungspotentialen.

15

Aspekte einer Vorrichtung gemäß Fig. 41E mit einer Treiberstufe 3242 und einem kapazitiven Element 3240 werden später anhand von Fig. 5 näher erläutert.

Fig. 41F zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens 3260' zum Setzen eines Schaltungsknotens 3202 auf eine vorbestimmte Spannung V_{PixRef} .

Das Verfahren 3260' umfasst das Vergleichen 3162 einer Spannung 3204 an dem Schaltungsknoten 3202 mit einer Referenzspannung V_{comp} , wobei der Schaltungsknoten 3202 mit einem Ausgang einer Treiberstufe 3242 gekoppelt und ein kapazitives Element 3240 mit einem Eingang der Treiberstufe 3242 gekoppelt ist. Ferner umfasst das Verfahren 3260' den Schritt bewirken 3264' einer Ladungszufuhr/-abfuhr zu/von dem kapazitiven Element 3240 bis der Vergleich 3114 ergibt, dass die Spannung 3204 an dem Schaltungsknoten 3202 eine

vorbestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung V_{PixRef} aufweist.

Fig. 41G zeigt einen Aspekt einer Vorrichtung 3300 zum Bestimmen einer Ladungsmenge Q_{Pix} auf einem kapazitiven Element C_{L1} wie sie anhand von Fig. 41A beschrieben ist, die zusätzlich eine Vorrichtung 3200 zum Setzen des kapazitiven Elements C_{L1} auf eine vorbestimmte Spannung V_{PixRef} analog zu Fig. 41C aufweist.

10

Dabei ist die Vorrichtung 3300 ausgebildet, in einem ersten Betriebsmodus, der auch als Ladungsbestimmungs-Modus bezeichnet werden kann, gemäß den Aspekten der Fig. 41A und 101B auf die Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} rückzuschließen bzw. diese als analogen oder digitalen Wert 3132 auszugeben, und in einem zweiten Betriebsmodus, der auch als Rücksetzmodus bezeichnet werden kann, die Spannung an dem kapazitiven Element C_{L1} auf eine vorbestimmte Spannung V_{comp} bzw. V_{PixRef} zu setzen.

20

In dem ersten Betriebsmodus bzw. Ladungsbestimmungsmodus wird zum Bestimmen der Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} Ladung 3122 zu-/abgeführt bis die Ladung Q_{Pix} im Rahmen der Genauigkeit, die wie schon zuvor erläutert wurde, von dem kleinsten Ladungspaket, das bei der Ladungsbestimmung zu-/abgeführt wird, vorgegeben ist, bestimmt. In Anwendungen, bei denen eine grobe Bestimmung der Ladung Q_{Pix} ausreichend ist, bei denen beispielsweise nur eine einstufige Schwellwertbestimmung mittels eines einzelnen Ladungspakets erfolgt, verbleibt somit eine Restladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} , die ggf. eine folgende Ladungsbestimmung verfälscht bzw. für eine solche nicht vernachlässigbar ist. Dies gilt unabhängig davon, ob die darauffol-

30

gende Ladungsbestimmung wieder nur eine grobe Ladungsbestimmung oder eine feinere Ladungsbestimmung ist.

5 Mit denselben Funktionselementen, mit denen zuvor die Ladungsbestimmung durchgeführt wurde, kann nun die Spannung bzw. die Restladung auf dem kapazitiven Element C_{L1} auf eine vorgegebene Spannung bzw. vorgegebene Ladung zurückgesetzt werden: die Einrichtung zum Vergleichen 3110, die Einrichtung zum Bewirken 1120, und ggf. auch die Einrichtung 10 3130 in der Funktion einer Steuerung, die die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr steuert, bis der Vergleich ergibt, dass die Spannung an dem kapazitiven Element C_{L1} der vorbestimmten Spannung entspricht.

15 Im Gegensatz zu einem impliziten Rücksetzen durch das Bestimmen der Ladung wird bei dem Rücksetzen der Restladung bzw. der Restspannung kein Zähler mehr benötigt und kann parallel zu einer weiteren Signalverarbeitung des Ergebnisses der Ladungsbestimmung erfolgen.

20

Fig. 41H zeigt ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens 3360 zum Bestimmen einer Ladungsmenge Q_{Pix} auf einem kapazitiven Element C_{L1} , das Schritte des Verfahrens zum Bestimmen einer Ladungsmenge 3160 gemäß Fig. 41B und 25 Schritte des Verfahrens zum Setzen des kapazitiven Elements auf eine vorbestimmte Spannung gemäß Fig. 41D aufweist.

Im Einzelnen umfasst das Verfahren 3360 den Schritt Vergleichen 3162 einer Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} mit einer Referenzspannung V_{comp} und den Schritt Bewirken 30 3164 einer Ladungszufuhr/-abfuhr zu/von dem kapazitiven Element C_{L1} . Im Schritt 3166 wird auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr 3122 und dem Vergleich der Spannung 3112 auf

die Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} rückgeschlossen. Zudem umfasst das Verfahren 3160 das Setzen des kapazitiven Elements C_{L1} auf eine vorbestimmte Spannung $V_{\text{Pix-Ref}}$ durch Vergleichen der Spannung an dem kapazitiven Element C_{L1} mit einer Referenzspannung V_{comp} und dem Schritt Bewirken 3264 einer Ladungszufuhr/-abfuhr zu/von dem kapazitiven Element C_{L1} bis sich der Vergleich ergibt, dass die Spannung an dem kapazitiven Element C_{L1} der vorbestimmten Spannung entspricht.

10

Fig. 41I zeigt ein Blockdiagramm eines Aspekts einer Vorrichtung 3400 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit einem kapazitiven Element C_{L1} , einem ersten Ladungsgeber 3410, einem zweiten Ladungsgeber 3420, einer Ladungsgebersteuerung 3430, und einer Vorrichtung 3100, 3300 zum Bestimmen einer Ladungsmenge Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} .

Der erste und zweite Ladungsgeber 3410, 3420 können jeweils auch als erste und zweite Vorrichtung zur Ausgabe einer ersten bzw. zweiten Ladungsmenge bezeichnet werden und sind beispielsweise eine Pixelzelle 100 gemäß Fig. 39A. Weitere mögliche Ladungsgeber sind aktive und/oder passive Sensoren, die abhängig von einer zu messenden Größe eine entsprechende Ladungsmenge erzeugen, die von diesen Ladungsgebern bzw. Sensoren dann ausgegeben werden kann.

Der Ladungsgeber kann jedoch beispielsweise auch eine Stromspeichervorrichtung 120 sein, die einen eingepprägten Strom für eine gegebene Auslesezeit τ_{out} ausgibt, also damit eine Ladung abhängig von dem eingepprägten Strom ausgibt.

30

Dieser eingeprägte Strom kann von einem Messstrom wie in Pixelzelle 100 stammen, kann jedoch auch allgemein eine Information sein, die in Form des eingepprägten Stroms gespeichert wird, um diese dann mit der Vorrichtung 3400 weiter zu verarbeiten.

Das kapazitive Element C_{L1} kann die Leitungskapazität einer Leitung L1 sein oder ein zusätzliches kapazitives Element, z.B. ein Kondensator sein, wobei sich dann die Gesamtkapazität C_{L1} aus der Leitungskapazität der Leitung L1 und der des Kondensators ergibt.

Die Ladungsgebersteuerung 3430 kann ausgebildet sein, nur den ersten oder den zweiten, oder beide gleichzeitig mit der Leitung L1 bzw. dem kapazitiven Element C_{L1} zu koppeln. Die Ladungsgebersteuerung 3430 kann beispielsweise Transistorschalter aufweisen, um den ersten und zweiten Ladungsgeber 3410, 3420 mit der Leitung L1 zu koppeln, kann jedoch auch alternative Kopplungselemente aufweisen.

20

Die Ladungsgebersteuerung 3430 weist beispielsweise ein erstes Kopplungselement 3432 auf, um den ersten Ladungsgeber 3410 mit der Leitung L1 einzukoppeln und ein zweites Kopplungselement 3434 auf, um den zweiten Ladungsgeber 3420 mit der Leitung L1 zu koppeln. Bei der ladungsbasierten Signalverarbeitung können die Ladungen des ersten und zweiten Ladungsgebers 3410, 3420 gleichzeitig ausgelesen werden, um diese auf die Leitung bzw. auf das kapazitive Element C_{L1} zu addieren oder auch nacheinander oder nur teilweise gleichzeitig, d.h. zeitlich versetzt. Weitere Aspekte der Vorrichtung zur ladungsbasierten Signalverarbeitung können auch ein invertierendes Element aufweisen, um beispielsweise eine Ladung bzw. den entsprechenden Strom des

30

ersten und/oder zweiten Ladungsgebers 3410, 3420 mit umgekehrten Vorzeichen auszugeben, um eine Subtraktion der Ladungen des ersten Ladungsgebers 3410 und des zweiten Ladungsgebers 3420 zu realisieren. Eine Möglichkeit, die Ladung bzw. den Strom zu invertieren, ist die Stromspeichervorrichtung, die anhand von Fig. 39A schon beschrieben wurde, und die bei entsprechender Kopplung mit dem Ausgang der Stromspeicherzelle 3410 oder 3420 den eingepprägten Strom mit umgekehrten Vorzeichen ausgibt.

10

Ferner können über eine Veränderung der Auslesedauer T_{out} die Ausgabe der Ladungsgeber 3410, 3420 gewichtet werden, insbesondere bei Ladungsgebern 3410, 3420, die einen konstanten Strom ausgeben, so dass durch eine Verdopplung der Auslesezeit T_{out} beispielsweise eine Verdopplung der Ladungsmenge bzw. des Signals realisiert werden kann.

15

Wird beispielsweise eine Pixelzelle 100, als erster und/oder zweiter Ladungsgeber 3410, 3420 eingesetzt, so kann die Differenz eines Stroms oder einer Ladung aus zwei Messzyklen direkt in den Pixelzellen 3420, 3430 gebildet werden und über das Kopplungselement 3432 bzw. 3434 auf die Leitung gegeben werden und beispielsweise über die Vorrichtung zum Bestimmen 3100, 3300 eine einzelne Differenzladungsmenge einer Pixelzelle bestimmt werden. Alternativ können aber auch die Differenzladungen mit anderen Ladungen gemeinsam auf das kapazitive Element C_{L1} addiert werden, um dann entsprechende Gesamtladung zu bestimmen.

25

Die Vorrichtung zum bestimmten der Ladungsmenge Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} kann beispielsweise gemäß den Aspekten 3100 (siehe Fig. 41A) oder 3300 (siehe Fig. 41G) realisiert sein.

30

Wie zuvor anhand der Fig. 41A und 101G erläutert, kann die Vorrichtung 3100, 3300 zum Bestimmen ausgebildet sein, einen analogen oder digitalen Wert 3132 auszugeben, der die Ladungsmenge Q_{Pix} repräsentiert.

Damit realisieren Aspekte gemäß Fig. 41K eine analoge Signalverarbeitung für analoge Ladungen der Ladungsgeber 3410, 3420 über die getrennte und/oder gemeinsame Kopplung auf die Leitung L1 bzw. das kapazitive Element C_{L1} (Addition, Subtraktion von Ladungen verschiedener Ladungsgeber, z.B. für räumliche Differenzbildung zwischen benachbarten Zellen, etc.) und/oder in den Ladungsgebern 3410, 3420 selbst, siehe z.B. den Aspekt der Pixelzelle 100 mit der Differenzbildung in der Pixelzelle selbst, die auch bei anderer Verschaltung eine Addition zweier aufeinanderfolgender Ladungen bzw. Ströme erlaubt, bzw. eine Signalinvertierung durch die Stromspeichervorrichtung.

Abhängig von der Realisierung der Vorrichtung 3100, 3300 zum Bestimmen der Ladungsmenge Q_{Pix} und der Art der Ausgabe 3132 des Wertes (analog oder digital), der die Ladung repräsentiert realisiert der Aspekt gemäß Fig. 41I eine analoge Signalverarbeitung oder eine gemischt analog-digitale Signalverarbeitung.

Unabhängig davon ist die erste Stufe der Signalverarbeitung im analogen Bereich: ladungsgeberparallel bzw. pixelzellenparallel (z.B. Differenzbildung im Ladungsgeber bzw. Invertierung im Ladungsgeber) oder leitungsparallel (Addition, Subtraktion, Gewichtung der Ladungsgeber pro Leitung, bei Vorrichtungen zur ladungsbasierten Signalverarbeitungen mit

mehreren parallelen Vorrichtungen 3400 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung).

Die Digitalisierung wird erst in einer zweiten Verarbeitungsstufe durchgeführt, so dass die gesamte Signalverarbeitung der Ladungen bzw. Informationen effizienter erfolgen kann. Dies wird später anhand des Beispiels der Weißlicht-Interferometrie noch näher erläutert.

Fig. 41J zeigt ein Flussdiagramm eines Verfahrens 3460 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit einem kapazitiven Element C_{L1} , einem ersten Ladungsgeber 3410, einem zweiten Ladungsgeber 3420.

Bei dem Verfahren 3460 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung werden in einem Schritt 3462 der erste Ladungsgeber und/oder der zweite Ladungsgeber mit dem kapazitiven Element C_{L1} gekoppelt, und in einem Schritt 3160 eine Ladungsmenge Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} bestimmt. Der Schritt des Bestimmens 3160 der Ladungsmenge umfasst die Schritte Vergleichen 3162 einer Spannung V_{Pix} an dem kapazitiven Element C_{L1} mit einer Referenzspannung V_{comp} , das Bewirken 3164 einer Ladungszufuhr/-abfuhr von dem kapazitiven Element C_{L1} , und das Rückschließen 3166 auf die Ladung Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr und dem Vergleich der Spannung V_{Pix} .

Fig. 41K zeigt ein Blockschaltbild eines weiteren Aspekts einer Vorrichtung 3500 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit einem ersten Ladungsgeber 3410 mit einem Ausgangsknoten 3412, und einem zweiten Ladungsgeber 3420 mit einem Ausgangsknoten 3422. Der erste Ladungsgeber und der zweite Ladungsgeber 3410, 3420 sind ausgebildet, an ihrem Aus-

gangsknoten 3412, 3422 eine Ladung bzw. einen Strom für eine bestimmte Zeit auszugeben. Ein Beispiel für den ersten und/oder zweiten Ladungsgeber 3410, 3420 ist die Pixelzelle 100, wobei der Ausgangsknoten 104 der Pixelzelle dem Ausgangsknoten 3412 bzw. 3422 entspricht. Alternativ können jedoch auch andere Ladungsgeber eingesetzt werden, wie dies in Bezug auf die Vorrichtung 3400 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung erläutert wurde.

10 Die Vorrichtung 3500 weist ferner eine erste Leitung L1, eine zweite Leitung L2 und eine Ladungsgebersteuerung 3430 auf, um den Ausgangsknoten 3412 des ersten Ladungsgebers 3410 und/oder den Ausgangsknoten 3422 des zweiten Ladungsgebers 3420 mit der ersten Leitung und/oder der zweiten
15 Leitung zu koppeln.

Die Ladungsgebersteuerung 3430 weist ein erstes Schaltelement 3432 auf, um den ersten Ladungsgeber 3410 mit der ersten Leitung zu koppeln, ein zweites Schaltungselement 3434
20 auf, um den zweiten Ladungsgeber 3420 mit der ersten Leitung zu koppeln, ein drittes Schaltelement 3436, um den ersten Ladungsgeber 3410 mit der zweiten Leitung zu koppeln und ein viertes Schaltelement 3438, um den zweiten Ladungsgeber 3420 mit der zweiten Leitung L2 zu koppeln.

25

Die erste Leitung L1 bildet das erste kapazitive Element C_{L1} oder ist mit einem kapazitiven Element C_{L1} gekoppelt, wie dies in Bezug auf die Vorrichtung 3400 erläutert ist. Die zweite Leitung L2 bildet den Schaltungsknoten 3200 bzw.
30 ist mit diesem gekoppelt.

Über ein fünftes Schaltelement 3502 kann das kapazitive Element C_{L1} bzw. L1 oder der Schaltungsknoten 3202 bzw. die Leitung L2 mit der Vorrichtung 3110 zum Vergleichen gekop-

pelt werden. Die Vorrichtung 3110 ist ausgebildet, die Spannung V_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} oder die Spannung 3204 an der zweiten Leitung L2 mit einer Referenzspannung V_{comp} zu vergleichen.

5

Die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr 3122 kann über ein sechstes Schaltelement 3504 mit dem kapazitiven Element C_{L1} bzw. L1 oder mit einem zweiten kapazitiven Element bzw. inneren kapazitiven Element 3240
10 gekoppelt werden, um Ladung von/zu dem kapazitiven Element C_{L1} oder zu/von dem inneren kapazitiven Element 3240 zu- bzw. abzuführen.

In einem ersten Betriebsmodus, der auch als Ladungsbestimmungsmodus bezeichnet werden kann, koppelt das fünfte
15 Schaltelement 3502 das erste kapazitive Element C_{L1} mit der Vorrichtung 3110 zum Vergleichen und das sechste Schaltelement 3504 die Vorrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr mit dem kapazitiven Element C_{L1} . In diesem
20 Ladungsbestimmungsmodus bilden das kapazitive Element C_{L1} , die Vorrichtung 3110 zum Vergleichen, die Vorrichtung 3120 zum Bewirken und die Vorrichtung 3130 zum Rückschließen eine Vorrichtung 3100, 3300 zum Bestimmen einer Ladungsmenge Q_{Pix} auf dem kapazitiven Element C_{L1} , wie es z.B. anhand der
25 Fig. 41A erläutert ist.

In einem zweiten Betriebsmodus, der auch als Kalibrierungsmodus bezeichnet werden kann, koppelt das fünfte Schaltelement 3502 die zweite Leitung L2 mit der Einrichtung 3110
30 zum Vergleichen und das sechste Schaltelement 3504 die Einrichtung 3120 zum Bewirken mit dem inneren kapazitiven Element 3240. In diesem Kalibrierungsmodus bilden die zweite Leitung L2 bzw. der Schaltungsknoten 3202, die Einrichtung 3110 zum Vergleichen, die Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr, das innere kapazitive Element 3240 und die Treiberstufe 3242 eine Vorrichtung 3200' zum
35 Setzen eines Schaltungsknotens bzw. einer Leitung L2 auf eine vorbestimmte Spannung V_{PixRif} , wie dies anhand der Fig.

41E beschrieben ist. Alternativ kann auch eine Vorrichtung 3100 zum Setzen eines Schaltungsknoten bzw. einer Leitung in der Vorrichtung 3500 verwendet werden.

- 5 Im Folgenden werden Gemeinsamkeiten und Unterschiede der Vorrichtung 3500 gegenüber der Vorrichtung 3400 näher erläutert.

Wie schon anhand von Fig. 41I in Bezug auf die Vorrichtung 10 3400 dargelegt, kann über die Ladungsgeberschaltung 3430 bzw. das erste und zweite Schaltelement 3432, 3434 der erste und/oder der zweite Ladungsgeber 3410, 3420 mit der ersten Leitung L1 bzw. dem kapazitiven Element C_{L1} gekoppelt werden, um die Ladungen, die an den Ausgangsknoten 3412 15 bzw. 3422 des ersten und/oder zweiten Ladungsgebers 3410, 3420 anliegen, auf das kapazitive Element C_{L1} auszugeben. In dem Ladungsbestimmungsmodus ist die Vorrichtung 3500 dann ausgebildet, die Ladung Q_{PIX} auf dem kapazitiven Element C_{L1} zu bestimmen, und als analogen oder digitalen Wert 20 3132 zu bestimmen.

Zusätzlich ist die Vorrichtung 3500 jedoch ausgebildet, die zweite Leitung L2 als Referenz für die Ausgangsknoten der Ladungsgeber auf eine vorbestimmte Spannung V_{PIXREF} zu set- 25 zen. Werden die Ausgangsknoten 3412, 3422 des ersten Ladungsgebers 3410, und des zweiten Ladungsgebers 3420 über das dritte und vierte Schaltelement 3436, 3438 mit der zweiten Leitung L2 gekoppelt, so werden auch die Ausgangsknoten 3412, 3422 auf das bestimmte Spannungspotential V_{PIX-} 30 REF gesetzt. Dies kann auch als Kalibrierungsmodus bzw. Spannungsrücksetzmodus bezeichnet werden.

Wie zuvor anhand der Pixelzelle in der Fig. 39A dargelegt, kann das Spannungspotential des Ausgangsknotens der Pixel- 35 zelle nicht vernachlässigt werden, da ansonsten ein unbestimmter Ladungsoffset zw. Spannungsoffset besteht, der die Genauigkeit der Ladungsbestimmung beeinträchtigen kann. Die Vorrichtung zum Setzen der Leitung L2 auf eine vorbestimmte

Spannung zusammen mit der Ladungsgebersteuerung 3430 ermöglichen so, die Schaltungsgeber bzw. die Ausgangsknoten der Schaltungsgeber auf ein definiertes Spannungspotential zu setzen, um die Genauigkeit der ladungsbasierten Signalverarbeitung zu erhöhen. Das Setzen der zweiten Leitung L2 auf das bestimmte Potential V_{PixRef} kann beispielsweise in regelmäßigen Abständen durchgeführt werden, um parasitäre Effekte und damit verbundene Spannungsveränderungen an der zweiten Leitung zu kompensieren.

10

Die zusätzlichen Elemente, inneres kapazitives Element 3240 und Treiberstufe 3242 ermöglichen es, die Leitung L2 auf das vorbestimmte Spannungspotential V_{PixRef} zu setzen, und diese auf dieses Spannungspotential zu fixieren, da die Treiberstufe 3242 verhindert, dass bei einem Koppeln der zweiten Leitung L2 mit einem oder mehreren Ausgangsknoten der Ladungsgeber und dem damit verbundenen Ladungsfluss, das innere kapazitive Element bzw. dessen Spannung verändert wird bzw. bewirkt, dass dieses nahezu unverändert bestehen bleibt. Somit ist es möglich, eine Vielzahl von Ausgangsknoten verschiedener Ladungsgeber auf ein gemeinsames vorbestimmtes Spannungspotential V_{PixRef} zu setzen.

20

Fig. 41K zeigt die Vorrichtung 3500 in einem Ladungsbestimmungsmodus (siehe Stellung der Schaltelemente 3502, 3504), wobei in diesem Fall der Ausgangsknoten 3412 des ersten Ladungsgebers 3410 mit der ersten Leitung L1 gekoppelt ist, und von der zweiten Leitung L2 entkoppelt ist, um eine Ladung des ersten Ladungsgebers 3410 auf das kapazitive Element C_{L1} zu laden und darüber die Ladung des ersten Ladungsgebers zu bestimmen. Der zweite Ladungsgeber 3420 wird gemäß Fig. 41K gesetzt bzw. die Spannung des Ausgangsknotens 3422 des zweiten Ladungsgebers 3420 wird auf das vorbestimmte Potential V_{PixRef} gesetzt, indem das zweite Schaltelement 3434 den Ausgangsknoten 3422 von der ersten Ladung

30

35

entkoppelt und das vierte Schaltelement 3438 die zweite Leitung L2 mit dem Ausgangsknoten 3422 koppelt. Die Schalterstellung zweites Schaltelement 3434 entkoppelnd und viertes Schaltelement 3438 koppelnd, kann daher auch als
5 Rücksetzmodus des zweiten Ladungsgebers 3420 bezeichnet werden. Entsprechendes gilt für den ersten Ladungsgeber. Die Schaltelementstellung erstes Schaltelement 3432 koppelnd und drittes Schaltelement 3436 entkoppelnd kann auch als Auslesemodus des ersten Ladungsgebers bezeichnet werden,
10 den, entsprechendes gilt für den zweiten Ladungsgeber.

In Vorrichtung 3500 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung können eine oder mehrere Ladungsgeber gleichzeitig mit der ersten Leitung L1 gekoppelt werden, und ein oder mehrere
15 Ladungsgeber mit der zweiten Leitung L2. Jeder Ladungsgeber bzw. dessen Ausgangsknoten wird typischerweise in dem Rücksetzmodus auf die vorbestimmte Spannung V_{PIXREF} gesetzt, bevor die Ladung auf den Ausgangsknoten der Ladungsgeber gegeben wird, um diese in dem Auslesemodus auszulesen und zu
20 verarbeiten bzw. zu bestimmen. Das Setzen bzw. Rücksetzen der Ausgangsknoten der Ladungsgeber kann beispielsweise sequentiell erfolgen. Bei einer Signalverarbeitung, bei der die Ladung der einzelnen Ladungsgeber einzeln bestimmt werden, kann z.B. ein Ladungsgeber, hier beispielsweise der
25 erste Ladungsgeber 3410, ausgelesen werden bzw. dessen Ladung bestimmt werden, während in Richtung der Reihenfolge der Ladungen der einzelnen Ladungsgeber, der nächstfolgende Ladungsgeber, in Fig. 41K beispielsweise der zweite Ladungsgeber 3420 gleichzeitig auf das vorbestimmte Spannungspotential gesetzt wird, um in einem nächsten Zyklus
30 bzw. Takt das Auslesen einer Ladung aus dem zweiten Ladungsgeber 3420 vorzubereiten.

Abhängig von der Art der Signalverarbeitung (Signalverarbeitung der Ladungen einzelner Zellen oder mehrerer Zellen) können einzelne oder mehrere Zellen gleichzeitig auf die vorbestimmte Spannung gesetzt werden, während eine oder
5 mehrere andere Ladungsgeber ausgelesen werden.

Ähnlich wie anhand von Fig. 41I erläutert, können mehrere Vorrichtungen 3500 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung parallel eingesetzt werden, um parallel Ladungen einer oder
10 mehrerer Ladungsgeber zu bestimmen. In Fig. 4 wird ein Beispiel für einen Bildsensor mit einer Mehrzahl von Pixelzellen, die mit mehreren parallelen Vorrichtungen zur ladungsbasierten Signalverarbeitung gekoppelt werden können, beschrieben.

15

Dabei kann die Ladungsgebersteuerung 3430 eine separate Schaltung sein, oder in den Ladungsgebern integriert sein, z.B. das erste Schaltelement 3432 und das dritte Schaltelement 3436 in dem ersten Ladungsgeber 3410 und das zweite
20 Schaltelement 3434 und das vierte Schaltelement 3438 in dem zweiten Ladungsgeber 3420 integriert sein.

Ein weiterer Aspekt der Vorrichtung 3500 zu ladungsbasierter Signalverarbeitung wird anhand von Fig. 4 und 5 näher
25 beschrieben.

Gemäß einem weiteren Aspekt in Anlehnung an die Vorrichtung 3500 zur ladungsbasierten Ladungsverarbeitung kann die Spannung an der zweiten Leitung L2 auch kontinuierlich auf
30 die Spannung der ersten Leitung L1 beziehungsweise des kapazitiven Elements C_{L1} gesetzt werden bzw. dieser folgen. Dabei wird durch eine Einrichtung zum Setzen der zweiten Leitung auf eine Spannung der ersten Leitung die Spannung der ersten Leitung L1 während der Ladungswandlung der Ladung Q_{Pix} auf der ersten Leitung L1 beziehungsweise dem ka-
35

pazitiven Element C_{L1} kontinuierlich an die aktuelle Spannung auf der ersten Leitung L1 angepasst, so dass nach Abschluss der Ladungswandlung die zweite Leitung L2 eine Spannung aufweist, die der Spannung der ersten Leitung L1 entspricht, und somit auch die Ausgangsknoten der Ladungsgeber entsprechend auf die Spannung der ersten Leitung gesetzt werden können. Das Setzen der zweiten Leitung L2 auf die Spannung der ersten Leitung L1 kann dabei beispielsweise durch einen hochpräzisen Operationsverstärker erfolgen, und erfolgt beispielsweise schneller als die Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von der ersten Leitung L1 beziehungsweise dem kapazitiven Element C_{L1} , um Überschwingungen zu vermeiden.

In Fig. 41L wird ein Flussdiagramm eines Aspekts eines Verfahrens 3560 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit einem ersten Ladungsgeber 3410, einem zweiten Ladungsgeber 3420, einer ersten Leitung L1, einer zweiten Leitung L2 gezeigt, wobei die zweite Leitung L2 mit einem Ausgang einer Treiberstufe 3242 gekoppelt ist und ein inneres kapazitives Element 3420 mit einem Eingang der Treiberstufe 3442 gekoppelt ist.

Das Verfahren 3560 umfasst das Verfahren Setzen 3260 einer zweiten Leitung auf eine vorbestimmte Spannung V_{PixRef} , wobei das Setzen der zweiten Leitung die Schritte Vergleichen 3162 einer Spannung 3204 an der zweiten Leitung L2 mit einer Referenzspannung V_{comp} , und Bewirken 3164 einer Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von dem inneren kapazitiven Element 3240 umfasst, bis der Vergleich ergibt, dass die Spannung an der zweiten Leitung der vorbestimmten Spannung entspricht.

Zudem umfasst das Verfahren 3560 das Koppeln (3562) eines Ausgangsknotens (3412) eines ersten Ladungsgebers (3410) und/oder eines Ausgangsknotens (3422) eines zweiten La-

dungsgebers (3420) mit der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}), um eine Ladung von einem oder mehreren Ausgangsknoten bzw. Ladungsgebern auf die Leitung auszugeben.

- 5 Das Verfahren 3560 umfasst ferner das Verfahren 3160 zum Bestimmen einer Ladungsmenge V_{PIX} auf der ersten Leitung L_1 , wobei das Bestimmen der Ladungsmenge folgende Schritte beinhaltet, Vergleichen 3162 einer Spannung V_{PIX} auf der ersten Leitung L_1 , wobei das Bestimmen der Ladungsmenge folgende Schritte beinhaltet, Vergleichen 3162 einer Spannung V_{PIX} an der ersten Leitung L_1 mit der Referenzspannung V_{comp} , Bewirken 3164 einer Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von der ersten Leitung, und Rückschließen 3166 auf die Ladung V_{PIX} auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr und dem Vergleich der Spannung.
- 10
15

Fig. 42 zeigt eine Schaltskizze eines Aspekts einer aktiven Pixelzelle 400 mit Grauwertspeicher und Spannungsausgang V_{out} . Fig. 42 zeigt eine 5-Transistor-APS-Pixelzelle 400, die gegenüber herkömmlichen 4-Transistor-APS-Pixelzellen einen zusätzlichen zweiten Rücksetztransistor T_{Res2} aufweist.

20

Fig. 42 zeigt eine 5-Transistor-APS-Pixelzelle 400 mit einem Photosensor D_{Ph} , einem ersten Transistor bzw. Lesetransistor T_{Read} , einem zweiten Transistor bzw. ersten Rücksetztransistor T_{Res} , einem dritten Transistor T_{SF} , einem vierten Transistor bzw. Auswahltransistor T_{Sel} , und einem Ausgang der Pixelzelle V_{out} , wobei das Gate des dritten Transistors T_{SF} , der als Source-Folger verschaltet ist, die Gatekapazität bzw. ein kapazitives Element C bildet. Die 5-Transistor-APS-Pixelzelle 400 weist ferner eine Biasstromquelle I_{BiasSF} auf. Der Photosensor kann beispielsweise ein

25
30

pn-Übergang eines lichtempfindlichen fünften Transistors T_{Res2} sein, und z.B. ein Feldeffekttransistor sein, wie er analog für den Photosensor der ladungs- oder strombasierten Pixelzelle beschrieben ist.

5

Die Photodiode D_{Ph} ist ausgebildet, um abhängig von einer Strahlung eine Spannung V_{Ph} über dem Photosensor zu erzeugen. Die Kathode der Photodiode kann über den ersten Transistor T_{Read} , mit dem Gate-Anschluss bzw. der Gate-Kapazität C gekoppelt werden, um die Spannung V_{Ph} über dem Photosensor an die Gate-Kapazität C zu transferieren. Der Gate-Anschluss bzw. die Gate-Kapazität C ist zudem mit dem Source-Anschluss des zweiten Transistors T_{Res} , der auch als erster Rücksetztransistor bezeichnet werden kann, verbunden, um die Spannung der Gate-Kapazität auf eine gegebene Spannung zurücksetzen zu können. Der dritte Transistor T_{SF} ist ausgebildet, um abhängig von der Gatespannung bzw. der Spannung der Gate-Kapazität C - z.B. der an der Gate-Kapazität anliegenden von der gemessenen Strahlung abhängigen Spannung V_{Ph} - und einem Source-Strom I_S an einem Sourceausgang $T_{SF,s}$ des dritten Transistors eine Spannung $V_{SF,s}$ zu erzeugen. Der Sourcestrom I_S ist konstant und durch die Biasstromquelle I_{BiasSF} vorgegeben. Anhand dieses Stroms stellt sich die Gate-Source-Spannung des dritten Transistors T_{SF} ein, mit der die Spannung $V_{SF,s}$ am Sourceanschluss $T_{SF,s}$ der am Gateanschluss folgt. Der Sourceanschluss $T_{SF,s}$ kann über den vierten Transistor T_{Sel} mit dem Ausgang der Pixelzelle gekoppelt werden, um eine Spannung V_{Out} an dem Ausgang auszugeben, die von der an der Gate-Kapazität anliegenden Spannung, z.B. V_{Ph} und somit von der Bestrahlung, abhängt. Ferner ist ein Sourceanschluss des fünften Transistors T_{Res2} mit der Kathode der Photodiode D_{Ph} gekoppelt,

10
15
20
25
30

um die Spannung V_{Ph} über der Photodiode auf eine gegebene Referenzspannung zurücksetzen zu können.

Im folgenden wird auf Aspekte eines Betriebs einer Pixelzelle 400 eingegangen. Zunächst wird der erste Transistor T_{Read} gesperrt und die Photodiode D_{Ph} des fünften Transistors T_{Res2} auf eine gegebene Rücksetzspannung zurückgesetzt. Ferner wird die Spannung auf der Gate-Kapazität C des dritten Transistors T_{SF} mittels dem zweiten Transistor T_{Res} auf eine gegebene Spannung zurückgesetzt. Daraufhin folgt in einem ersten Messzyklus das Erzeugen einer ersten Spannung V_{Ph1} über dem Photosensor D_{Ph} abhängig von einer Strahlung in dem ersten Messzyklus bei sperrend geschaltetem ersten Transistor T_{Read} . Nach der Messung bzw. Bestrahlung für eine gegebene Zeit folgt das Transferieren der ersten Spannung V_{Ph1} auf die Gate-Kapazität C des dritten Transistors T_{SF} bei leitend geschaltetem ersten Transistor T_{Read} , um die erste Spannung V_{Ph1} auf der Gate-Kapazität C zu speichern. In Vorbereitung eines zweiten Messzyklus wird danach der erste Transistor T_{Read} gesperrt und die Photodiode D_{Ph} mittels des fünften Transistors T_{Res2} zurückgesetzt. Danach wird in dem zweiten Messzyklus bei sperrend geschaltetem ersten Transistor T_{Read} eine zweite Spannung V_{Ph2} über dem Photosensor D_{Ph} abhängig von einer Strahlung in dem zweiten Messzyklus erzeugt. In einem Auslesezyklus wird abhängig von der auf der Gate-Kapazität C gespeicherten ersten Spannung V_{Ph1} und einen Source-Strom I_{S1} an einem Sourceausgang $T_{SF,s}$ des dritten Transistors eine Spannung $V_{SF,s1}$ erzeugt und der Sourceausgang $T_{SF,s}$ des dritten Transistors T_{SF} mit einem Ausgang der Pixelzelle mittels des vierten Transistors T_{Se1} gekoppelt, um an dem Ausgang der Pixelzelle eine von der ersten Strahlung bzw. ersten Spannung V_{Ph1} abhängige Spannung V_{Out1} auszugeben. Die Spannung V_{Out1} kann beispielsweise auf einem externem Kondensator für eine weitere Verarbeitung gespeichert werden. Nach der Ausgabe der Spannung wird der vierte Transistor T_{Se1} gesperrt. Vor dem Transferieren der zweiten Spannung V_{Ph2} auf die Gate-Kapazität C des drit-

ten Transistors T_{SF} wird die Spannung auf der Gate-Kapazität C des dritten Transistors T_{SF} mittels dem zweiten Transistor T_{Res} auf eine gegebene Rücksetzspannung zurückgesetzt. Nach dem Rücksetzen wird die zweite Spannung V_{Ph2} auf
5 die Gate-Kapazität C des dritten Transistors T_{SF} bei leitend geschaltetem ersten Transistor T_{Read} transferiert, um jetzt die zweite Spannung V_{Ph2} auf der Gate-Kapazität C zu speichern. In Vorbereitung eines dritten Messzyklus kann danach der erste Transistor T_{Read} gesperrt und die Photodiode D_{Ph} mittels des fünften Transistors T_{Res2} zurückgesetzt
10 werden und in dem dritten Messzyklus bei sperrend geschaltetem ersten Transistor T_{Read} eine dritte Spannung V_{Ph3} über dem Photosensor D_{Ph} abhängig von einer Strahlung in dem dritten Messzyklus erzeugt werden. In dem Auslesezyklus
15 wird ferner abhängig von der nun auf der Gate-Kapazität gespeicherten zweiten Spannung V_{Ph2} an dem Sourceausgang $T_{SF,s}$ des dritten Transistors T_{SF} und einem Source-Strom I_{S2} an einem Sourceausgang $T_{SF,s}$ des dritten Transistors eine Spannung $V_{SF,s2}$ erzeugt, und der Sourceausgang $T_{SF,s}$ des dritten
20 Transistors (T_{SF}) mit dem Ausgang der Pixelzelle mittels des vierten Transistors T_{Sel} gekoppelt, um an dem Ausgang der Pixelzelle eine von der zweiten Strahlung bzw. zweiten Spannung V_{Ph2} abhängige Spannung V_{Out2} auszugeben. Die Spannung V_{Out2} kann beispielsweise ähnlich der Spannung V_{Out1} auf
25 eine zweiten Kondensator zwischengespeichert werden, um weiter verarbeitet zu werden, z.B. an einen differentiellen Analog-Digital-Wandler angelegt werden, um einen digitalen Differenzwert für die Differenz zwischen V_{Out1} und V_{Out2} zu erzeugen. Das Ausgeben der zweiten Spannung V_{Ph2} aus dem
30 zweiten Messzyklus erfolgt in dem gleichen Auslesezyklus, z.B. einem ersten Auslesezyklus, wie das Ausgeben der zuvor auf der Gate-Kapazität C gespeicherten ersten Spannung V_{Ph1} . In einem zweiten Auslesezyklus kann dann ähnlich für die zweite Spannung V_{Ph2} , die noch auf der Gate-Kapazität C gespeichert ist, und die in dem dritten Messzyklus erzeugte
35 dritte Spannung V_{Ph3} , die auf dem Photosensor anliegt, verfahren werden, um hintereinander die zweite und dritte Spannung auszulesen und beispielsweise an dem differenti-

len Analog-Digital-Wandler einen digitalen Differenzwert für die Differenz $V_{\text{Out}2}$ und $V_{\text{Out}3}$ zu erzeugen.

Bei Aspekten der Pixelzelle 400 können im Gegensatz zu be-
5 kannten Pixelzellen, bei denen lediglich eine Rücksetzspannung an dem Ausgang V_{Out} der Pixelzelle gemessen wird, um diese später zur Rauschunterdrückung von dem danach gemessenen Spannungswert an dem Ausgang V_{Out} der Pixelzelle abziehen, zwei zeitlich aufeinander folgende Spannungsmesswerte derselben Pixelzelle bestimmt und deren Differenz über einen differentiellen Analog-Digital-Wandler gebildet werden.

Bei herkömmlichen spannungsbasierten Pixelzellen wird bei-
15 spielsweise bei der korrelierten Doppelabtastung vor der Messung der Photosensor der Pixelzelle zurückgesetzt, und dann die Messspannung V_{ph} erzeugt. Dabei erfolgt die Speicherung der Rücksetzspannung vor der Messung und das Auslesen derselben kurz vor dem Auslesen des Messwerts im selben
20 Auslesezyklus. Die Messspannung und die Rücksetzspannung werden dann an die Eingänge eines differentiellen Analog-Digital-Wandlers gelegt, um eine Differenz zwischen der Messspannung und der Rücksetzspannung zu bilden, und somit Rauschanteile zu reduzieren. In anderen Worten, bei her-
25 kömmlichen spannungsbasierten Pixelzellen und Systemen zur Verarbeitung der spannungsbasierten Pixelsignale werden von den analogen Spannungsmesswerten die entsprechenden analogen Rücksetzspannungswerte subtrahiert, um eine Folge von digitalen Spannungsmesswerten zu erzeugen. Die Differenzbildung zwischen beispielsweise zwei aufeinanderfolgenden
30 Spannungsmesswerten einer Pixelzelle erfolgt auf Basis dieser Folge von digitalen Messwerten.

Aspekte der spannungsbasierten Pixelzelle 400 ermöglichen
35 es, bekannte Systeme zu verbessern, indem auf der Gate-Kapazität der Spannungswert einer ersten Messung zwischen gespeichert wird, während auf dem Photosensor ein Span-

nungswert einer zweiten Messspannung erzeugt wird, und dann in einem Auslesezyklus aufeinanderfolgend der erste und der zweite Spannungswert beispielsweise auf den ersten und zweiten Kondensator ausgegeben werden, um dann mittels dem
5 differenzierenden Analog-Digital-Wandler aus den zwei analogen Spannungswerten direkt einen digitalen Differenzwert zu erzeugen. Dies kann für weitere Messzyklen entsprechen wiederholt werden, um so aus einer Folge von analogen Spannungswerten direkt eine Folge von digitalen Differenzwerten
10 zu bilden, und so die erforderliche Rechenleistung im digitalen Bereich zu reduzieren.

Entsprechend können Aspekte der Pixelzelle 400 beispielsweise für Verfahren zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen amplitudenmodulierten
15 Signals verwendet werden, wie sie beispielsweise für die Weißlicht-Interferometrie beschrieben werden.

Im Folgenden werden weitere Aspekte einer ladungsbasierten Analog-Digitalsignalverarbeitung am Beispiel eines schnellen CMOS-Bildsensors, ladungsbasierte Schaltungstechnik, ladungsbasierte Datenpfade, Stromspeicherzellen, ladungsbasierte Analog-Digital-Wandler, Pixelzellen mit ladungsbasiertem Rücksetzen, sowie Bildsensoren für Weißlicht-
20 Interferometrie beschrieben.
25

Ein Gegenstand dieser Anmeldung ist die analoge und gemischt analog-digitale Signalverarbeitung auf der Basis von Ladungspaketen als Träger der Informationen. Ladungen können genau wie Ströme addiert und einfach verteilt werden.
30 Ebenso ist es möglich sie parallel abzugreifen, da sie auf Kondensatoren in Abhängigkeit von deren Kapazität zu einer Spannungsänderung führen, die hochohmig abgegriffen werden kann. Zusätzlich zu den analogen Strom- oder Spannungspiegeln können Signale aber auch über die Zeit repräsentiert
35

werden. Schnittstellen zur digitalen Signalrepräsentation lassen sich in beide Richtungen sehr gut anhand von Ladungen realisieren. Digital kann eine Zeit vorgegeben werden, innerhalb der die Integration eines Stromes erfolgt, oder
5 invers dazu eine Ladung kontinuierlich oder getaktet abgebaut werden, wobei die dafür benötigte Zeit oder Anzahl von Takten erfasst wird.

10 In vielen Anwendungsbereichen bietet sich der Einsatz dieser Signalrepräsentation an. Durch den hochparallelen Einsatz von Schaltungselementen geringer Komplexität, die Einbeziehung parasitärer Strukturen in die Signalverarbeitung und den Verzicht auf Einschwingvorgänge in zeitkritischen Pfaden lassen sich gemischt analog-digitale Systeme mit
15 sehr großer Rechenleistung pro Fläche bei einem geringen Leistungsverbrauch realisieren.

20 In der neuartigen Pixelzelle auf der Basis eines Photo-FETs kommen Ladungen als Informationsträger an mehreren Stellen zum Einsatz. Das Rücksetzen erfolgt durch "Pumpen" einer bestimmten Ladungsmenge, die nur von der Breite und der Höhe eines analogen Steuerimpulses abhängig ist. Dabei kann auf direkt mit der strahlungsempfindlichen Wanne verbundene Schalttransistoren als eine der wichtigsten Quellen von
25 Leckströmen in aktuellen CMOS-Bildsensoren verzichtet werden. Die Ausgabe des Helligkeitssignals erfolgt als gepulster Strom bzw. als Ladung auf die parasitäre Kapazität der Spaltenleitung.

30 Im folgenden wird auf die ladungsbasierte Schaltungstechnik eingegangen.

Die Ladung oder auch Elektrizitätsmenge beschreibt die Größe der elektromagnetischen Wechselwirkung von Materie und ist stets an einen Träger gebunden [Wik06]. Bewegte Ladungen werden als elektrischer Strom bezeichnet. Die elektrische Ladung wird im internationalen Einheitensystem in Coulomb ($1\text{C}=1\text{As}$) angegeben.

Ihr kleinstes frei auftretendes Quantum ist die Elementarladung ($q=1.602\cdot 10^{-19}\text{C}$). Es gibt zwei gegensätzliche Elementarladungen, wobei festgelegt wurde, dass Elektronen negativ und Protonen positiv geladen sind. Aufgrund dieser festen Zuordnung kann Ladung nicht erzeugt, sondern nur unter Aufwendung von Energie getrennt werden. Dieser Vorgang wird im Folgenden Ladungsgeneration genannt.

Die direkte Verwendung von Ladungen als Träger von Informationen bei deren Übertragung ist bekannt. So sind z.B. bei qualitativ hochwertigen Bildsensoren im Consumer-Bereich CCD-Sensoren (*Charge-Coupled Devices*) seit vielen Jahren gebräuchlich. *Charge-Coupled Device*: Vor allem in Bildsensoren verwendete Technologie basierend auf dem Transport von Informationen in Form von Ladungen. Die zu Grunde liegende Technologie zeichnet sich durch einen speziellen relativ einfachen Fertigungsprozess aus, der zu sehr günstigen Kosten mit einer hohen Ausbeute beherrscht wird. Andere ladungsbasierte Techniken (*Charge-Domain Devices* CDD: Schaltungstechnik basierend auf dem Transport, der Aufteilung und der Zusammenführung von Ladungen) z.B. Filter (CDF *Charge-Domain Filter*: Filter basierend auf der Verarbeitung von Ladungen) [BS84, FKBL91, Fos91] sind bisher relativ wenig verbreitet, da die Implementierung aktiver Elemente wie z.B. Transistoren in der CCD-Technologie nicht ohne weiteres möglich ist. Eine Integration komplexerer Strukturen

wie z.B. Ladungs-Digital-Wandler (*Charge-to-Digital Converter*, CDC: Wandler, der Ladungen direkt in digitale Signale umsetzt) wurde zwar demonstriert [PL96], hat sich jedoch bisher nicht durchgesetzt.

5

Das zweite wichtige Anwendungsgebiet sind dynamische Speicher (DRAM), bei denen digitale Informationen aus Speicherzellen ausgelesen werden. Nur durch den kleinstmöglichen Aufbau dieser Zellen, typischerweise aus einem Kondensator und einem Auswahl-Transistor, ist die heute erzielbare sehr hohe Informationsdichte möglich. Der Zugriff anhand von Ladungen ist eine unmittelbare Konsequenz dieses einfachen Aufbaus. Im Gegensatz zu CCD-Technologien sind in DRAM-Technologien auch aufwendige analoge und digitale Schaltungsblöcke möglich und nötig. Eine Optimierung des Zugriffs ist ein wichtiger Gegenstand der Forschung und Entwicklung auf diesem Gebiet. Die Einbettung von DRAM-Zellen in Standard-CMOS-Prozesse ist eine Schlüsselenkomponente bei der Entwicklung hin zu SoC mit hoher Packungsdichte und großer Zugriffsgeschwindigkeit [IK99, MHM⁺05]. Ein wichtiger Aspekt dabei ist der wachsende Widerspruch zwischen der Speicherkapazität und der Geschwindigkeit. Während sich die Kapazität in den letzten Jahren alle drei Jahre vervierfacht, steigt die Speicherbandbreite nur um 10% pro Jahr. Durch die direkte Integration des Speichers auf den Chips ist ein hochparalleler kontinuierlicher Zugriff mit sehr geringer Latenz möglich [KSW01].

Ladungen spielen auch in der Messtechnik z.B. im Zusammenhang mit der Erfassung ionisierender Strahlung bei physikalischen Experimenten eine wichtige Rolle. In einer Vielzahl von Anordnungen werden für die Datenerfassung sogenannte Ladungs-Ausleseschaltungen (*Charge Readout Integrated Cir-*

30

cuits, CRIC: Schaltkreise deren Eingangsinformationen in Form von Ladungen vorliegen) [GSB95, BJB⁺98] verwendet.

Systemlösungen in CMOS-Technologie für die Übertragung analoger Informationen mittels Ladungen auf einem Chip von der Generation in einer speziellen Quelle über eine Verbindungsstrecke bis hin zur Empfängerschaltung sind nicht bekannt. Eine derartige Anordnung bringt eine Reihe technischer Vorteile. Sie kann eine analoge Signalübertragung mit einer großen Datenrate bei möglichst geringer statischer und dynamischer Verlustleistung ermöglichen. Das RLC-Verhalten der Verdrahtung darf sich nicht unmittelbar über die damit verbundene kapazitive Last und die Vergrößerung der Signallaufzeiten auswirken, was sich nur durch einen minimalen Pegelhub erreichen lässt. Die statische Leistungsaufnahme der gesamten Übertragungsstrecke, d.h. sender- und empfängerseitig soll minimiert werden. Parameterstreuungen z.B. der Geometrien (Leitungsbreiten, -abstände und -längen) oder elektrischen Größen (Schwellspannungen) sollten einen möglichst geringen Einfluss auf das Übertragungsverhalten haben. Eine Kalibrierung ist, wenn überhaupt nötig, der Vergrößerung von Strukturen vorzuziehen. Die verwendeten Schaltungen sollen in einer Standard-CMOS-Technologie implementiert werden und eine einfache Kopplung mit anderen analogen und digitalen Blöcken ermöglichen. Diese Kopplungen sind in Fig. 1 dargestellt. Im Mittelpunkt steht als Informationsträger die Ladung. Sie stellt den zentralen Zusammenhang zwischen den verschiedenen Signaldomänen dar. Innerhalb jeder einzelnen Domäne kann die Signalverarbeitung wie gehabt erfolgen.

Fig. 1 zeigt Signaldomänen bei ladungsbasierter Signalverarbeitung.

Der Zusammenhang zwischen Strom und Ladung ergibt sich aus der Definition des Stromes I als bewegte, also zeitlich veränderliche Ladung

$$5 \quad I(t) = \frac{dQ}{dt} \quad (1)$$

zu

$$Q = \int I(t) dt. \quad (2)$$

Für eine zeitkonstante Stromquelle vereinfacht sich die Gleichung zu

$$10 \quad Q = It. \quad (3)$$

Als Modell für die Ladungsgeneration unter Verwendung einer idealen Stromquelle I_Q mit unendlichem Innenwiderstand dient die in Fig. 2 dargestellte gepulste Stromquelle. Aus ihrem Klemmverhalten

$$15 \quad I_{out} = \begin{cases} 0 & \forall \quad t < t_0, t > t_1 \\ I_Q & \forall \quad t_0 \leq t \leq t_1 \end{cases} \quad (4)$$

kann eine generierte Ladung von

$$Q_{out} = I_Q t_Q \quad (5)$$

für

$$t_Q = t_2 - t_1$$

20 abgeleitet werden.

Fig. 2 zeigt ein Schaltungselement „gepulste ideale Stromquelle“.

25 Diese Schnittstelle eignet sich für Schaltungen, die als Ausgangssignal einen Strom liefern. Die direkte Umsetzung einer Ladung in einen konstanten Strom ist schaltungstechnisch schwierig und soll an dieser Stelle nicht betrachtet werden.

30

Der Zusammenhang zwischen Spannung und Ladung besteht über die Kapazität eines Kondensators gemäß der Gleichung

$$Q = CV. \quad (6)$$

5

Die in dessen Feld gespeicherte elektrische Energie ist proportional zu der anliegenden Spannung V und der Kapazität C . Aufgrund dieses Zusammenhangs wird mitunter auch von der Speicherung von Ladung gesprochen [Wik06]. Als Synonym für den Kondensator wird in der Schaltungstechnik häufig der Begriff "Kapazität" verwendet. In Fig. 3 ist die Grundschialtung zur Repräsentation einer Ladung Q_{in} durch eine Spannung V_{out} dargestellt.

15 Fig. 3 zeigt Ladung auf einem Kondensator.

Kommt es auf einen linearen Zusammenhang zwischen Ladung und Spannung an, müssen spannungsunabhängige Kapazitäten verwendet werden. Ein typisches Beispiel dafür sind Metall-Metall-Leitungskapazitäten. Die Gate-Kapazität eines MOS-Transistors weist hingegen eine stark nichtlineare Strom-Spannungs-Charakteristik auf. Sie wird aufgrund ihres großen Betrags dennoch häufig als Schaltungselement verwendet. Die Richtung des Informationsflusses der Schnittstelle wird von der Art und Weise der Ansteuerung bestimmt. So kann die Ladung auf einer Kapazität hochohmig abgegriffen (Ladungs-Spannungs-Wandlung) oder niederohmig verändert werden (Spannungs-Ladungs-Wandlung). Als Ladungsquelle auf der Basis geschalteter Spannungen kann z.B. eine Ladungspumpe eingesetzt werden.

30

Im folgenden wird Zusammenhang zwischen digitaler Information und Ladung erläutert.

Die Umsetzung digitaler Signale in Ladungen erfolgt nicht
5 direkt sondern stets über den Umweg Spannung oder Strom
durch gezielte Ansteuerung der bereits angesprochenen Ladungsquellen. Dabei können Ladungspakete (*Charge Packets*, CP: Ladungspaket) in einem Digital-Analog-Wandler (DAC *Digital to Analog Converter*: Digital-Analog-Wandler) auf der
10 Basis von Ladungspaketen (CP-DAC) aus einer oder mehreren gepulsten Stromquellen, geschalteten Kapazitäten oder Ladungspumpen aufakkumuliert werden. Die Digitalisierung einer unbekannten Ladung geschieht in ähnlicher Weise in einem Analog-Digital-Wandler (ADC) auf der Basis von Ladungspaketen (CP-ADC *Analog to Digital Converter*: Analog-Digital-Wandler). Die Ladung wird zunächst auf eine Kapazität übertragen und dann iterativ durch Einbringen kleiner Ladungsportionen bekannter Größe kompensiert. Die Größe der zu minimierenden Restladung wird durch Vergleich der Spannung auf der Kapazität mit einer "Nullpunktspannung", also
20 der Spannung über der Kapazität vor dem Einbringen der zu messenden Ladung, ermittelt. In der Literatur findet sich dazu die Bezeichnung "*Charge-Packet Counting*" (CPC *Charge-Packet Counting*: Analog-Digital-Wandlung durch Zählen von
25 Ladungspaketen) [NYN⁺87].

Ausgehend von dem im vorangehenden Abschnitt skizzierten Konzept wird zunächst eine Bildsensorarchitektur für sogenannte *Systems on Chip* (SoC *System on Chip*) mit integrierter Signalverarbeitung und hoher Bildrate in einer modernen CMOS-Technologie (*Complementary Metal-Oxide Semiconductor*)
30 dargestellt.

Es folgt der Entwurf einer Pixelzelle mit Stromausgang auf der Basis eines Photo-FET für Anwendungen mit hohen Anforderungen an Dynamikumfang und Ausleserate.

- 5 Im Anschluss ist ein SoC mit einem eingebetteten Hochgeschwindigkeits-Bildsensor für ein Weißlicht-Interferometriesystem auf der Basis der neuen Pixelzelle mit Photo-FET erarbeitet. Neben Architektur und Schaltungstechnik ist auch ein neuer Algorithmus zur hochparallelen
10 Auswertung der Korellogramm-Bilddaten direkt auf dem Bildsensor dargestellt.

Im folgenden wird auf einen Systementwurf des ladungsba-
sierten Datenpfads und ein Architekturkonzept eingegangen.

- 15 Das Architekturkonzept eines Bildsensors mit ladungsbasiertem analogem Datenpfad ist in Fig. 4 dargestellt. Anhand dieser Prinzipdarstellung soll die grundlegende Funktionsweise unter Vernachlässigung parasitärer Effekte erläutert
20 werden.

Fig. 4 zeigt ein Architekturkonzept für Bildsensoren mit ladungsbasiertem analogem Datenpfad.

- 25 Kern des Sensors ist eine Matrix von Pixelzellen (1), die in X Spalten und Y Zeilen angeordnet sind. Die Ladungen aller ausgebenen Pixel der Spalte x werden auf der entsprechenden Spaltenleitung (2) addiert. Die resultierende Summenladung Q_x führt aufgrund der endlichen Leitungskapazität zu einem Spannungsoffset $V_{Cmp,x}$. Für die folgenden Be-
30 trachtungen soll das Vorzeichen von $V_{Cmp,x}$ gleich dem von Q_x sein und für $Q_x \rightarrow 0$ gelten $V_{Cmp,x} \rightarrow 0$. Die Ausgabe in einer Zeile y wird von der digitalen Zeilenansteuerung (3) ini-

tiert, indem die Ausgangsstromquellen aller Pixel dieser Zeile während eines Pulses der Länge $\tau_{out,y}$ einen Strom ausgeben. Dieser Strom ist von den spezifischen Bedingungen in jeder Pixelzelle abhängig. Ein von der einfallenden Strahlung durch Ladungstrennung generierter Photostrom wird während einer Zeit τ_{int} auf der Kapazität der als Photodiode wirkenden Wannensubstrat-Diode eines Photo-FET integriert. Die Größe des Ausgangsstroms der Pixelzellen in Zeile y ist in erster Näherung proportional zur Bestrahlungsstärke E_e an dieser Stelle, zur Integrationszeit $\tau_{int,y}$ und einem Proportionalitätsfaktor K_y . In den von der analogen Zeilenansteuerung (4) 410 zeilenweise vorgegebenen Wert K_y geht z.B. der Arbeitspunkt des Photo-FET ein.

Die Analog-Digital-Wandlung der Ladungen Q_x geschieht für alle Spalten parallel. Dazu befinden sich in jeder ein analog-digitaler (AD) (5) und ein digital-analoger Teil (DA) (6). Der AD-Teil besteht aus einem Spannungskomparator, einem Zustandsspeicher für das erste Vergleichsergebnis des Zyklus, einer Auswahllogik und einem Zähler. Der DA-Block beinhaltet jeweils eine oder mehrere gepulste Quellen für positive und negative Ströme, die direkt mit einem Digitalwort D_{DA} angesteuert werden. Alle ADC werden von einer externen digitalen Ablaufsteuerung über einen Befehlseingang S_{ctrl} und einen Dateneingang D_{sel} gleichzeitig angesteuert. Zu Beginn einer Wandlung werden alle Zustandsspeicher und Zähler zurückgesetzt. Im ersten Teil jedes Umsetzungsschritts wird das Vorzeichen des Spannungsoffsets $V_{cmp,x}$ untersucht. So lange sich $V_{cmp,x}$ nicht ändert, wird im zweiten Teil für positive $V_{cmp,x}$ eine negative Ladung $Q_{DA,x}$ ausgegeben

und der Zähler D_{Cnt} inkrementiert, für negative Vorzeichen eine positives $Q_{DA,x}$ ausgegeben und D_{Cnt} dekrementiert. Die Beträge von Zählerschritt und ausgegebener Ladung stehen für die gesamte Wandlung im selben Verhältnis und werden von außen über D_{Sel} vorgegeben. Ändert sich $V_{Cmp,x}$ während der Wandlung wird das im Zustandsspeicher festgehalten und ab diesem Zeitpunkt weder eine Ladung ausgegeben, noch der Zählerstand verändert. Ist dieser Zustand in allen Spalten erreicht, ist die Wandlung beendet und die digitalen Spaltenenergebnisse D_{Out} können ausgegeben werden. Zur Vergrößerung der Auflösung, kann der Vorgang nach dem Rücksetzen der Zustandsspeicher mit einem kleinerem D_{Cnt} wiederholt werden. Die Zählerstände werden dazu nicht gelöscht.

Die verschiedenen Möglichkeiten zur Ansteuerung der Sensor-matrix sollen im folgenden anhand einiger Beispiele gezeigt werden.

Beispiel 1, Auslesen eines Graustufenbilds:

20

Werden K_y , $\tau_{Int,y}$ und $\tau_{Out,y}$ für alle Pixel gleich gewählt und die Matrix beginnend mit Zeile $y=0$ linear aufsteigend bis $y=Y-1$, ausgelesen, so ergibt sich ein Graustufenbild für die gesamte Matrix. Ebenso ist es möglich, auf bestimmte Zeilen oder Gruppen von Zeilen zuzugreifen.

Beispiel 2, Mittelwertbildung über mehrere Zeilen eines Graustufenbilds:

30 Werden bei den gleichen Einstellungen wie im Beispiel 1 entweder mehrere Zeilen gleichzeitig ausgewählt, oder die Wandlung erst nach der Ausgabe mehrerer Zeilen auf die

Spaltenleitung begonnen, ergibt sich das Ergebnis aus der Summe der Helligkeitswerte der aktivierten Zeilen. Auf diese Weise ist es möglich, eine einfache räumliche Tiefpassfilterung durchzuführen.

5

Beispiel 3, Multiplikation mit einem Digitalwert bei der Ausgabe:

Durch die Einstellung der Breite $\tau_{Out,y}$ des Strompulses in
10 Zeile y bei der Ausgabe, z.B. durch einen digitalen Monoflop, werden alle Helligkeitswerte dieser Zeile mit $\tau_{Out,y}$ bzw. dem zugrunde liegenden Digitalwert multipliziert.

Beispiel 4, Faltung von Graustufenbildern mit beliebigen
15 Kernen:

Besteht die Möglichkeit zur Ausgabe negativer Werte, so können durch Kombination von Beispiel 2 und Beispiel 3 Faltungen mit beliebigen Kernen in Form digitaler Werte bei
20 serieller oder synchroner Aktivierung mehrerer Zeilen realisiert werden. Insbesondere die Faltung des gesamten Bildes bei der vollen Ausleserate ist ein interessantes Merkmal.

25 Beispiel 5, Filterung über mehrere Einzelbilder:

Eine Filterung über mehrere Bilder, d.h. mit zwischenzeitlichem Rücksetzen einzelner oder aller Pixel und unter Verwendung eines konstanten oder variablen τ_{int} bei Beibehaltung der auf den Kapazitäten der Spalten gespeicherten Werte
30 ist ebenfalls möglich.

In der Architektur gemäß Fig. 4 kann die Pixelzelle (1) beispielsweise eine Pixelzelle 100 sein, die Spaltenleitungen die erste und zweite Leitung L1 und L2 gemäß Fig. 41K sein, der Analog-Digital-Wandler (5) und der Digital-Analog-Wandler (6) ein Aspekt einer Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladungsmenge gemäß Fig. 41A bzw. Fig. 41K sein bzw. die gesamte Pixelmatrix ein Aspekt einer Vorrichtung 3500 zur ladungsbasierten Signalverarbeitung nach Fig. 41K sein. Z.B. kann der Analog-Digital-Wandler (5) ein Aspekt einer Einrichtung 3110 zum Vergleichen und einer Einrichtung 3130 zum Rückschließen sein und Digital-Analog-Wandler (6) ein Aspekt einer Einrichtung 3120 zum Bewirken sein, die von der Einrichtung 3130 zum Rückschließen gesteuert wird.

Nach der Einführung in die Architektur und die Funktionsweise des ladungsbasierten Bildsensors sollen im Folgenden grundlegende Systemparameter vorgestellt und Kriterien für den Entwurf der Grundschaltungen abgeleitet werden. Für eine reale Bildsensorimplementierung müssen noch zwei Erweiterungen vorgenommen werden.

Die erste Erweiterung betrifft die Grundfunktionen der Pixelzelle. Für viele Anwendungen ist die lokale Speicherung eines Helligkeitwertes zu einem beliebigen Zeitpunkt wichtig. Diese Funktion wird z.B. benötigt, um ein komplettes Bild einfrieren und dann seriell ausgeben zu können ("Snapshot"-Modus) oder um einen abgespeicherten Rücksetzwert vom aktuellen Helligkeitwert subtrahieren zu können ("Correlated Double Sampling": korrelierte Doppelabtastung, Verfahren in Bildsensoren, bei dem in jeder Pixelzelle der Helligkeitwert nach dem Rücksetzen gespeichert wird, um ihn vom Helligkeitwert zum Auslesezeitpunkt abziehen zu

können). Die zweite Erweiterung betrifft die Bereitstellung einer Referenz für die Nullpunktspannung der Spaltenleitung. Diese wird benötigt, um die internen Knoten in den Pixelzellen vor dem Auslesen entladen zu können, d.h. auf
 5 die "Nullpunktspannung" vorzuladen.

Fig. 5 zeigt den erweiterten Auslesepfad des Bildsensors mit ladungsbasiertem analogen Datenpfad und der zusätzlichen Referenzleitung. Sie soll in der folgenden Beschreibung der Implementierung als Bezug dienen.

In einer Sensormatrix befindet sich, wie bereits erläutert wurde, in Spalte x und Zeile y eine Pixelzelle, die über
 15 verschiedene analoge und digitale Zeilenleitungen V_y bzw. S_y mit einer Biasschaltung und einer Zeilenansteuerung verbunden ist. Außerdem ist die Pixelzelle über zwei Spaltenleitungen mit dem ladungsbasierten Analog-Digital-Wandler (CP-ADC) der gleichen Spalte verbunden. Sie besitzen die Lastkapazitäten C_{L1} bzw. C_{L2} . Die Ausgabe einer Referenzspannung V_{PixRef} , die den Nullpunkt der Ladung auf C_{L1} repräsentiert, geschieht über die durch den Treiber A_2 angesteuerte Spaltenleitung (2). Nach dem Rücksetzen der Ausgangsschaltung der Pixelzelle erfolgt die Übertragung des
 25 Sensorsignals in Form der Pixel-Ladung Q_{pix} auf die Kapazität C_{L1} der hochohmigen Spaltenleitung (1). In der Folge verändert sich die Spannung gemäß

30

$$V_{Pix,1} = V_{Pix,0} + V_{Pix,q} \quad (7)$$

$$V_{Pix,q} = \frac{Q_{Pix}}{C_{L1}}. \quad (8)$$

Die Spannung wird von (1) abgegriffen und über den Multi-
 5 plexer M_1 dem Komparator A_1 zugeführt. Entsprechend der
 Relation von V_{Pix} zum Vergleichswert V_{Comp} steuert die Steu-
 erlogik (Control) die Ladungsquelle (QSrc). Diese speist
 über den zweiten Multiplexer M_2 Ladungen auf C_{L1} , mit dem
 Ziel Q_{Pix} zu kompensieren und den Ausgangszustand $V_{Pix,2} = V_{Pix,0}$
 10 wieder herzustellen. Die Menge und Größe der eingespeisten
 Ladungsportionen ist abhängig vom Wandlungsverfahren. In
 regelmäßigen Abständen wird die Spannung auf der Kapazität
 C'_{L2} ebenfalls unter Berücksichtigung von V_{Comp} über A_1 ka-
 libriert, so dass der von einem Spannungsfolger A_2 ausge-
 15 gebene Wert für V_{PixRef} tatsächlich dem Start- bzw. Abbruch-
 wert $V_{Pix,0} = V_{Pix,2}$ entspricht. Für die Ladungsquelle QSrc wer-
 den gepulste Stromquellen mit Stromspeicherzellen hoher Ge-
 nauigkeit verwendet. Deren Beträge müssen in regelmäßigen
 Abständen aus einem für alle Spalten gemeinsamen hochauflö-
 20 senden Strom-DAC aufgefrischt werden.

Fig. 5 zeigt einen weiteren Aspekt einer Vorrichtung zur
 ladungsbasierten Signalverarbeitung gemäß Fig. 41K, bei dem
 der Ladungsgeber eine Pixelzelle 100 beispielsweise nach
 25 Fig. 39A ist, das erste kapazitive Element C_{L1} die Lei-
 tungskapazität der ersten Leitung L1 ist, der Multiplexer
 M_1 dem fünften Schaltelement 3502, und der Multiplexer M_2
 dem sechsten Schaltelement 2504 entspricht, die innere Ka-
 pazität C_{L2}' der 3240 in Fig. 41K entspricht und der Span-
 30 nungstreiber A_2 der Treiberstufe 3242 entspricht. Ferner

zeigt der Spannungskomparator A_1 einen Aspekt einer Einrichtung 3110 zum Vergleichen einer Spannung, die Ladungsquelle (QSrc) einen Aspekt der Einrichtung 3120 zum Bewirken einer Ladungszu-/Abfuhr, und die Steuerlogik (Control) einen Aspekt der Einrichtung 3130 zum Rückschließen auf die Ladung Q_{Pix} . In Fig. 5 ist stellvertretend nur ein Ladungsgeber beispielhaft für eine mögliche Vielzahl von Ladungsgebern pro Spalte gezeigt, um die Anbindung der Pixelzelle an den ladungsbasierten Analog-Digital-Wandler CP-ADC und an die Signalleitungen zu zeigen.

6. Gepulste Stromquelle zur Ladungsgeneration

Die gepulste Stromquelle ist eine im Hinblick auf Realisierung und Anwendung sehr universelle Ladungsquelle. Sie kann unipolar und bipolar implementiert werden und der Aufwand lässt sich je nach den Anforderungen an die Genauigkeit wählen. Als Teil der Pixelzelle muss sie vor allem sehr klein und in den Spalten-ADC möglichst schnell und genau sein. Fig. 6 zeigt eine Prinzipdarstellung der Anordnung.

Fig. 6 zeigt eine Prinzipschaltung einer bipolaren gepulsten Stromquelle mit Last.

Die symmetrische Ladungsquelle besteht aus einer positiven und einer negativen gepulsten Stromquelle (Quellenblöcke I_{Qp} und I_{Qn}), die die Ströme $I_{Q,p}$ und $I_{Q,n}$ mit unterschiedlichem Vorzeichen liefern. Es sind die Innenwiderstände der beiden Quellen mit R_p bzw. R_n und die Eingänge zur Aktivierung des jeweiligen Quellenblocks mit $S_{Q,p}$ bzw. $S_{Q,n}$ bezeichnet.

Fig. 7 zeigt eine Ansteuerung der Ladungsquelle im gekop-

pelten (a) und ungekoppelten Betrieb (b) mit dem Aktivierungseingang S_Q für den ausgewählten Quellenblock dem Eingang S_{Set} zum Vorladen der internen Kapazität und dem Eingang S_{Out} zur Ausgabe der Ladung.

5

Zwei Beispiele für die Ansteuerung der Schalter einer Ladungsquelle sind in Fig. 7 dargestellt. Beim gekoppelten Betrieb (s. Fig. 7a) wird die Stromquelle eines Quellenblocks bereits vor dem Ende des Vorladens (t_3) aktiviert und
 10 bleibt bis zum Ende der Ausgabe in diesem Zustand ($S_Q=1$). Die für die abgegebene Ladung relevante Pulsbreite τ_Q setzt sich aus einem Anteil τ_{Q1} vor und einem Anteil τ_{Q2} nach der Aktivierung des Ausgangs ($S_{Out}=1$) zusammen, d.h. der Aktivierungspuls für die Stromquelle im Quellenblock und der
 15 Ausgabepuls der Ladungsquelle sind nicht identisch. Zum Vorladen der internen Kapazität C_{Int} wird der innere Summationsknoten (1) über S_{Set} mit der externen Referenzspannung V_{Ref} verbunden und somit vorgeladen. Bei sehr kleinen Kapazitäten sollte τ_{Q1} möglichst kurz sein, um zu verhindern,
 20 dass die Spannung V_{Int} einen Wert erreicht, bei dem der Stromfehler $I_R = I_{R,p} - I_{R,n}$ durch den Innenwiderstand $R_Q = R_p \parallel R_n$ der Quelle zu groß wird. Die Betriebsart mit $\tau_{Q1} \rightarrow 0$ eignet sich besonders für die Pixelzellen, da sie einen kompakten internen Aufbau bei gleichzeitig maximaler Ausgabezeit
 25 $\tau_Q = \tau_{Q1} + \tau_{Q2}$ in Relation zur Sampling-Periodendauer τ_C ermöglicht.

Der ungekoppelte Betrieb (s. Fig. 7b) zeichnet sich dadurch aus, dass die Quellenblöcke die Ladung zunächst nur an die

dann möglichst große interne Kapazität C_{int} abgeben. Während dieses Zeitraums τ_Q mit $S_Q=1$ sind die Schalter S_{Ser} und S_{Out} deaktiviert. Das ermöglicht eine sehr präzise Ladungsgeneration mit langen Integrationszeiten innerhalb mehrerer paralleler Quellen. Die externe Kapazität C_L ist nur während eines sehr kurzen Zeitraums τ_{Out} zugeschaltet, wodurch verschiedene Quellen kurz hintereinander noch innerhalb einer Periodendauer τ_c darauf zugreifen können. Diese Betriebsart ermöglicht eine wesentlich größere Genauigkeit der Ladungspakete. Sie ist jedoch aufgrund des benötigten Flächenverbrauchs nur in den spaltenparallelen Wandlern einsetzbar.

Ein Betrieb mit permanent aktiven Stromquellen ist zur Flächensparnis ebenfalls denkbar. Er eignet sich jedoch insbesondere bei großen Bias-Strömen aufgrund einer hohen statischen Leistungsaufnahme nur bedingt für die Anwendung in Pixelzellen.

Bei der Implementierung wird ein $\tau_{Q1} \rightarrow 0$ und damit $\tau_Q \rightarrow \tau_{Q2}$ angestrebt, um auch bei sehr großen I_Q die Abweichungen vom Nominalwert z.B. aufgrund der Abschnürung der Quelle zu minimieren. Der Wert der abgegebenen Gesamtladung für beide Betriebsarten

$$Q_{Out} = \int_{t=t_0}^{t_1} I_Q(t) dt + Q_{err} \quad (9)$$

ergibt sich aus dem Integral des Gesamtstroms der idealen Quelle I_Q und einer Fehlerladung Q_{err} . Die Fehlerladung

$$Q_{err} = \int_{t=t_0}^{t_1} I_R(t) dt + Q_{Int,0} + Q_S \quad (10)$$

setzt sich aus drei Anteilen zusammen, dem Integral des Stromes I_R durch den Ausgangswiderstand R_Q der Quelle, der zum Startzeitpunkt auf C_{Int} vorliegenden Ladung $Q_{Int,0}$ und der durch Vorgänge in den Schaltern generierten Ladung Q_S . Die jeweilige Größe der Fehleranteile hängt von verschiedenen Randbedingungen ab. Dazu gehören z.B.

- 10 • die Differenz $V_{L,0} - V_{Int,0}$ zum Beginn der Ladungsabgabe,
- das Verhältnis der beiden beteiligten Kapazitäten C_L und C_{Int} ,
- Abweichungen im Timing der Ansteuerung von S_{Set}
- 15 und S_{Out} sowie
- der Spannungsverlauf an den Schaltern.

Diese Fehlereinflüsse sowie die der Nichtidealitäten der Stromquellen sollen in den folgenden Abschnitten genauer untersucht werden, um dadurch eine Auslegung des Bildsensor

20 smit ladungsbasierter Signalverarbeitung abzusichern.

Im folgenden werden Stromquellen beschrieben, z.B. einfache und Kaskode-Stromquellen.

25

Fig. 8 zeigt einen einfachen Stromspiegel.

Ein MOS-Transistor in Source-Schaltung ist die einfachste in einer CMOS-Technologie verfügbare gesteuerte Stromquelle. In Fig. 8 ist der Quellentransistor T_1 als Teil eines

30

PMOS-Stromspiegels dargestellt. Es sind der Ausgangsstrom I_{Out} gleich dem Drainstrom I_D von T_1 und die Ausgangsspannung V_{Out} gleich der Drain-Source-Spannung V_{DS} . Im Anhang 27 ist das Klemmverhalten eines MOS-Transistors unter Verwendung des Transistormodells nach Enz, Krummenacher und Vittoz (EKV) [EKV95] dargestellt. Es zeigt sich, dass im vorwärts gesättigten Betrieb der Ausgangsleitwert g_{ds} linear von I_D abhängig ist, woraus sich ein Ausgangswiderstand von

$$r_{Out} = \frac{1}{g_{ds}} = \frac{1}{\lambda I_{Out}} \quad (11)$$

für die Schaltung in Fig. 8 ergibt. Die entscheidende Einflussgröße ist der Kanallängenmodulationsfaktor λ . Er beschreibt die Verkürzung der effektiven Kanallänge mit steigender Drain-Source-Spannung V_{DS} in diesem Arbeitsbereich. Im Interesse eines großen r_{Out} muss der MOS-Transistor demzufolge möglichst lang sein.

Fig. 9 zeigt einen Kaskode-Stromspiegel.

Einen wesentlich höheren Ausgangswiderstand erzielt man durch die in Fig. 9 dargestellte Kaskode-Anordnung. Der in Gate-Schaltung betriebene Kaskode-Transistor T_2 sorgt dafür, dass T_1 in der Sättigung bleibt und seine Drainspannung möglichst konstant ist. Unter Berücksichtigung der Transkonduktanz g_{m2} und des Ausgangsleitwerts g_{ds2} von T_2 vergrößert sich der Kleinsignal-Ausgangswiderstand der Kaskodequelle auf

$$r_{Out2} \approx \frac{g_{m2}}{g_{ds2}} r_{Out1}. \quad (12)$$

An den beiden Knoten (1) und (2) können weitere Kaskode-Quellen angeschlossen werden.

5

Mit einer Abstufung der Weiten der Ausgangstransistoren (T_1 in Fig. 9) in Zweierpotenzen innerhalb dieser Strombank durch Parallelschaltung einer geeigneten Zahl von Einzeltransistoren ergibt sich eine Anordnung, die für Strom-DAC verwendet wird. Bei Wandlern mit Auflösungen größer als 10 6 Bit werden die oberen Quellenblöcke häufig nicht binär sondern linear gewichtet und unter Verwendung des Thermometercodes angesteuert. Aufgrund der mit der Auflösung etwa exponentiell steigenden Fläche spielt deren Optimierung eine wichtige Rolle. Die Dimensionierung des Einzeltransistors und damit des LSB (*Least Significant Bit*: Niederwertigstes Bit eines Digitalworts) erfolgt unter Berücksichtigung der statistischen Streuung von dessen Bauelementeparametern, wie der Schwellspannung V_t und der Transistorkonstanten β . In [Gra03] ist dafür eine Methodik beschrieben. In [PVS⁺99] wird unter der Bezeichnung " Q^2 Random Walk" ein Entwurfsverfahren beschrieben, bei dem durch die geschickte räumliche Verteilung der Einzeltransistoren und die pseudozufällige Auswahl der oberen linear gewichteten Quellenblöcke eine für Stromquellen-DAC bis dahin unerreichte Genauigkeit von 14 Bit erzielt wurde.

15
20
25

Selbst unter Einbeziehung aller Optimierungen ist der resultierende Flächenverbrauch so groß, dass auf einem SoC wie dem avisierten Bildsensor insgesamt nur ein einziger Strom-DAC mit einer großen Auflösung von 10 Bit oder mehr realisierbar ist. Er wird zur Kalibrierung bzw. Auffri-

30

schung dynamischer Stromspeicherzellen, wie sie im Folgenden noch genauer betrachtet werden, verwendet.

Im folgenden werden Stromquellen mit Stromspeicherzellen
5 (SI-Zelle) beschrieben.

Wie bereits zuvor erwähnt, kann auf einem SoC aufgrund der dazu notwendigen Transistorfläche meist nur ein hochpräziser DAC auf der Basis statischer Stromspiegel realisiert
10 werden. Trotzdem ist es notwendig, die Stromquellen in den Spalten ADC mit hoher Genauigkeit und großem Wertebereich zu realisieren. Unter Verwendung von Stromspeicherzellen (SI-Zellen) ist es möglich, diese Anforderungen mit einem verhältnismäßig geringem Flächenaufwand zu erfüllen.

15

Fig. 11 zeigt eine Prinzipschaltung einer einfachen Stromspeicherzelle (SI-Zelle).

In Fig. 11 ist die Prinzipschaltung einer SI-Zelle mit einfachem Stromquellen-Transistor T_M angegeben. Die Funktion
20 kann in zwei Modi unterteilt werden. Im Speichermodus (1) mit den beiden leitenden Schaltern S_{1a} und S_{1b} wird die Zelle als Diodenlast betrieben und die Kapazität C_M auf einen Spannungswert aufgeladen, bei dem der Drainstrom von T_M
25 gleich dem eingespeisten Strom I_{Ref} ist. Im Ausgabemodus (2) ist nur der Schalter S_2 leitend und die auf C_M abgespeicherte Ladung hält die Gate-Spannung von T_M auf dem Wert $I_{Out} = I_{Ref}$. Im Unterschied zu einem kontinuierlichen Stromspiegel wird T_M abwechselnd als Eingangs- und Ausgangs-
30 transistor betrieben, so dass sich eine Streuung der Transistorparameter (Unterschiede zwischen T_{Ref1} und T_1 in 9)

nicht auf den Ausgangsstrom auswirken kann. Dieser Zugewinn an Genauigkeit wird allerdings durch Fehler aufgrund des getakteten Betriebs erkauft. So wird z.B. die Speicherkapazität durch Schalterleckströme langsam entladen, und muss
5 in regelmäßigen Abständen aufgefrischt werden. Die erhebliche Flächenersparnis vor allem bei sehr hohen Genauigkeitsanforderungen rechtfertigt dennoch den erforderlichen Schaltungsaufwand.

10 Eine gute Zusammenstellung der unterschiedlichen Effekte und erforderlichen Maßnahmen ist beispielsweise in [Gra03] angegeben. Zu den Quellen von Abweichungen gehören

- der Leckstrom der Schalttransistoren,
- 15 • ein unzureichender Ausgangswiderstand der sich im Speicher- und Ausgabemodus auswirkt,
- Ladungsinjektionen, hervorgerufen durch die Schaltvorgänge,
- Probleme im Zusammenhang mit dem Einschwingen und
- 20 • Rauschen der Komponenten und deren Auswirkungen auf den getakteten Betrieb.

Die Ausführungen zu den aufgezählten Punkten in den vorherigen Abschnitten gelten selbstverständlich auch im Zusammenhang mit den SI-Zellen. Da es sich um in der Literatur
25 sehr umfassend beschriebene und in den verschiedensten Technologien erprobte Strukturen (z.B. [Vit94, WVR87, LHRP97, WAS99, Get02]) handelt, wird an dieser Stelle auf eine detaillierte Beschreibung der Grundlagen verzichtet.

30

Im folgenden wird eine SI-Zelle im Pixel beschrieben.

Die SI-Zelle dient der zuvor erwähnten Speicherung des aktuellen Helligkeitswerts in Form des Drainstroms des Photo-FET. Auf diese Art und Weise kann z.B. der Bias-Strom im Rahmen der CDS-Korrektur kompensiert oder ein negatives
5 Ausgangssignal berechnet werden. Im Gegensatz zu spannungsbasierten aktiven Pixelzellen erfolgt die Differenzbildung direkt im Pixel beim Auslesen der Speicherzelle. Im Interesse eines geringen zeitlichen Versatzes zwischen der Speicherung und der Ausgabe des gespeicherten Wertes, sollte
10 beides möglichst in zwei aufeinander folgenden Halbtakten, also bei der maximalen Abtastrate von 5MHz in weniger als 100ns geschehen.

Fig. 12 zeigt eine SI-Zelle im Pixel.

15

In der Pixelschaltung wird die in Fig. 12 dargestellte Standard-SI-Zelle, mit dem Speicher-Transistor T_M , seiner Gate-Kapazität C_M , zwei Dummy-Transistoren T_{Da} und T_{Db} und einem Ausgabe-Transistor T_{SIC} , der in der bereits beschriebenen Art und Weise analog als Kaskode angesteuert wird,
20 verwendet. Eine Unterscheidung zwischen Ein- und Ausgang ist nicht notwendig. Das wichtigste Kriterium bei der Wahl der Größe der Transistoren ist neben der Genauigkeit die von der Zelle belegte Fläche. Eine Optimierung der Elemente
25 im Hinblick auf die Parameterstreuung ist also nur bedingt möglich.

Im folgenden werden SI-Zellen im Spalten-ADC beschrieben.

30 Die SI-Zellen zur Ladungsgeneration in den spaltenparallelen ADC müssen eine Genauigkeit von mindestens 8 Bit aufweisen, wobei ein neuntes Bit als Reserve hinzugenommen wird. In jeder Spalte befinden sich im ADC vier PMOS und

vier NMOS-Zellenbänke, die jeweils etwa alle 10ms aufgefrischt werden sollen. Die Festlegung der Anzahl der SI-Zellen wird später beschrieben. Bei 128 Spalten ergibt sich insgesamt eine Auffrischrate von etwas mehr als 100kHz.

5 Werden die Wandler zwischen den Messungen nicht umkonfiguriert, muss nur der durch Leckströme hervorgerufene Ladungsverlust ausgeglichen werden, was keine sehr hohen Anforderungen an das Zeitverhalten stellt. Die kapazitiv hoch belasteten Zuleitungen werden nur beim Wechsel von einer
10 der Bänke auf die nächste, also insgesamt acht Mal komplett umgeladen. Bei einer Vergrößerung der Spaltenzahl des Sensors oder der Erhöhung der erforderlichen Auffrischrate der SI-Zellenbänke, kann auf eine Parallelisierungseinheit zurückgegriffen werden. Der Steueraufwand steigt bei dieser
15 Lösung zwar erheblich, jedoch ist dann eine Auffrischrate bis in den MHz-Bereich möglich.

Im folgenden werden Komparatoren erläutert.

20 Das im Architekturkonzept und in der Spezifikation dargestellte Grundprinzip des Vergleichs von Ladungen soll an dieser Stelle etwas vertieft werden. Dazu sollen die Schaltung und die statische Übertragungsfunktion in Fig. 13 dienen.

25

Fig. 13 zeigt eine Schaltung (a) und statische Übertragungsfunktion (b) eines Ladungs-Komparators.

Zur Vorbereitung des Messvorgangs wird die Kapazität C_{Mes}
30 auf eine Spannung $V_{Mes,0} = V_{Ref}$ vorgeladen ($S_{Res} = 1$). Im Anschluss daran wird die zu untersuchende Ladung Q_{Mes} übertragen, worauf sich die Spannung über der Kapazität auf einen Wert

$$V_{Mes} = \frac{Q_{Mes}}{C_{Mes}} + V_{Mes,0} \quad (13)$$

zum Endzeitpunkt für die Übertragung t_1 ändert. Danach er-
 5 folgt ein Vergleich der Spannung V_{Mes} mit V_{Ref} . Beide Span-
 nungswerte können unterschieden werden, wenn der Ausgangs-
 pegel V_{Out} des Komparators im Verlauf der vorgegebenen Ein-
 schwingzeit einen Wert außerhalb des undefinierten Berei-
 ches

10

$$V_{Out} > V_{p,min} \wedge V_{Out} < V_{n,max} \quad (14)$$

erreicht. In Fig. 13b ist der Entscheidungsvorgang vereinfacht für einen statischen Komparator dargestellt. Es er-
 15 gibt sich für die erfassbare Ladung ein Minimum des Betrags

$$|Q_{Mes}| > Q_{min} \quad (15)$$

Bei Werten $|Q_{Mes}| \leq Q_{min}$ könnte zwar für die Ladung der Wert
 20 $Q_{Mes} = 0C$ angenommen werden, das Ziel ist jedoch, den unbe-
 stimmten Zustand, $V_{n,max} \leq V_{Out} \leq V_{p,min}$ zu vermeiden. In der Lite-
 ratur wird dieser Fall auch als Fehlerfall (engl. *Failure*)
 bezeichnet, dessen Häufigkeit mit einer Fehlerrate (*Mean-*
Time to Failure, MTF: Fehlerrate, z.B. Angabe über die
 25 Wahrscheinlichkeit des Nicht-Einschwingens eines Kompara-
 tors) angegeben wird. Für jeden Komparator gilt, je größer
 dessen Verstärkung ist, umso größer ist die Wahrscheinlich-
 keit des Einschwingens. Ein sehr großer Wert wird durch ei-
 ne Mitkopplung verbunden mit der dazu erforderlichen getak-
 30 teten Arbeitsweise erreicht. Die folgenden Ausführungen be-

schränken sich aus diesem Grund auf die Klasse von Komparatoren mit bistabilen Kippstufen (*Latch*). Nur sie stellen für die erforderlichen Auflösung eine ausreichende Schaltgeschwindigkeit bei moderater Verlustleistung bereit.

5

Durch die Streuung von Transistorparametern ist der Umschaltzeitpunkt eines jeden Komparators ($V_{Out} = V_{Out,0}$) nicht exakt bei $V_{Mes} - V_{Ref} = 0$, sondern verschoben um eine Offsetspannung V_{os} . Der Wert V_{os} ist typischerweise mittelwertfrei und
10 gaußverteilt. Durch die Wahl eines günstigen Arbeitspunktes und hinreichend großer Transistoren kann die Offsetspannung minimiert werden. Häufig sind der Optimierung allerdings Grenzen gesetzt, z.B. durch die Anforderungen im Hinblick auf Verlustleistung und Einschwingzeit. Die Genauigkeit
15 kann dann nur durch eine Kalibrierung (*Autozero*) des Komparators in einem zusätzlichen Schritt erreicht werden. In [Gra03] sind geeignete Methoden zur statistischen Optimierung analoger Schaltungsblöcke dargestellt.

Bei dem hier vorgestellten Wandlungsverfahren spielt die absolute Spannung $V_{Mes,0}$ zum Startzeitpunkt nur eine untergeordnete Rolle. Im Zusammenhang mit der Auslegung der gepulsten Stromquellen muss nur darauf geachtet werden, dass sie im gesamten Arbeitsbereich einen hinreichend kleinen
25 Fehler aufweisen und die Offsetspannung V_{osl} kleiner als ΔV_{Ref} ist. Außerdem muss die Referenzspannung V_{PixRef} gleich der Spannung V_{Pix} auf der Spaltenleitung sein. Dies wird anhand der in Fig. 14 dargestellten Schaltung gewährleistet. Sie entspricht dem dem AD-Teil der Spaltenschaltung in Fig.

30 5.

Fig. 14 zeigt eine Prinzipschaltung des AD-Teils des la-

dungsbasierten Auslesepfades.

Die Schaltung besteht aus dem Komparator A_1 , einem Spannungsfolger A_2 zum Treiben von V_{PixRef} , der externen Kapazität der Spaltenleitung C_{L1} , der internen Kalibrierkapazität C'_{L2} und den beiden Schaltern S_{Cal} und S_{Mes} (entspr. Multiplexer M_1 in Fig. 5). Weiterhin eingezeichnet sind die Offsetspannungen V_{os1} und V_{os2} von A_1 bzw. A_2 . Zur Vorbereitung des Messvorgangs wird V_{PixRef} an den von außen vorgegebenen Vergleichswert V_{Comp} unter Berücksichtigung des Offsets gemäß $V_{PixRef} \rightarrow V_{Comp} + V_{os1}$ angenähert. Dies geschieht in der gleichen Art und Weise wie die Analog-Digital-Wandlung iterativ durch den Vergleich von V_{PixRef} mit V_{Comp} und die anschließende Einkopplung eines Ladungspaketes über den Kalibriereingang Q_{Cal} , nur dass der Digitalwert nicht gespeichert wird. Die Genauigkeit der Ladungspakete spielt keine sehr große Rolle, wichtig ist nur, dass sie deutlich kleiner als die für die anschließende Analog-Digital-Wandlung ist. In regelmäßigen Abständen muss eine Auffrischung von V_{Cal} durchgeführt werden, um der Entladung durch Schalterleckströme entgegen zu wirken. Die Offsetspannung V_{os2} wird bei dieser Vorgehensweise ebenfalls kompensiert. Nach der Kalibrierung V_{Ref} wird S_{Cal} deaktiviert, der positive Komparatoreingang über S_{Mes} mit C_{L1} verbunden und die Messung kann beginnen.

25

An den Spannungsfolger A_2 werden keine hohen Anforderungen gestellt. Er soll während des Auffrischzyklus von C'_{L2} den relativ niederfrequenten Eingangssignalen folgen können und ansonsten die Referenzspannung V_{RefPix} stabil halten. Ein ein-

facher als Spannungsfolger geschalteter Differenzverstärker erfüllt diese Bedingungen. Im Folgenden sind Auswahl, Funktion und Auslegung des Komparators A_1 genauer beschrieben.

- 5 Die Schaltung des Komparators ist in Fig. 15 dargestellt. Eine ähnliche Topologie ist in [AGPS02] beschrieben.

Funktionsbestimmende Bestandteile sind das Differenzpaar $T_{D(1,2)}$ mit der Biasquelle T_B und den Kaskodetransistoren

- 10 $T_{C(1,2)}$, die mittels T_{S1} schaltbare bistabile Kippstufe $T_{L(1,4)}$ und die beiden digitalen Inverter $I_{(1,2)}$ zur Entkopplung des Ausgangs. Darüber hinaus sind Schaltungselemente zur Sicherstellung eines optimalen Betriebs enthalten. Die gemeinsam mit T_{S1} geschalteten Lasttransistoren $T_{S(2,3)}$ sorgen
- 15 dafür, dass die beiden internen Knoten (1) und (2) der Kippstufe im Rücksetzfall ein definiertes Potential aufweisen, damit die Digitalschaltungen am Ausgang des Komparators statisch nicht im verbotenen Bereich angesteuert werden. Über einen der beiden Inverter $T_{I(1,2)}$ und $T_{I(3,4)}$ wird der
- 20 Kaskode-Transistor des Zweigs der Differenzstufe mit der geringeren Eingangsspannung deaktiviert. Dadurch wird verhindert, dass nach der Regenerationsphase ein relativ großer Längsstrom durch das Differenzpaar fließt und das Potential am Knoten (3) zu stark abfällt.

25

Fig. 15 zeigt eine Transistorschaltung des Komparators.

Im folgenden werden verschiedene Aspekte ladungsbasierter Analog-Digital-Wandler (CP-ADC) beschrieben.

30

Zählender CP-ADC

Im einfachsten Fall wird die zu messende Ladung mit vielen kleinen Ladungspaketen einer bekannten Größe kompensiert. Aus deren Anzahl ergibt sich das Ergebnis der Wandlung. Das Taktdiagramm dieses Wandlers nach dem Zählverfahren ist in
5 Fig. 16 dargestellt. Beispielhaft wurde eine Auflösung des Wandlers von 5 Bit gewählt.

Fig. 16 zeigt ein Taktdiagramm für den Wandlungszyklus eines zählenden CP-ADC mit einer Auflösung von 5 Bit.

10

Das Abtastsignal S_{Srobe} zur Ansteuerung des Komparators stellt die Zeitbasis des ADC dar. Ein Messintervall besteht entsprechend der Auflösung von 5 Bit aus $2^5=32$ Voll- bzw. 64 Halbtakten ($k=0..63$). Daran schließt sich ein Intervall
15 ($k=64..125$) an, in dem verschiedene Verwaltungsoperationen statt finden. Dazu gehören die Ausgabe des digitalen Messergebnisses D_{Cnr} (3), die Kalibrierung der Quellen und des Auslesepfades (2) sowie die Aufnahme des Ausgangssignals der Pixelzelle für den folgenden Messvorgang durch Integra-
20 tion des Stroms I_{pix} auf der Messkapazität C_{Li} (1). Die Länge dieses Intervalls kann an die Anforderungen z.B. bezüglich des Kalibrieraufwands für die Quellen oder der erforderlichen Integrationszeit für Q_{pix} angepasst werden. Mit dem anschließenden Rücksetztakt ($k=126..127$) wird die lokale Steu-
25 erung in den Ausgangszustand zurückversetzt und der nächste Messzyklus kann beginnen.

30

Bei der Implementierung dieses ADC gibt es zwei Möglichkeiten für die Anordnung des Zählers im Design. Er kann entweder lokal in der Spaltensteuerung oder global für alle Spalten gemeinsam verfügbar sein. In letzterem Fall werden die von einem zentralen Zähler verteilte Bits in den loka-

len Speicher der ADC übernommen, wenn ein Nulldurchgang von Q_{Li} detektiert wird. Beide Varianten haben ihre Vor- und Nachteile. Aufgrund des hohen Flächenverbrauchs eines statischen Zählers wird in der Literatur meist auf dessen
 5 vielfache Verwendung verzichtet und die zweite Variante bevorzugt z.B. in [KLLEG01]. Eine dynamische Zählerkette wie in [DKK03] lässt sich hingegen sehr kompakt aufbauen und eignet sich aus diesem Grund ausgezeichnet für einen parallelen Einsatz. Der Verdrahtungsaufwand und die damit verbundene kapazitive Last ist bei dieser Lösung wesentlich
 10 geringer, wobei die Fläche pro Zählerbit ähnlich der eines Flipflop ist. Die folgenden Beschreibungen beziehen sich auf diese Lösung.

15 Das Vorzeichen der auf der Messkapazität C_{Li} vorliegenden Ladung Q_{Li} wird während des aktivierten *Strobe*-Signals $S_{Strobe}=1$ ermittelt und über die beiden Ausgänge des Komparators $S_{Out,p}$ und $S_{Out,n}$ ausgegeben. Schwingt der Komparator innerhalb dieses Halbtaktes ein, ist genau einer der beiden
 20 Ausgänge auf 1. Sind, wie in Fig. 16 dargestellt, $Q_{Li}>0$ und somit $S_{Out,p}>0$, wird eine negative Ladung Q_n auf C_{Li} ausgegeben wodurch Q_{Li} um diesen Wert sinkt. Aus der ersten Entscheidung jedes Wandlerzyklus ergibt sich zum Zeitpunkt $k=1$ das Vorzeichen des Messsignals, hier $S_{Sgn}=0$. Der Nulldurchgang von Q_{Li} und damit das Ende des Zählvorgangs
 25 ($S_{Run}=0$) wird mit dem ersten Wechsel der Polarität, in Fig. 16 im Halbtakt $k=62$ erreicht.

CP-ADC mit sukzessiver Approximation

Der Nachteil des ADC auf Zählerbasis besteht in der großen Anzahl erforderlicher Takte bis ein Ergebnis vorliegt. Bei einer Auflösung von sieben Bit dauert der Umsetzungsprozess 127 Takte. Für einen schnellen Bildsensor ist das zu viel.

5 Ein ADC auf der Basis der sukzessiven Approximation benötigt im Gegensatz dazu nur so viele Takte, wie seine Auflösung ist, wobei binär abgestufte Größen zum Vergleich herangezogen werden.

10 Bei einer ladungsbasierten Implementierung bedeutet das, dass für einen 8 Bit ADC insgesamt 16 Quellen, jeweils acht mit jeder Polarität, benötigt werden. Zur Verringerung dieser Zahl bietet sich eine Kombination aus beiden Varianten an, wobei für einzelne oder alle Quellen eine Abstufung von
15 2^i mit $i > 1$ gewählt wird. Daraus ergibt sich der in Tabelle 1 dargestellte Zusammenhang zwischen der Anzahl der Quellen, deren Abstufung und der Zahl der Wandlungstakte.

Anzahl der Quellen	Anzahl der Schritte	i	Beispiel
2	255	0	255
4	30	4	2×15
6	17	2 und 3	$3 + 2 \times 7$
8	12	2	4×3
10	11	1 und 2	$2 \times 1 + 3 \times 3$
12	10	1 und 2	$4 \times 1 + 2 \times 3$
14	9	1 und 2	$6 \times 1 + 3$
16	8	1	8×1

Tabelle 1 zeigt die Anzahl der Approximationsschritte in
 5 Abhängigkeit von der Bitstufenzahl

Es ist ersichtlich, dass ab einer Quellenzahl von acht je-
 der eingesparte Takt mit zwei zusätzlichen Ladungsquelle
 erkauft wird. Da diese aus SI-Speicherzellen bestehen, die
 10 aufgefrischt werden müssen, ist der Preis für die sehr mo-
 derate Beschleunigung erheblich. Einen guten Kompromiss
 stellt die Abstufung von 4 ($i=2$) bei 12 Takten für eine
 Wandlung dar.

In Fig. 17 ist das Taktdiagramm eines dreistufiger CP-ADC in dieser Konfiguration dargestellt. Aus dem verbleibenden Rest ist ersichtlich, dass er nur eine effektive Auflösung von 5 Bit aufweist, das LSB also wandlungsbedingt nicht zu-

5 verlässig ist.

Fig. 17 zeigt ein Taktdiagramm für den Wandlungszyklus eines dreistufigen kombinierten CP-ADC mit sukzessiver Approximation und Zählen.

10

Im folgenden wird auf eine Pixelzelle mit ladungsbasiertem Rücksetzen eingegangen.

Die Einsatzgebiete von Bildsensoren sind heutzutage sehr vielfältig und reichen von einfachen und billigen CMOS-Kamerachips in Mobiltelefonen über Bildsensoren in hochwertigen z.B. Spiegelreflexkameras bis hin zu teuren und aufwendigen Speziallösungen für industrielle Anwendungen oder in der Luft- und Raumfahrt.

15

20 Neben den Sensoreigenschaften

- räumliche Anordnung der Bildpunkte (Einzelpunkt, Zeile, Matrix, hexagonal, konzentrisch),
- Auflösung (Anzahl der Bildpunkte, Punktabstand),
- 25 • Helligkeitsumfang und -charakteristik (linear, logarithmisch, großer Dynamikumfang),
- spektrale Empfindlichkeit (Quantenwirkungsgrad, Farbe oder Grauwerte, Infrarot, Ultraviolett),
- Bildwiederholrate (Integrationszeit, Auslesezeit)
- 30 und
- Reproduzierbarkeit und Nichtidealitäten (Streuung, Rauschen)

spielt die Möglichkeit zur Integration zusätzlicher Systemkomponenten auf einem Chip (SoC) eine immer wichtigere Rolle. Im Gegensatz zur CCD-Technologie, die nur die Einbettung einfachster Schaltungskomponenten ermöglicht, sind in
5 einer CMOS-Technologie die strahlungsempfindlichen Strukturen weitestgehend Prozess-kompatibel. Neben der eigentlichen Sensormatrix können so komplexe Systeme von der Ansteuerung über die Analog-Digital-Wandlung bis hin zur Datenverarbeitung realisiert werden. Anhand der Aufteilung
10 des Datenpfades der Signalverarbeitung zwischen Pixelzelle, Spalten- und Sensoransteuerung ist der Grad der Parallelität frei wählbar. Z.B. von [KLLEG01] wurde ein Bildsensor mit einem Analog-Digital-Wandler in jeder Pixelzelle vorgestellt. Viele der Beispiele zeigen, dass der Übergang zu
15 immer neuen Technologien für die SoC viele Chancen bietet. Wie sich zeigen wird, ermöglicht die Integration von schnellen Speichern in Verbindung mit einem hoch parallelen Zugriff auf die Pixelmatrix Möglichkeiten für Algorithmen, die bei einer Multichip-Lösung schwer zu realisieren wären.

Im folgenden wird näher auf Photo-Feldeffekttransistoren (Photo-FET) eingegangen.

Fig. 18 zeigt einen Querschnitt eines p-Kanal Photo-FET (a) und Grundsaltung (b) einer Pixelzelle für den kontinuierlichen Betrieb.

Fig. 18 zeigt einen Querschnitt durch einen p-MOS Photo-FET sowie das Ersatzschaltbild der entsprechenden Schaltung. Die entscheidende strahlungsempfindliche Struktur ist eine Wannensubstrat-Photodiode D_{ph} . Sie generiert einen Photostrom I_{ph} . Ihre photoelektrischen Eigenschaften entsprechen denen einer gewöhnlichen Photodiode, wie sie zuvor dargestellt wurde. Der Photo-FET kann in erster Näherung als V_{BS} -gesteuerte Stromquelle unter Verwendung der Bulk-Source-Transkonduktanz g_{mb} und der Bulk-Source-Kleinsignalspannung v_{BS} gemäß

$$i_{DPh} = g_{mb} v_{BS} \quad (16)$$

beschrieben werden.

Im folgenden wird auf die Schaltungstechnik einer Pixelzelle mit Photo-FET eingegangen.

Zuvor wurden die Grundlagen zum Verständnis der strahlungsempfindlichen Sensoren auf der Basis von Feldeffekttransistoren in nicht kontaktierten Wannen gelegt. An dieser Stelle soll etwas näher auf bekannte Schaltungsrealisierungen für die verschiedenen Ausprägungen dieser Pixelzelle eingegangen werden. Aufgrund ihrer Komplexität sind Photo-FET-basierte Pixelzellen nicht so weit verbreitet wie einfache

Dioden-basierte. Sie finden sich vor allem in Spezialanwendungen mit hohen Anforderungen an die Empfindlichkeit und den Dynamikumfang.

- 5 Aus den verschiedenen technologischen Varianten der Implementierung strahlungsempfindlicher FET-Strukturen wurden verschiedenen Realisierungen von Pixelzellen entwickelt. Es kommen wie auch bei der einfachen Photodiode der kontinuierliche und der integrierende Betrieb in Frage.

10

Beispiele für Pixelzellen mit ausschließlich kontinuierlich betriebenen Photo-FET finden sich z.B. in [SBH⁺97]. Für die folgenden Betrachtungen spielen derartige Zellen jedoch keine weitere Rolle.

15

Der Vorteil von Pixelzellen mit Photo-FET in rücksetzbaren Wannen besteht in der möglichen Doppelnutzung im integrierenden und kontinuierlichen Betrieb. Wird auf ein Rücksetzen der Wannen-Substrat-Diode verzichtet, geht der Photo-FET aufgrund seiner Source-Wannen-Diode automatisch in den kontinuierlichen Betrieb mit nahezu logarithmischem Zusammenhang zwischen Bestrahlungsstärke und Drainstrom über. Ein Beispiel für diese Anordnung findet sich in [BHP⁺98]. Die Grundlage bildet dabei die in Fig. 19 dargestellte Grundschialtung die in [SK96] bzw. [SK99] patentiert wurde. Sie ist auf Grund der Anordnung des Rücksetz-Transistors in der strahlungsempfindlichen Wanne sehr platzsparend.

20

25

30

Fig. 19 zeigt eine Grundschialtung der Pixelzelle mit einem Photo-FET in einer mittels Transistor rücksetzbaren Wanne.

Basierend darauf wurde ein hochdynamischer Zeilensensor mit einer selbstschwingenden Pixelzelle (Licht-Frequenz-Wandler) [DSSK02, DKSS99], pixelparalleler Analog-Digital-

Wandlung und variabler Wertauflösung implementiert. Die Arbeit zeigt, dass das direkte digitale Schalten des Reset-Transistors zu einer erheblichen aufgrund der geringen Kapazität der Wannen-Photodiode schwer zu kompensierenden Ladungseinkopplung führt. Die implementierte Lösung besteht in der analogen Ansteuerung des Reset sowie einem zusätzlichen Dummy-Transistor.

Im Zuge der weiteren Verkleinerung der Strukturabmessungen steigen auch die Transistor-Leckströme, was sich im Zusammenhang mit dem Reset-Transistor z.B. durch eine sinkende Empfindlichkeit der Pixelzelle äußert. Der Austausch des Reset-Transistors gegen eine in dieser Hinsicht günstigere Schaltung ist Gegenstand der im Folgenden dargestellten Entwicklung.

Im Unterschied zu der in Fig. 19 dargestellten Rücksetzschaltung entfällt in der Pixelzelle mit ladungsbasiertem Reset der Reset-Transistor als Schalter und damit auch der durch ihn hervorgerufene zusätzliche Leckstrom. Die Grundschaltung der Pixelzelle ist in Fig. 20 dargestellt.

Fig. 20 zeigt eine Grundschaltung der Pixelzelle mit ladungsbasiertem Reset.

25

Der p-Kanal-FET T_{ph} mit seinen Kontakten Source (V_{sph}), Gate V_{Gph} und Drain (V_{Dph}) befindet sich, wie auch bei den bisherigen Photo-FET-Pixelzellen, in einer nicht kontaktierten n-Wanne. Diese n-Wanne bildet gemeinsam mit dem p-Substrat die strahlungsempfindliche Diode D_{ph} . Weiterhin befindet sich in der n-Wanne eine Reset-Kapazität C_{res} . Darüber hinaus dargestellt sind die beiden Dioden zwischen den Transistoranschlüssen Source bzw. Drain und der n-Wanne, wobei

der Source-Bulk-Diode D_{SBPh} im Rahmen des Rücksetzvorgangs eine funktionale Bedeutung zukommt. Die Dimensionierung dieser beiden Dioden erfolgt wie schon bei der bisher gebräuchlichen Schaltung ausschließlich unter dem Gesichtspunkt einer möglichst zuverlässigen Unterdrückung der parasitären Bipolartransistoren während des integrierenden Betriebes.

Im folgenden wird auf das kapazitive Rücksetzen der Pixelzelle eingegangen.

Bei den bisher gebräuchlichen Schaltungen wird zum Rücksetzen von Photodioden deren Kathode typischerweise über einen Transistor (T_{Reset} in Fig. 19) mit einem bestimmten Potential, hier V_{SPH} , verbunden, auf das sie sich nach einer bestimmten Zeit eingestellt haben.

Fig. 21 zeigt eine Simulation des Zeitverlaufs wichtiger Signale beim ladungsbasierten Reset der Pixelzelle.

20

Bei der neuen Photo-FET-Pixelzelle erfolgt das Rücksetzen ladungsbasiert. Eine Beschreibung des Verhaltens ist aufgrund der vielen beteiligten statischen wie dynamischen Effekte relativ kompliziert. In die etwas vereinfachte Betrachtung sollen die Ströme durch und Spannungen über D_{SBPh} , das Potential V_{Ph} der strahlungsempfindlichen Wanne sowie der Ausgangs- (Drain-) Strom des Photo-FET I_{DPh} in Abhängigkeit von der Steuerspannung V_{SetC} und der Zeit einfließen. Der Beitrag des parasitären vertikalen Bipolartransistors soll vernachlässigt werden.

25

30

In Fig. 21 ist das Ergebnis der Schaltungssimulation des Zeitverlaufs wichtiger Signale dargestellt. Die Breite des Rücksetzpulses beträgt $\tau_R = 20\text{ns}$ und die Periodendauer $\tau_C = 200\text{ns}$. Die geometrischen Daten entsprechen denen einer

5 Pixelzelle mit einem Rastermaß von $15\mu\text{m}$ in einer CMOS-Technologie. Die für Bildsensoren relativ kurzen Zeitintervalle für Rücksetzen und Integration des Photostroms werden gewählt, um die Einschwingvorgänge und die zu erwartenden Geschwindigkeiten zu verdeutlichen.

10

Fig. 22 zeigt eine Ersatzschaltung für den ladungsbasierten Rücksetzvorgang.

Eine Ansteuerung der Kapazität C_{Res} geschieht durch H-L-H-Reset-Pulse der Breite τ_R ($t_0 \dots t_1$ in Fig. 21) am Steuereingang V_{SetC} . Die Pegel H und L entsprechen in der Darstellung $V_{SetC,0}$ bzw. $V_{SetC,1}$. Ein Ersatzschaltbild für die beteiligten

15 Elemente ist in Fig. 22 dargestellt. Mit der H-L-Flanke sinkt die Spannung V_{Ph} des Knotens (1) auf einen Wert $V_{Ph,a}$

20 ab, was dazu führt, dass die Source-Bulk-Diode D_{SBPh} zu leiten beginnt. Erkennbar ist dies durch eine starke negative Stromspitze von I_{BPh} zum Zeitpunkt t_0 . Der Strom I_{BPh} lädt während des Reset-Zyklus die Rücksetz-Kapazität C_{Res} und die Kapazität C_{DPh} von D_{Ph} auf. Mit der L-H-Flanke an V_{SetC}

25 wird V_{Ph} von $V_{Ph,b}$ beginnend angehoben, worauf D_{SBPh} gesperrt und damit der Ladevorgang beendet wird. Die durch den Vorgang zum Zeitpunkt t_1 auf die Kapazitäten C_{Res} und C_{DPh} übertragene Ladung verteilt sich entsprechend deren Kapazitätsverhältnis, worauf sich ein neues $V_{Ph} = V_{Ph,1}$ ergibt. Zu diesen

30 Zeitpunkt beginnt der Strahlungsmesszyklus, der sich da-

durch ausgezeichnet, dass die Spannung V_{ph} wieder sinkt. Entsprechend steigt der Drainstrom I_{Dph} des strahlungsempfindlichen FET, der auch das Ausgangssignal der Pixelzelle repräsentiert. Im Zeitintervall $t=t_1...t_2$ kann dieses Signal erfasst und verarbeitet werden. Der Rücksetzzyklus ist im Folgenden etwas genauer dargestellt.

Während des Betriebes der Pixelzelle verändert sich die Spannung V_{ph} der strahlungsempfindlichen Wannen-Substrat-Photodiode D_{NWD} ständig. Im kontinuierlichen Modus ist sie für den fließenden Photostrom eingeschwungen und im integrierenden sinkt sie je nach dem Betrag des Photostroms unterschiedlich schnell. Die auf C_{Dph} und C_{Res} integrierten Ladungen stehen im festen Zusammenhang mit V_{ph} und V_{SetC} sowie den entsprechenden Kapazitätswerten. Aufgrund der Art und Weise der Ladungsspeicherung in der untersuchten Schaltung, im pn-Übergang einer Diode (C_{Dph}) und in der MOS-Struktur eines FET (C_{Res}) sind die Kapazitäten nicht konstant sondern von der Klemmspannung abhängig.

Das ladungsbasierte Rücksetzen ist sehr robust gegenüber Schwankungen der Rücksetzzeit und damit gegenüber Jitter als einem in digitalen Schaltungen schwer zu kontrollierendem Parameter.

Mit einem Strom als Ausgangssignal eignet sich diese Pixelzelle sehr gut sowohl für eine Einbettung in ladungsbasierte oder SI-Schaltungen als auch für die Anwendung in Hochgeschwindigkeits-Bildsensordsystemen.

Im folgenden wird auf Aspekte eines Bildsensors für Weißlicht-Interferometrie eingegangen.

Verfahren zur Profilometrie oder 3D-Oberflächeninspektion gewinnen heute immer mehr an Bedeutung und werden auf verschiedenen Gebieten von Forschung und Entwicklung sowie
5 Produktion eingesetzt. Die Anwendungen in der Elektronik-Technologie, wie z.B.

- 10 • die Inspektion von BGA-Gehäusen oder Flip-Chips vor der Montage (Positions- und Volumenmessung der Kontakt-Balls),
- die Inspektion von Leiterplatten vor der Montage (Verwölbung, Koplanarität von Leiterbahnen, Rauigkeit),
- 15 • die Inspektion montierter Bauelemente (z.B. Verkippwinkel nach Löten) auf Leiterplatten,
- die Inline-Messungen bei der Fertigung von Dick-
schicht-Widerständen (Querschnitt, Länge und Bestimmung des Widerstandswerts) bei der Prozesssteuerung,
- 20 • die Offline-Messungen bei der Qualitätssicherung bei Lötpastendruck (Höhen-, und Volumenmessungen),
- die Untersuchung von Mikro-Vias,
- die Offline-Messungen bei der Fertigung von Mikro-Linsen sowie Steuerung von deren Umschmelzprozess,
- 25 • die Offline-Messungen von Rauigkeiten von Wafern bei deren Fertigung oder Bearbeitung (z.B. *Wafer Back-side Grinding*) sowie
- die Tiefenmessungen bei der Laser-Markierung von Objekten

30 verdeutlichen diesen Trend. So unterschiedlich wie die Einsatzgebiete sind auch die Anforderungen an die Messtechnik.

Aus dieser Diversität heraus haben sich verschiedene Verfahren etabliert. In [Häu91] sind die wesentlichen zugrunde liegenden Messprinzipien

- 5 • Interferometrie,
- Triangulation,
- Fokussuche und
- Laufzeitmessung

10 gegenüber gestellt. Bei der Untersuchung rauer Oberflächen treten je nach Verfahren unterschiedliche Einschränkungen bezüglich Anwendbarkeit und Genauigkeit auf. Besonders gut eignet sich in diesem Kontext die Weißlicht-Interferometrie. Im Gegensatz zum konventionellen Interfe-
15 rometer mit kohärentem Licht wird dabei nicht deren Phaseninformation sondern das Maximum der Hüllkurve der Interferenzmodulation ausgewertet.

Bei optisch rauen Oberflächen (Rautiefe $R_z > \frac{\lambda}{4}$) begrenzen so
20 genannte *Speckles* die laterale Auflösung der Messung. Specklemuster (engl. sprengeln, tupfen) sind Lichtflecken, die sich bei der Fig. von an diesen Oberflächen reflektiertem Licht auf einem Schirm, abzeichnen [Wik06] (siehe Fig. 23). Die Phase der reflektierten Strahlung ändert sich in-
25 nerhalb eines Speckles relativ wenig, jedoch ist sie über das gesamte Sichtfeld zufällig. Deswegen ist die klassische Interferometrie, basierend auf Phasenmessungen, trotz verschiedener Verbesserungen für diese Oberflächen weniger geeignet.

30

Fig. 23 zeigt eine Photographie eines Speckle-Musters [Wik06].

Die Eingangs erwähnte Laufzeitmessung wird sich aufgrund der notwendigen Zeitauflösung σ_t ,

5
$$\sigma_t = 1\text{m} \rightarrow \sigma_t \approx 3\text{fs}$$

auf absehbare Zeit nicht für präzise Profilometrie eignen.

Die Ortsauflösung der Weißlicht-Interferometrie hängt wesentlich von der exakten Untersuchung der Interferenzmodulation ab. Dazu werden bei der kompletten Erfassung einer Oberflächenstruktur sehr viele einzelne Grauwertbilder aufgenommen und verarbeitet. Moderne Weißlicht-Interferometer, wie z.B. das System KORAD^{3D} von der Firma 3D SHAPE GmbH
15 [KOR06], erreichen deswegen eine Messgeschwindigkeit von bis zu $28\mu\text{m/s}$. Der im Folgenden beschriebene Bildsensor und die zugehörigen Algorithmen lassen eine erheblich höhere Messgeschwindigkeit erwarten.

20 Im folgenden wird auf Aspekte eines Weißlicht-Interferometer eingegangen.

Das Weißlicht-Interferometer basiert auf dem Prinzip des Michelson-Interferometers. Die Fig. 24 zeigt dessen schematischen Aufbau. Ein Lichtstrahl (1) mit einer möglichst geringen Kohärenzlänge l_c (Weißlicht) wird mittels eines Strahlteilers (z.B. halb durchlässiger Spiegel) aufgeteilt. Der eine Teilstrahl wird im Referenzarm (2) an einem Referenzobjekt zurück zum Strahlteiler reflektiert. Die dabei
25 zurückgelegte Weglänge wird durch Veränderung der Lage x_r der Referenzebene (5) mit der Geschwindigkeit $\dot{x}_r$ variiert. Der andere Strahl wird im Messarm (3) an der Oberfläche des

Messobjekts reflektiert und dann im Strahlteiler mit dem Referenzarm überlagert. Der resultierende Strahl (4) wird über eine telezentrische Optik auf einen Bildsensor projiziert.

5

Fig. 24 zeigt einen schematischer Aufbau eines Weißlicht-Interferometers [Häu91].

Erreicht während des Verfahrens des Referenzobjektes die der Referenzebene x_r , entsprechende virtuelle Referenzebene x'_r in einem Punkt die Oberfläche x_0 des Messobjektes, kommt es in der Projektion dieses Punktes in der Beobachtungsebene zu einer Interferenzmodulation.

15 Dafür lässt sich die Ortsfunktion des Trägers $y_r(x_r)$ unter Hinzunahme der mittleren Wellenlänge $\bar{\lambda}$ und einer Phase φ gemäß

$$y_r(x_r) = \cos\left(\frac{4\pi}{\bar{\lambda}}(x_r - x_0) + \varphi\right) \quad (17)$$

20

angeben. Dieser Träger ist mit einer für thermische Strahler gaußförmigen Einhüllenden

$$y_H(x_r) = y_{H0} \exp\left(-2\left(\frac{x_r - x_0}{l_c}\right)^2\right) \quad (18)$$

25

amplitudenmoduliert.

Die mittlere Wellenlänge $\bar{\lambda}$ ergibt sich aus dem Spektrum der verwendeten Strahlungsquelle. Für den thermischen Strahler stellte Max Planck 1900 die Strahlungsgleichung

30

$$L_e(\lambda, T) = \frac{K_1}{\lambda^5 (e^{K_2/\lambda T} - 1) \Omega_0} \quad (19)$$

für die spektrale Strahldichte auf [HMS89]. Neben dem be-
 5 trachteten Raumwinkel Ω_0 gehen die beiden Konstanten

$$\begin{aligned} K_1 &= 2hc^2 \\ K_2 &= \frac{hc}{k}, \end{aligned} \quad (20)$$

bestimmt aus der Lichtgeschwindigkeit im Vakuum c , der
 10 Boltzmann-Konstante k und dem Planckschen Wirkungsquantum
 h ein. Die Spektren thermischer Strahler mit unterschied-
 lichen Temperaturen und deren mittlere Wellenlängen sind in
 Fig. 25 dargestellt.

15 Fig. 25 zeigt Spektren thermischer Strahler mit unter-
 schiedlichen Farbtemperaturen und deren mittlere Wellenlän-
 ge $\bar{\lambda}$ (visueller Bereich: 380nm...760nm).

Die Kohärenzlänge l_c entspricht physikalisch der mittleren
 20 Länge $\bar{\lambda}$ der interferierenden Wellenzüge und der Bandbreite
 $\Delta\lambda$ gemäß

$$l_c = \frac{\bar{\lambda}^2}{\Delta\lambda}. \quad (21)$$

25 Typische Werte für bestimmte Strahlungsquellen sind in den
 Tabellen 2 und 3 zusammengefasst.

$T[\text{K}]$	$l_c[\mu\text{m}]$	typische Quelle
6000	0.59	Sonnenlicht / Tageslichtlampe
5000	0.71	Xenon-Lampe / Lichtbogen
4000	0.89	Leuchtstoffröhre (kaltweiß)
3000	1.2	Halogenlampe
1500	2.4	Kerze
600	5.9	Beginn der Sichtbarkeit (Rotglut)
4500...10000	-	Luxeon K2 LED (weiß)

Tabelle 2 zeigt Kohärenzlängen typischer thermischer Strahler bzw. einer weißen LED.

5

$\lambda_p[\text{nm}]$	$\Delta\lambda[\text{nm}]$	$l_c[\mu\text{m}]$	Typ
627	20	19.7	rot
617	20	19.0	rot- orange
590	14	24.9	amber
530	35	8.0	grün
505	30	8.5	cyan
470	25	8.8	blau
455	20	10.3	royal blau

Tabelle 3 zeigt Daten von Hochleistungs-LEDs (Luxeon K2)

[Lux05].

Es ist ersichtlich, dass die Farbtemperatur im Interesse einer geringen Kohärenzlänge so hoch wie möglich gewählt
5 werden muss.

Fig. 26 zeigt eine Interferenzmodulation (offsetfrei) $y_H \cdot y_T$ für einen thermischen Strahler mit $T=6000\text{K}$ ($\bar{\lambda}=580\text{nm}$) bei gleicher Dämpfung im Mess- und Referenzarm sowie einer Pha-
10 senverschiebung $\varphi=\frac{\pi}{4}$.

Fig. 26 zeigt die aus den Gleichungen 91 und 92 ermittelte Kurve für die Interferenzmodulation $y_H \cdot y_T$ sowie die Hüllkurve für einen thermischen Strahler mit $T=6000\text{K}$. An der
15 Stelle $x_r - x_0 = 0$ bezeichnet das Maximum der Hüllkurve y_H die exakte Position der kohärenten Überlagerung von Mess- und Referenzarm. Bei der Darstellung wurde zur Vereinfachung von einer gleichen Dämpfung des Signals in Mess- und Referenzarm ausgegangen.

20

Der Aufbau eines Weißlicht-Interferometers erfordert die Einhaltung einer Reihe von Bedingungen, um die dargestellten Interferenzerscheinungen tatsächlich beobachten und messen zu können [Sch05]. Das Kohärenzgebiet auf dem Objekt
25 muss mindestens genauso groß sein wie die Auflösung des beobachtenden Systems, so dass für die Beleuchtungsapertur $\sin u_i$ und die Beobachtungsapertur $\sin u_o$

$$\sin u_i \leq \sin u_o \quad (22)$$

30

gelten muss.

Bei der Vermessung optisch rauer Oberflächen (gemittelte Rautiefe $R_z > \lambda/4$) muss sicher gestellt werden, dass sich die reflektierten Strahlen kohärent überlagern, d.h. dass für die Kohärenzlänge der Strahlungsquelle

5

$$l_c \geq \frac{4\pi}{\sqrt{2}} R_q \quad (23)$$

gilt, wobei R_q die quadratische Rauigkeit (Mittel der Abweichungsquadrate) ist.

10

Die Wahrscheinlichkeit, dass Pixel "dunkel" sind, d.h. keine Interferenzmodulation auftritt und demzufolge auch keine Höheninformation vorliegt, ist sehr groß. Durch eine Reduzierung der Fläche der Speckles kann der Flächenanteil dieser Bereiche reduziert werden. Wird eine geringe Anzahl von Speckles auf ein Pixel abgebildet ist die Interferenzmodulation feststellbar, wenn auch sehr schwach. Am günstigsten sind die Verhältnisse, wenn ein Bildpunkt genau innerhalb eines Speckles liegt. Gemäß Abtasttheorem muss der Speckle-

15 Durchmesser mindestens doppelt so groß sein wie der Pixel-Abstand im Bildsensor.

20

Die Speckle-Größe kann anhand des Durchmessers des zentralen Airyschen Beugungsscheibchens [HMS89] berechnet werden.

25 Insgesamt sollte der Pixel-Abstand also

$$d_{\text{pix}} \geq \frac{1.22 \lambda x_o}{d_o}$$

sein, mit dem Bildabstand x_o und dem Durchmesser der Austrittsblende d_o .

30

Die fehlenden Informationen an "dunklen" Pixeln müssen durch eine geeignete lokale Filterung des endgültigen Höhenprofils (z.B. Median) rekonstruiert werden.

- 5 Die Statistik der Speckles legt nahe, bei der Überlagerung die Strahlungsintensität aus dem Referenzarm etwa fünf mal so groß zu wählen wie aus dem Objektarm um einen optimalen Interferenzkontrast zu erzielen. Dieses Verhältnis kann anhand des Graufilters im Referenzarm angepasst werden. Fehler durch die dadurch hervorgerufene Dispersion lassen sich
10 mittels einer entsprechend dicken Kompensationsscheibe im Messarm korrigieren [DHV92]. Darüber hinaus muss sicher gestellt werden, dass der Dynamikumfang des Bildsensorsystems hinreichend groß ist, um den gesamten Kontrast des optischen Systems aufzunehmen.
15

Wie bereits dargestellt, besteht die wesentliche messtechnische Aufgabe in der Bestimmung der Position des Ortes der maximalen Interferenzmodulation ($x_r - x_0 = 0$). Dazu muss die
20 Zeitreihe der für jedes Pixel ermittelten Bestrahlungsstärke untersucht werden. Aus der Zuordnung des Abtastzeitpunktes zur Ortsposition des Referenzspiegels für den betrachteten Bildpunkt kann die exakte Position des Oberflächenpunktes im Raum bestimmt werden. An Bildpositionen ohne
25 Signalantwort des Pixels müssen die Ortsinformationen geeignet interpoliert werden.

Die Datenmenge, die bei einer direkten parallelen Bildfassung mit angeschlossener Signalverarbeitung zu bewältigen ist, soll anhand verschiedener Konfigurationen verdeutlicht werden. Die Methoden unterscheiden sich in verschiedenen Aspekten, z.B. der Art des Antriebs
30

- kontinuierlich oder
- schrittweise,

5 in der Position des Antriebs innerhalb des optischen Systems

- am Referenzspiegel,
- bezüglich der Objektposition oder
- beides, z.B. Objektposition grob und
- 10 • Referenzspiegel fein,

in der Anzahl der Abtastpunkte

- überabgetastet oder
- 15 • unterabgetastet,

sowie in der Art der Beleuchtung. Eine Gegenüberstellung all dieser Methoden und Algorithmen ist nicht Gegenstand dieser Arbeit, so dass zum Vergleich nur eine kleine Auswahl dargestellt ist. Zunächst soll eine Implementierung mit kontinuierlich verfahrenem Referenzspiegel, statischer Beleuchtung mit $T=6000\text{K}$ sowie einem Oversampling-Faktor von 5 bezüglich Gleichung 91 gewählt werden, was bei einer mittleren Wellenlänge von $\bar{\lambda}=580\text{nm}$ einem $\Delta x=58\text{nm}$ entspricht. Bei einem Fahrweg von 1mm ergibt sich eine Sequenz von knapp 35000 Bildern. Folgende Lösungsmöglichkeiten sind sollen als Beispiele für die Bildaufnahme dienen:

20

25

- System basierend auf einer PAL-Videokamera und konstanter Beleuchtung (:

30

u.U. mit integriertem DSP zur Bildverarbeitung);

- System basierend auf einem Hochgeschwindigkeits-Bildsensor und konstanter Beleuchtung;
- System basierend auf modulierter Beleuchtung.

5

Die Bilderfassung ist ein gravierendes, jedoch nicht das einzige Problem für die avisierte Anwendung der beschriebenen Verfahren in der Inline-Inspektion elektronischer Bauelemente. Aus den entstandenen Bildstapeln von bis zu mehreren Gigabyte müssen die Höheninformationen erst unter Verwendung der z.B. in [Häu91] oder [HB95] beschriebenen Algorithmen extrahiert werden. Die nötige Signalverarbeitung ist in vertretbarer Zeit (wenige Sekunden) nur für einen kleinen Bildausschnitt machbar. Nur ein Kamerasystem mit im Bildsensor integrierter massiv-paralleler Vorverarbeitung sowie Kompression für die Ausgabe wäre eine akzeptable Lösung.

10

15

Im folgenden wird ein Aspekt eines CMOS-Bildsensors zur Weißlicht-Interferometrie beschrieben.

Der Schlüssel zur schnellen hoch parallelen Verarbeitung
5 der Weißlicht-Interferometer-Bildinformationen liegt im
Sensor. Nur dort besteht die Möglichkeit, auf die Daten
gleichzeitig

- pixelparallel analog,
- 10 • spaltenparallel analog und digital sowie
- seriell digital

zuzugreifen. Die Übertragung der reinen Pixeldaten ist bei
einer großen Bildwiederholrate (mehr als 10kHz) sehr auf-
15 wändig und bringt einen erheblichen Rechenaufwand in der
nachgeschalteten digitalen Signalverarbeitung mit sich.

Prinzipiell ist es angebracht, einen möglichst großen Teil
der Bildfilterung in den Pixeln und den Ausleseschaltungen
20 in den Spalten vorzunehmen. Aufgrund der hohen Parallelität
muss an diesen Stellen die Verarbeitungsrate nicht sehr
groß sein. Pixelfunktionalität und Füllfaktor sind aufein-
ander so abgestimmt, dass der Sensor die optischen und
schaltungstechnischen Anforderungen gleichermaßen erfüllt.
25 Wichtig ist, dass die Funktionalität in der Pixelzelle
nicht ausschließlich auf die beschriebenen primäre Anwen-
dung zugeschnitten ist, sondern ein möglichst breites
Einsatzgebiet erschließt. Mit der Universalität steigt auch
das Nutzen / Kosten-Verhältnis für den Sensor-Chip. Inte-
30 ressanant in diesem Zusammenhang sind Modi

- zum hochratigen Auslesen des Bildsensorfeldes,
- zum genauen Auslesen (CDS) des Bildsensorfeldes

und

- zum Auslesen mit möglichst großem Dynamikumfang.

Die Implementierung von Zusatzmerkmalen bzw. Betriebsmodi
5 muss allerdings in einen vertretbaren Rahmen bezogen auf
den Gesamtaufwand bleiben.

Durch die Verwendung einer Pixelzelle, basierend auf einem
strahlungsempfindlichen FET, können die Anforderungen er-
füllt werden. Die hohe Auslese- und Bildrate wird durch die
10 zuvor beschriebene ladungsbasierte Analog-Digital-Wandlung
verbunden mit einer kompakten digitalen Auswertungslogik in
jeder Spalte erzielt. Die Weiterverarbeitung erfolgt in ei-
nem zentralen Prozessor, in dem die Zwischenergebnisse aus
15 den Spalten zusammengefasst, komprimiert und ausgegeben
werden.

Die in [Häu91, GD93, BH95] beschriebenen Verfahren basieren
auf komplizierten Filteralgorithmen, deren direkte Realisi-
20 sierung in Pixelzellen sehr aufwändig ist. Der im Folgenden
vorgestellte neue Algorithmus lässt sich sehr gut in

- einen einfachen analogen Teil im Pixel,
- einen gemischt analog-digitalen Teil in der Spalten-
25 ansteuerung mit moderaten Geschwindigkeitsanfor-
derungen und
- eine digitale Nachverarbeitung im Sensor bzw. ei-
nem externen DSP

aufteilen. Er basiert auf der Bestimmung der x-Position
30 (bzw. t-Position) aller Extrema des optischen Kohärenzsig-
nals (siehe Fig. 27), die einen bestimmten Betrag über-
schreiten. Jedes Extremum ist umgeben von jeweils einem mo-
noton steigenden und fallenden Kurvenabschnitt der modu-

lierten Sinus-Funktion. Dessen maximaler Anstieg ist bei Extrema mit nur sehr kleinen Beträgen ebenfalls sehr klein. Durch Festlegung einer Schranke für den Betrag des Anstiegs ergibt sich eine untere und eine obere Grenze für die Position der Einhüllenden. Aus der Menge aller Nulldurchgänge der Anstiege wird der mittlere ausgewählt, dessen Lage als Position des Maximums der Einhüllenden betrachtet wird. Das genaue Vorgehen sowie die Grenzen der technischen Realisierung des Algorithmus sollen im Folgenden näher beleuchtet werden.

Fig. 27 zeigt eine Zeitfunktion des Photostroms I_{ph} entsprechend der Bestrahlungsstärke.

Als strahlungsempfindliches Element wird ein Photo-FET verwendet, dessen Drainstrom I_D als Messsignal dient. Die erste Ableitung des Zeitsignals wird in der Pixelzelle durch die Berechnung der Differenz zweier direkt auf einander folgender Beträge von I_D bestimmt. Dieser Vorgang erfolgt incl. Einschwingen in den Schritten

1. Rücksetzen der Pixelzelle $I_D(t_0) = I_{D0}$,
2. Integration des Photosignals $I_D \uparrow$,
3. Abspeichern des integrierten Photosignals in eine Speicherzelle $I_{SI} = I_D(t_0 + \tau_C - \tau_{e1})$,
4. Rücksetzen der Pixelzelle $I_D(t_0 + \tau_C) = I_{D0}$,
5. Integration des Photosignals $I_D \uparrow$,
6. Ausgabe der Summe $I_{Pix} = I_D(t_0 + 2\tau_C - \tau_{e1} - \tau_{e2}) - I_{SI}$,
7. Sprung zu 3.

Dabei ist I_{SI} der in der Stromsspeicherzelle im Pixel abgelegte Vorgängerwert des Drainstroms, dessen Startwert zum Startzeitpunkt t_0 mit I_{D0} gegeben ist. τ_C bezeichnet das Samplingintervall und $t_0 + \tau_C - \tau_{e1}$ den Speicherzeitpunkt in der
 5 gegebenen Periode. Die enthaltene Zeitdifferenz τ_{e1} ergibt sich aus der Zeit zur Ansteuerung der Stromspeicherzelle. Der resultierende Ausgangsstrom I_{pix} für die Dauer von etwa τ_{e2} bestimmt die von der Pixelzelle im Messintervall ausgegebene Ladung.

10

Für die Fig. 28 bis 30 wurde ein synthetisches Kohärenzmodulationssignal als Photostrom (Fig. 27) in die Schaltung der realen Pixelzelle eingespeist und diese mittels eines Schaltungssimulators simuliert.

15

Fig. 28 zeigt einen Drainstrom I_D des strahlungsempfindlichen FET und in der SI-Zelle gespeicherter Strom I_{SI} , mit der Abtastperiodendauer τ_C zum Abtastzeitpunkt t_k :

$$I_{SI}(t_k) = I_D(t_k - \tau_C) + \delta I(t_k).$$

20

Die Fig. 28 zeigt den abgetasteten Drainstrom I_D des Photo-FET und den in der Stromspeicherzelle abgespeicherten Strom I_{SI} (gestrichelt). Diese Darstellung dient dem Vergleich beider Größen. Der Fehler δI wird durch die sehr einfache
 25 Implementierung der Stromspeicherzelle und die durch τ_{e1} und τ_{e2} begründeten Verschiebungen der Abtastzeitpunkte hervorgerufen.

Fig. 29 zeigt einen Pixel-Ausgangsstrom I_{pix} und Vorzeichen
 30 des Anstiegs, sowie Bezugspunkte für die Beschreibung.

In Fig. 29 ist der resultierende Pixelstrom I_{pix} eingezeichnet. Auch für dieses Diagramm wurde eine abgetastete (sample and hold, S&H) Darstellung gewählt. Der graue Bereich
 5 markiert den Schlauch ($I_{Sn} \leq I_{pix} \leq I_{Sp}$) außerhalb dessen die Anstiege für die Vorzeichenuntersuchung herangezogen werden. Dieser Schlauch muss so gewählt werden, dass Rauschen und andere Fehler ohne wesentliche Einschränkungen der Messgenauigkeit unterdrückt werden. Die Digitalisierung erfolgt
 10 spaltenparallel mittels des bereits beschriebenen CP-ADC. Mit jedem Digitalisierungsschritt werden gleichzeitig Spaltenleitung und Auslesepfad kalibriert. Die Größe der Ladungspakete kann zur Verringerung des Rechenaufwandes an die gewünschten Schwellen angepasst werden. Die Diskretisierung erfolgt digital, wobei sich die Ergebnisse für die
 15 Ausgangswerte innerhalb des Schlauches zu "0", oberhalb zu "1" und unterhalb zu "-1" ergeben.

Die Bestimmung der Nulldurchgänge geschieht durch Analyse
 20 der Abfolge der Vorzeichen und gestaltet sich aufgrund des dreiwertigen Signals (-1, 0, 1) etwas komplizierter. Der Wert "0" für den vorhergehenden Schritt bei indirekten Vorzeichenwechseln reicht zu dessen Erkennung nicht aus. Dieses Problem wurde durch die beiden folgenden Logikvarianten
 25 gelöst. Basis für beide ist der zum Zeitpunkt t_k digitalisierte und quantisierte Abtastwert $D_{pix}(k)$ des Pixelstromes $I_{pix}(t_k)$

$$D_{pix}(k) = \begin{cases} -1 & \text{wenn } I_{pix}(t_k) < -I_{Sn} \\ 0 & \text{wenn } -I_{Sn} \leq I_{pix}(t_k) \leq I_{Sn} \\ 1 & \text{wenn } I_{pix}(t_k) > I_{Sn} \end{cases} \quad (24)$$

Variante 1:

Die erste Variante zur Detektion der Nulldurchgänge setzt auf die Vergangenheit der diskretisierten Pixelwerte D_{pix} .

5 Ist der Wert verschieden von 0 wird er in einen Puffer

$$D_{pixM}(k) = \begin{cases} D_{pix}(k) & \text{wenn } (D_{pix}(k) \neq 0) \wedge (k > 0) \\ D_{pixM}(k-1) & \text{wenn } (D_{pix}(k) = 0) \wedge (k > 0) \\ 0 & \text{wenn } k = 0 \end{cases} \quad (25)$$

abgespeichert. Der Wert "0" für $k=0$ dient der Einstellung
10 eines definierten Startwertes. Der Nulldurchgang ergibt sich aus dem aktuellen $D_{pix}(k)$ und dem im vorherigen Verarbeitungsschritt ermittelten $D_{pixM}(k-1)$ gemäß

$$D_z(k) = \begin{cases} D_{pix}(k) & \text{wenn } (D_{pix}(k) \neq D_{pixM}(k-1)) \wedge (D_{pixM}(k-1) \neq 0) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (26)$$

15

Variante 2:

Die zweite etwas aufwändigere Variante funktioniert unter Verwendung des Anstiegs

20

$$D_s(k) = \begin{cases} D_s(k-1) & \text{wenn } D_{pix}(k-1) = D_{pix}(k) \\ -1 & \text{wenn } D_{pix}(k) - D_{pix}(k-1) < 0 \\ 1 & \text{wenn } D_{pix}(k) - D_{pix}(k-1) > 0 \end{cases} \quad (27)$$

und der Pixelwerte $D_{pix}(k)$ und $D_{pix}(k-1)$. Es kann zwischen direkten Übergängen $\{-1 \rightarrow 1, 1 \rightarrow -1\}$

25

$$D_{zd}(k) = \begin{cases} D_{pix}(k) & \text{wenn } (D_{pix}(k) \neq D_{pix}(k-1)) \wedge (D_{pix}(k-1) \neq 0) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}, \quad (28)$$

und indirekten Übergängen $\{-1 \rightarrow 0, 1 \rightarrow 0\}$

$$D_{z10} = \begin{cases} -D_{pix}(k-1) & \text{wenn } (D_{pix}(k)=0) \wedge (D_s(k-1)=D_{pix}(k-1)) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (29)$$

5

bzw. $\{0 \rightarrow -1, 0 \rightarrow 1\}$

$$D_{z01} = \begin{cases} D_{pix}(k) & \text{wenn } (D_{pix}(k-1)=0) \wedge (D_s(k-1)=D_{pix}(k)) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (30)$$

10 unterschieden werden. Im Gegensatz zur ersten Variante werden zwar drei Bit pro Pixel also ein Bit pro Pixel mehr an internem Speicher benötigt, aber die Lage der Nullstelle kann durch die Einbeziehung von D_{z10} und D_{z01} genauer bestimmt werden. Zur Erzielung der gleichen Genauigkeit müsste
15 te die Messung bei der ersten Variante zweimal also mit positiver und negativer Orientierung des Vorschubs des Referenzspiegels durchgeführt werden.

D_{Plx}	D_{PlxM}	D_z	D_s	D_{zd}	D_{zi10}	D_{zi01}	Bezugspunkte in Fig. 29
0	0	-	-	-	-	-	t_A
1	1	0	1	0	0	0	(1)
1	1	0	1	0	0	0	
0	1	0	-1	0	-1	0	(2)
-1	-1	-1	-1	0	0	-1	
0	-1	0	1	0	1	0	
1	1	1	1	0	0	1	
1	1	0	1	0	0	0	
-1	-1	-1	-1	-1	0	0	(3)
-1	-1	0	-1	0	0	0	
0	-1	0	1	0	1	0	(4)
1	1	1	1	0	0	1	(5)
1	1	0	1	0	0	0	
-1	-1	-1	-1	-1	0	0	
-1	-1	0	-1	0	0	0	
1	1	1	1	1	0	0	(6)
1	1	0	1	0	0	0	t_B

Tabelle 4 zeigt Beispielwerte für die Berechnung der Null-
durchgänge für das Diagramm in Fig. 29.

5

Für das Diagramm in Fig. 29 sind in Tabelle 4 beispielhaft
Zahlenwerte entsprechend der beiden Varianten angegeben.
Die D_z (Fig. 29 oben) wurden für die Darstellung in Fig.
30 verwendet. Der grau markierte Bereich stellt die rechne-
10 risch ermittelte Position des Maximums der Hüllkurve dar.

Fig. 30 zeigt einen Zählerstand der Wendepunkte.

Zu deren Bestimmung wird zunächst die Summe aller Null-
durchgänge ermittelt. Bei Variante 2 fließt neben den D_{zd}
nur entweder D_{zi10} oder D_{zi01} in die Rechnung ein. Aus der
Abtastposition des Mittelwertes $k_2 = \frac{1}{2} \max(D_{sumz})$ wird die Po-
5 sition t_{k_2} ermittelt. Über den Weg-Zeit-Zusammenhang oder
direkt aus den gemessenen Positionsdaten kann die Ortskoo-
rdinate x_{k_2} des Maximums der Einhüllenden ermittelt werden.

Zur visuellen Bewertung des Ergebnisses ist der Kurve für
10 den Zählerstand D_{sumz} in Fig. 30 die Kurve für den Photo-
strom I_{ph} aus Fig. 27 hinterlegt. Offensichtlich wird die
Position des Maximums der Hüllkurve sehr gut getroffen.

In anderen Worten, die Aspekte der Variante 1 und Variante
15 2 beschreiben Aspekte eines Verfahrens, bei dem die Positi-
on eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen amplitu-
denmodulierten Signals mittels einem Verfahren gemäß Fig.
40 durchgeführt werden. Dabei beschreiben sowohl die Vari-
ante 1 wie auch die Variante 2 in der zuvor dargestellten
20 Form, ein Verfahren, bei dem aus der Folge von analogen
Differenzwerten eine erste Folge von digitalen Differenz-
werten I_{pix} erzeugt wird, und basierend auf der ersten Folge
von digitalen Differenzwerten I_{pix} eine zweite Folge von di-
gitalen Differenzwerten D_{pix} erzeugt wird, und basierend
25 wiederum auf der zweiten Folge von digitalen Differenzwer-
ten D_{pix} eine dritte Folge von Differenzwerten T_{pixM} (bzw. in
der zweiten Variante D_s) erzeugt wird, und basierend auf
dieser dritten Folge von digitalen Differenzwerten D_{pixM}
bzw. D_s ein Vorzeichenwechsel D_z (bzw. in der zweiten Vari-
30 ante ein direkter Vorzeichenwechsel D_{zd} und zwei indirekte
Vorzeichenwechsel/Übergänge D_{zi10} und D_{zi01}) detektiert und
gezählt werden.

In einem alternativen Aspekt kann die Folge von digitalen Differenzwerten bzw. die zweite Folge von digitalen Differenzwerten D_{Pix} direkt aus der Folge von analogen Differenzwerten erzeugt werden, indem nicht wie in Fig. 29 gezeigt, eine mehr als zwei Bit umfassende digitale Repräsentation der analogen Differenzwerte gebildet wird, sondern direkt der erste Wert, zweite Wert oder dritte Wert bzw. die Werte „0“, „+1“ und „-1“ abhängig von den Schwellwerten I_{Sp} und I_{Sn} zugeordnet werden.

Beide Ansätze, mit und/oder ohne Erzeugen der ersten Folge von Differenzwerten I_{Pix} können beispielsweise mittels der Pixelzelle 100 gemäß Fig. 39A und/oder einer Vorrichtung zur ladungsbasierten Signalverarbeitung 3400, 3500 gemäß den Fig. 3I und 3K realisiert werden. Dabei entsprechen die in einem Messzyklus gemessenen Messströme bzw. dadurch definierten Ladungen den analogen Werten, und die Differenzbildung in der Pixelzelle 100 selbst (zeitliche Differenz) oder auf der Spaltenleitung L1 (räumliche Differenz) der Erzeugung der Folge von analogen Differenzwerten bzw. Differenzladungswerten.

Bei einem Ansatz, bei dem die erste Folge von Differenzwerten I_{Pix} gebildet wird, bestimmt eine Vorrichtung zum Bestimmen einer Ladung Q_{Pix} einen die Ladungsdifferenz repräsentierenden digitalen Wert, der beispielsweise acht Bit aufweist, wie in Fig. 33 (ADC Out [7:0]) gezeigt ist, um mittels eines digitalen Schwellwert I_{Sp} I_{Sn} die zweite Folge von Digitalwerten D_{Pix} zu bilden. Die Bestimmung der Ladung kann beispielsweise gemäß einem der Aspekte, die anhand von Fig. 2A erläutert wurden, zählend, sukzessiv oder zählend/sukzessiv erfolgen.

Bei dem Ansatz ohne Erzeugen der ersten Folge von Differenzwerten I_{Pix} wird beispielsweise nur ein Ladungspaket, das dem Schwellwert I_{sp} bzw. I_{sn} entspricht, zu/-abgeführt und basierend auf der Detektion oder Nicht-Detektion eines Vorzeichenwechsels bestimmt, ob dem analogen Differenzwert der Wert „+1“ (wenn der Spannungsvergleich vor der Ladungszufuhr/-abfuhr ein positives Vorzeichen ergibt und nach Ladungszufuhr kein Vorzeichenwechsel eintritt), der Wert „-1“ zugeordnet wird (wenn vorab ein negatives Vorzeichen detektiert wird und nach Ladungszufuhr kein Vorzeichen detektiert wird) oder der Wert „0“ zugeordnet wird (bei Detektion eines Vorzeichenwechsels). Bei diesem Ansatz wird nur eine Ladungszu-/Abfuhr benötigt, um basierend auf den beiden Schwellwerten die Digitalisierung vorzunehmen, bzw. direkt die zweite Folge von Differenzwerten D_{Pix} zu erzeugen. Bei einem solchen Ansatz kann beispielsweise nach der Digitalisierung, die nur eine Zu-/Abfuhr eines Ladungspaketes benötigt, in einem weiteren Schritt gemäß einer Vorrichtung zum Setzen einer Spannung an einem kapazitiven Element gemäß Fig. 3G die Ladung bzw. Spannung an dem kapazitiven Element auf ein bestimmtes Potential rückgesetzt werden, um das kapazitive Element für eine nächste Ladungsbestimmung vorzubereiten.

25

Zusammenfassend ist in Fig. 31 die Gesamtschaltung der für den Weißlicht-Interferometer-Sensor entworfene Pixelzelle dargestellt.

30 Fig. 31 zeigt eine FET-Pixelzelle als Ladungsquelle.

In ihrer Sensorgrundfunktion inkl. kapazitivem Reset entspricht sie der zuvor bzw. in [DGS05] dargestellten Anord-

nung. Des weiteren enthält das Pixel eine Stromspeicherzelle (SI-Mem) und eine Schaltermatrix (IO) für den Zugriff auf die beiden Spaltenleitungen. Die Pixelzelle als Ladungsquelle und ihre Grundschaltungen wurden bereits zuvor
5 angegeben.

Fig. 31A zeigt eine Feldeffekttransistor-Pixelzelle als Ladungsquelle (bzw. mit Ladungsausgang Q_{Pix}) mit einem Photosensor (Sensor) 110, einer Stromspeichervorrichtung in Form
10 einer Stromspeicherzelle (SI-Mem) 120 und einer Schalteinheit (IO) 130 mit einem Ausgangsknoten (1) 104 und einem Ausgang 102. Die in Fig. 31A gezeigte Feldeffekttransistor-Pixelzelle ist entsprechend auch eine mögliche Realisierung eines ersten Ladungsgebers 3410 gemäß Fig. 41K, wobei der
15 Transistor T_{Rd} dem ersten Schaltelement 3432 entspricht und der Transistor T_{Res} dem dritten Schaltelement 3436 entspricht. In anderen Worten, Fig. 31A zeigt eine Variante, bei der die Ladungsgebersteuerung in der Pixelzelle bzw. in der Schalteinheit 130 integriert ist.

20

Der Photosensor 110 wurde zuvor anhand der Fig. 20 und der vorhergehenden Figuren detailliert beschrieben, die Stromspeicherzelle 120 anhand der Fig. 11 und 12, und werden daher nicht noch einmal besprochen.

25

Wie aus Fig. 31A ersichtlich, kann die Pixelzelle mittels der Schalteinheit 130 eingesetzt werden, um den Drainstrom I_{DPh} allein an dem Ausgangsknoten 104 und an die erste Leitung L1 auszugeben, (beispielsweise T_{Pix} leitend, T_{Rd} leitend, T_{Ris} sperrend und T_{SI} sperrend), einen invertierten eingepprägten Strom $-I_{\text{M}}$ allein an dem Ausgangsknoten 104
30 bzw. auf die Leitung L1 auszugeben (beispielsweise T_{Pix} sperrend, T_{Rd} leitend, T_{Res} sperrend und T_{SI} leitend), oder

sowohl den Messstrom bzw. Drainstrom I_{DPh} und den invertierten eingepprägten Strom $-I_M$ gleichzeitig an dem Ausgangsknoten 104 und an die erste Leitung L1 auszugeben, wobei im letzteren Fall damit eine Differenzbildung in der Pixelzelle realisiert wird. Abhängig von der Auslesezeit τ_{out} repräsentiert der jeweilige an den Ausgangsknoten 104 resultierende Strom eine Ladung, die auf das kapazitive Element C_{L1} ausgegeben wird.

10 Im Folgenden wird anhand der Fig. 31A eine zeitliche Differenzbildung durch die Pixelzelle beschrieben. Dabei wird in einem ersten Messzyklus über die Integration τ_{int} Ladung in der Wanne der Wannen-Substratphotodiode D_{Ph} akkumuliert (Integration), und nach Ablauf der Integrationszeit τ_{int} ein
15 entsprechender Messstrom I_{DPh1} des ersten Messzyklus von dem Photosensor 110 ausgegeben (Index 1 und 2 stehen für zeitliche Indizes). Dieser erste Messstrom wird in der Stromspeicherzelle 120 als eingepprägter Strom I_{M1} eingepprägt (T_{Pix} leitend, T_{Rd} gesperrt, T_{Res} gesperrt, T_{SI} leitend und
20 T_{setsI} leitend). Nach dem Einbringen wird der Einprägevorgang bzw. Speichervorgang abgeschlossen (T_{setsI} sperrend), und die Photospannung V_{Ph} über den Rücksetzkondensator C_{Res} auf eine Ausgangsspannung rückgesetzt, der Transistor T_{Pix} gesperrt, und ein zweiter Integrations- bzw. Messzyklus für
25 die Integrationszeit τ_{int} durchgeführt. Vor der Ausgabe der Ladung Q_{Pix} wird der Ausgangsknoten 104 auf ein bestimmtes Spannungspotential V_{RefPix} gesetzt (T_{Pix} sperrend, T_{Ris} leitend, T_{SI} sperrend). Nach Ablauf der Integrationszeit τ_{int} wird der zweite Messstrom I_{DPh2} an den rückgesetzten Ausgangsknoten 104 angelegt und gleichzeitig auch der eingepprägte Messstrom I_{M1} des ersten Messzyklus, so dass an dem
30 Ausgang bzw. der ersten Leitung L1 der resultierende Strom $I_{DPh2} - I_M$ für eine Zeit τ_{out} ausgegeben wird, und somit die

Ladung Q_{Pix} ausgegeben wird. Nach der Ausgabe wird T_{Rd} gesperrt und T_{SetSI} leitend, um nun den zweiten Messstrom I_{DPh2} als eingepprägten Strom I_{M2} in der Stromspeicherzelle einzuprägen, d.h. den eingepprägten Strom I_{M2} zu speichern, bevor
5 in einem dritten Messzyklus ein dritter Messtrom I_{DPh3} erzeugt wird, etc.

Im Folgenden wird eine örtliche Differenzbildung zwischen zwei Pixelzellen 100 beschrieben. Dabei steht der Index a für die erste Pixelzelle und der Index b für die zweite Pixelzelle. In einem ersten Messzyklus integrieren beide Pixelsensoren in ihren Wannen-Substratphotodioden D_{Pha} , D_{Phb} Ladung während einer Mess- oder Integrationszeit τ_{int} . Am Ende der Integrationszeit gibt z.B. der Photosensor b einen
15 ersten Messstrom I_{DPhb1} aus, der in der Stromspeicherzelle 120 als eingepprägter Strom I_{Mb1} gespeichert wird. In einem Ausgabezyklus gibt beispielsweise der Photosensor a den ersten Messstrom I_{DPha1} auf die Leitung L1 aus und der zweite Photosensor b den eingepprägten Strom I_{Mb1} , so dass auf
20 der Leitung ein resultierender Strom $I_{\text{DPh1a}} - I_{\text{Mb1}}$ für eine Auslesezeit τ_{out} ausgegeben wird, d.h. eine Differenz der Ladungen der ersten Pixelzelle a und der zweiten Pixelzelle b aus dem gleichen Messzyklus an die Leitung L1 ausgegeben wird. Die Ladungen in den Photosensoren werden zurückge-
25 setzt und in einem zweiten Messzyklus erneut akkumuliert, um dann wie zuvor erläutert eine räumliche Differenz für den zweiten Messzyklus zu bestimmen.

Fig. 31B zeigt ein Blockschaltbild eines Aspekts einer Pixelzelle mit Stromausgang I_{out} , die der Pixelzelle in Fig. 31A im Wesentlichen entspricht, bei der lediglich der Rücksetztransistor T_{Res} aus Fig. 31A entfällt, da wie zuvor dargelegt, bei einer strombasierten Ausgabe das Spannungspo-

tential des Ausgangsknotens 104 meist vernachlässigt werden kann.

Mögliche Betriebsmodi des Sensorfeldes sind

5

- Snapshot,
- rollender Verschluss mit korrelierter Doppelabtastung (true CDS) und
- zeitliche Differenzenbildung (Differenzenquotient).

10

Die Ergebnisse einer Simulationen spiegeln erfahrungsgemäß sehr gut das reale Verhalten der Pixelzelle wieder. Schaltungen zur Ansteuerung und zum Auslesen wurden durch Modelle ersetzt, die das reale Klemmverhalten, z.B. parasitäre Leitungskapazitäten oder Zeitverhalten, möglichst gut widerspiegeln.

15

Zur Verdeutlichung des Verhaltens sind der "analoge Datenpfad" der Pixelzelle von der eingehenden Bestrahlungsstärke E_e bis zur Ausgangsladung q_o auf der Messleitung am Stromausgang I_{OPix1} und einige simulierte Signale in Fig. 32 dargestellt. Für diese Simulation wurden die gleichen synthetischen Daten wie in der Beschreibung des Algorithmus verwendet.

25

Fig. 32 zeigt einen analogen Datenpfad in der Pixelzelle mit folgenden Abschnitten bzw. Funktionsblöcken:

30 1. Optische Filterung und Photogeneration:

Der im Block (1) angegebene Quantenwirkungsgrad beinhaltet den spektralen Transmissionsgrad des Schichtaufbaus über

dem aktiven Gebiet und den Absorptionsgrad im aktiven Gebiet. Im Interesse einer guten optischen Auflösung sollten der Anteil an lang welligem (infrarotem) Licht und damit auch das Übersprechen möglichst gering sein. Bei einem thermischen Strahler kann dies z.B. durch einen Infrarot-Sperrfilter erreicht werden. Durch die Aufbringung einer Antireflexbeschichtung lässt sich der Transmissionsgrad der Schicht über dem aktiven Gebiet weiter verbessern. Ausgangssignal dieser Verarbeitungsstufe ist der generierte Photostrom I_{ph} .

2. Akkumulation des Photostroms:

Die Ladungsakkumulation (2) geschieht in der Wannensubstrat-Photodiode des Photo-FET. Die Integration erfolgt nach dem beschriebenen Schema. Für den dargestellten Integrationszeitraum gilt $t_1 = t_0 + \tau_c$. Die Spannung V_{ph1} ist das extrapolierte Wannepotential für diesen Zeitpunkt unter Vernachlässigung der Abweichung $\delta V(t_1)$.

3. Spannungs-Strom-Wandlung:

Die Umwandlung der Bulk-Spannung in einen Drainstrom I_D erfolgt durch den Photo-FET (3). Dabei ist g_{mb} dessen Bulk-Transkonduktanz. Durch eine geeignete Wahl des Arbeitspunktes des Transistors können Empfindlichkeit, Einschwingzeit und Genauigkeit des strahlungsempfindlichen Schaltungsteils und der Stromspeicherzelle eingestellt werden.

4. Abtasten:

Im Block (4) erfolgt eine Abtastung zur Speicherung des Drainstroms in der SI-Zelle. Eine logische Trennung vom

Rücksetzen im Teil (2) ist selbstverständlich nicht möglich.

5. Halten des Abtastwertes:

5

Das Halten des Abtastwertes geschieht durch Speicherung (5) in der SI-Speicherzelle zeitlich nach der Berechnung und Ausgabe der Differenz $I_{pix} = I_D(k) - I_{SI}(k-1)$. Die Auswirkungen der für die Operationen benötigten Zeiten auf die Fehler $\delta I_D(k)$ wurden bereits in der Beschreibung des Algorithmus
10 erwähnt.

6. Ausgabe des Ladungspaketes:

15 Die Ausgabe des Ergebnisses der Verarbeitung erfolgt nicht als Pixelstrom I_{pix} sondern als Ladungspaket q_o nach dessen Erzeugung in der Ausgangsschnittstelle (6). Der Integrator besteht aus dem mittels des IO-Teils geschaltetem Stromausgang I_{IOPix1} und der Leitungskapazität der zugehörigen Spaltenleitung. Der Vorteil dieser Ausgabemethode besteht in
20 einer kurzen Zugriffszeit (siehe Abschnitt 1.).

Im folgenden wird auf einen Aspekt einer Architektur des Bildsensors eingegangen.

25

Fig. 33 zeigt ein Blockschaltbild des Analogteils.

In Fig. 33 sind das Blockschaltbild des Analogteils einer Spalte des Bildsensors (oberer Teil, grau hinterlegt) und der zugehörigen Ansteuerung (unterer Teil) dargestellt. Die
30 beiden linken Pins sind mit den Spaltenleitungen an den Ausgängen I_{IOPix1} und I_{IOPix2} der zugehörigen Pixel verbunden.

Dabei stellen $I_{IOPix1} \rightarrow Q_{Pix}$ die Ausgangs- und $V_{PixRef} \rightarrow I_{IOPix2}$ die Referenzleitung für die Pixelschaltung dar. C_{I1} und C_{I2} in der Spaltenschaltung repräsentieren die parasitären Kapazitäten der beiden Spaltenleitungen incl. der angeschlossenen und inaktiven Pixel-Schnittstellen sowie die interne Kapazität des einen aktiven Pixels. Wie bereits in 11 ausgeführt, spielen die exakten Werte in der Größenordnung von $C_{I(1,2)} \approx 1...3\text{pF}$ für das Messergebnis keine Rolle.

Die analoge Spaltenschaltung besteht aus zwei Ladungsquellen (Integ {1,2}), die aus einem bipolaren DAC auf der Basis von SI-Zellen (SI^+ , SI^-) gespeist werden. Die obere Ladungsquelle (Integ 1) liefert die Messladung Q_{ADC} und mittels der unteren (Integ 2) wird über Q_{Ref} der Wert V_{PixRef} zum Rücksetzen der Pixelzelle eingestellt. Der Komparator (Comp) und die lokale digitale Steuerung (ADC Control) sind gemeinsamer Bestandteil des spaltenintegrierten Teils des CP-ADC. Über den Schnittstellenblock (I/F) werden die analogen Schaltungen mit Referenzspannungen und -strömen und die digitalen Blöcke mit Signalen von der globalen Steuerung versorgt. Im Interesse der Übersichtlichkeit sind die digitalen Steuerleitungen nicht dargestellt.

Fig. 34 zeigt ein Blockschaltbild des Digitalteils.

Das Blockschaltbild des Spalten-Digitalteils ist in Fig. 34 dargestellt. Er besteht aus einem digitalen Komparator (Comp) dessen Vergleichswerte (positive und negative Schranke) lokal in einem Register (Thresh) abgelegt sind. Das Ergebnis des Vergleichs wird gemeinsam mit den, aus dem lokalen RAM geholten Werten des vorhergehenden Schrittes

für dieses Pixel, verarbeitet und mit einem gesetzten Zugriffs-Tag in den Speicher zurückgeschrieben.

Der lokale Speicher ist als Dual-Port-Variante ausgeführt.
5 Um Fläche zu sparen, werden spaltenexterne lesende Zugriffe gleichzeitig mit dem Rückschreiben des Ergebnisses der Verarbeitung durchgeführt. In der Datenschnittstelle (I/F) erfolgt eine Aufbereitung der gelesenen Daten. Die relevanten Spalten werden anhand des gesetzten Zugriffs-Tags identifiziert.
10 Die zugehörigen Datensätze werden komprimiert und mit einem gemeinsamen Zeitstempel versehen ausgegeben.

Des weiteren ist für die unverarbeiteten Grauwerte eine direkte, ebenfalls komprimierte Ausgabe über die Hochgeschwindigkeitsschnittstelle (HS-I/F) vorgesehen.
15

Um das Verhalten der Pixelschaltungen unter realistischen Bedingungen testen zu können, wurden für die folgenden Simulationen die Messwerte des Zeitverlaufs der Bestrahlungsstärke eines realen Weißlicht-Interferometers getestet
20 [Nie03].

Fig. 35 zeigt einen gemessenen Signalpegel in Abhängigkeit von der Sample-Nummer (a: komplette Sequenz und
25 b: Interferenz-Ausschnitt) Quelle: [Sch05].

Anhand dieser Simulation soll untersucht werden, wie gut der Algorithmus trotz Rauschen und Jitter des Vorschubs des Referenzspiegels das Maximum der Referenzmodulation detektieren kann. Die digitalisierten Messwerte aus Fig. 35 wurden durch Skalierung beider Achsen in die kontinuierliche Zeitfunktion des Photostroms I_{ph} in Fig. 36 umgesetzt.
30 Unter der Annahme einer Halogenlampe als Strahlungsquelle

($T=3000\text{K}$) ergibt sich rechnerisch eine Geschwindigkeit des Referenzspiegels von $\bar{v}=10\frac{\text{mm}}{\text{s}}$ mit einer Standardabweichung von $\sigma_v=3\frac{\text{mm}}{\text{s}}$.

5 Fig. 36 zeigt eine äquivalente Zeitfunktion des Photostroms I_{ph} .

In den folgenden Fig. 37 und 38 sind die Simulationsergebnisse für die gegebene Zeitfunktion dargestellt. Obwohl der
10 Signalverlauf erhebliche Abweichungen von den bisher verwendeten synthetischen Daten aufweist, wurde das Maximum der Hüllkurve bis auf einen Fehler von $\Delta x \approx \frac{\lambda}{4}$ lokalisiert.

Fig. 37 zeigt ein Simulationsergebnis für den Pixel-
15 Ausgangsstrom I_{pix} .

Fig. 38 zeigt einen Zählerstand der Nulldurchgänge für die I_{pix} aus Fig. 37.

20 Die Simulationen mit den originalen Messdaten eines Weißlicht-Interferometers haben gezeigt, dass sowohl die Sensorschaltung als auch der Algorithmus trotz erheblicher Nichtidealitäten, wie z.B.

25

- Jitters des Vorschubs,
- Rauschen des Messsignals und
- Ladungsfehler beim Beschreiben der Stromspeicherezelle

30 die Position des Maximums mit einer Messunsicherheit von der Hälfte des Abstands zweier Extrema ($\frac{1}{4}\bar{\lambda}$) findet. Bei

einer Halogenlampe als Strahlungsquelle ($T = 3000\text{K}$) entspricht das etwa 150nm . Da dieser Fehler direkt mit der mittleren Wellenlänge der eingesetzten Strahlungsquelle verknüpft ist, kann die Auflösung durch die Wahl einer geeigneten kurzwelligeren Strahlungsquelle erheblich verbessert werden. Die Wellenlänge muss dabei auf die spektrale Empfindlichkeit des strahlungsempfindlichen Gebietes abgestimmt sein.

10 Basierend auf der strahlungsempfindlichen Struktur wurde ein Pixel mit integrierter Stromspeicherzelle entwickelt. Durch diese Erweiterung ist es möglich, eine Vielzahl verschiedener Operationen lokal innerhalb dieser Pixelzelle durch Zeitpunkt und Reihenfolge von Rücksetzen, Speicherung
15 und Ausgabe zu realisieren. Dies umfasst die gebräuchlichen reinen Sensorfunktionen "Snapshot", also die gleichzeitige lokale Abspeicherung jedes Helligkeitswertes für das gesamte Bild und deren sequentielle Ausgabe bzw. "rollender Verschluss" bei korrelierter Doppelabtastung CDS, mit der seriellen Ausgabe der Differenz des Rücksetzwerts vom aktuellen Helligkeitswert. Hinzu kommen ein Modus zur Berechnung der Differenz des aktuellen vom vorhergehende Helligkeitswert, womit sich eine diskrete zeitliche Ableitung realisieren lässt, und die Ausgabe des negativen Wertes der aktuellen Helligkeit, z.B. zur Subtraktion vom Helligkeitswert eines anderen Pixels der gleichen Spalte.
20
25

Voll wirksam werden die Vorteile der Pixelzelle durch die Verwendung im Kontext der ladungsbasierten Signalverarbeitung und -übertragung. Durch die Ausgabe einer Ladung in
30 Form eines sehr kurzen Strompulses, und der sich anschließenden Analog-Digital-Wandlung durch direkte Einkopplung der Rücksetzladung auf die Leitungskapazität kann eine sehr

schnelle Umsetzung bei einem Minimum an Energie für die Signalübertragung realisiert werden. Statische Ströme wie sie beim Auslesen von Bildsensoren z.B. in Source-Folgern fließen, werden nicht benötigt.

5

Einen erheblichen Zugewinn an Flexibilität stellen die digitale Steuerung der Breite der Strompulse und die Möglichkeit der gleichzeitigen Auswahl mehrerer Pixelzeilen dar. Verbunden mit der vorzeichenbehafteten Ausgabe des Helligkeitssignals können so mit den einfachen Mitteln der digitalen Ansteuerung komplexe Faltungsoperationen bei der vollen Übertragungsrate und Genauigkeit durchgeführt werden.

10

Unter Verwendung des analogen Auslesepfades von der Pixelzelle bis zum digitalen Ausgangswert des ADC wurde ein Konzept für einen Bildsensor zur Verwendung in einem Weißlicht-Interferometer entworfen. Der entwickelte Algorithmus ermöglicht eine Bewertung der Interferenzmodulation in Bildfolgen unter Verwendung nur eines Minimums an zusätzlicher Logik in der Spaltenschaltung des Sensors. Die Menge der aus dem Sensor zu übertragenden Daten sinkt um bis zu drei Größenordnungen. Die Funktionsfähigkeit der Logik und des Algorithmus konnte durch Schaltungssimulationen unter Verwendung realer Messdaten aus einem Weißlicht-Interferometer bestätigt werden.

20

25

Aspekte der Anmeldung betreffen ein Verfahren zur Auswertung von Bilddaten eines Interferometers nach Michelson auf der Basis von Licht aus einer Quelle mit einer geringen Kohärenzlänge, z.B. Weißlicht, gemäß Fig. 83, bei dem das Maximum der Interferenzmodulation und damit die Höheninformation des beobachteten Oberflächenpunktes indirekt aus einem Anstieg des modulierten Helligkeitssignals abgeleitet wird.

30

Dabei kann der Anstieg des modulierten Helligkeitssignals mittels Differenzbildung zweier aufeinanderfolgender Helligkeitswerte ermittelt werden, und die Helligkeitswerte z.B. in der Pixelzelle zwischengespeichert werden. Die Differenzbildung kann in der Pixelzelle oder beim Auslesen auf der Leitung geschehen. Ferner kann die Differenzbildung eine Bewertung mittels Schwellwert beinhalten. Die Lage der Helligkeitsextrema können digital aus den Nulldurchgängen der Anstiege ermittelt werden, wobei die Nulldurchgänge unter Berücksichtigung eines im Festspeicher, z.B. RAM (RAM - Random Access Memory - Schreib-/Lesespeicher) für jedes Pixel gespeicherten 2- oder 3-Bit Digitalwerts, der je nach Algorithmus Zwischenergebnisse der vorherigen Berechnungen für dieses Pixel enthält, bestimmt werden. Der Speicher RAM kann zeilenweise und synchron mit der ausgewählten Pixelzelle angesteuert werden. Der Zeitpunkt bzw. die Ortsposition der lokalen Helligkeitsextrema des modulierten Signals kann erfasst werden und deren Auftreten gezählt werden, wobei aus dem Zeitpunkt bzw. der Ortsposition des Mittelwertes die Höheninformation ermittelt wird.

Ein weiterer Aspekt ist eine Vorrichtung mit einem Bildsensor, der eine spezielle Pixelzelle mit einem Speicher für Helligkeitswerte aufweist, und eine Schaltung zur Differenzbildung zweier aufeinanderfolgender Helligkeitswerte aufweist. Ferner kann die Vorrichtung eine Spaltenschaltung mit Analog-Digital-Wandler aufweisen, einem analogen oder digitalen Komparator, einer digitalen Logik zur Bewertung des Vorzeichens des Vergleichs, einem Speicher für verschiedenen Zwischenwerte für jedes Pixel aus diesem Vergleich, einer Schnittstellenschaltung zum Auslesen der Speicherinhalte, und/oder eine Sensor-externe Logik zur Auswertung der abgespeicherten Zwischenwerte aus dem Sensor

und der Verknüpfung mit Zeitpunkt bzw. der Ortsposition aus der Vorschubsteuerung des Referenzspiegels.

Ein Aspekt der Anmeldung ist die Möglichkeit der Integrati-
on eines Teils der Signalverarbeitung in einen CMOS-
Bildsensor. Dies ist unter Verwendung bekannter Lösungen
aus Gründen der Komplexität nicht möglich. Insbesondere die
Reduzierung des Speicherbedarfs für die digitalen Zwischen-
ergebnisse der zeilenweisen Verarbeitung ermöglicht eine
System-on-Chip-Lösung. Der beschriebenen Algorithmus zur
Bestimmung des Maximums eines amplitudenmodulierten Sig-
nals, wie er beispielsweise in Variante 1 und 2 erläutert
ist, kann für zeitlich aufgelöste aber auch für örtlich
aufgelöste Korrelogramme, also solche, die unter Verwendung
optischer Mittel in eine Spaltenpalte abgebildet werden,
angewendet werden, wobei auf die Pixel einer Spalte seriell
unter Berechnung der Differenzen der Grauwerte benachbarter
Pixel zugegriffen wird.

Ein weiterer Aspekt der Anmeldung bezieht sich auf ein Ver-
fahren und eine Vorrichtung zum parallelen Auslesen von
Zellen, bei dem alle Zellen einer oder mehrerer Zeilen ak-
tiviert werden und einen konstanten oder variablen Strom-
puls auf eine Spaltenleitung ausgeben, wobei die Breite des
Strompulses von der jeweiligen Zeilenschaltung vorgegeben
werden kann, und eine oder mehrere Strompulse auf der para-
sitären oder als Schaltungselement implementierten Kapazi-
tät der Spaltenleitung summiert und aufintegriert werden.
Die Zellen in der Matrix sind beispielsweise gleichartig
ausgeführt und statische Stromquellen und/oder Sensorenele-
mente und/oder analoge bzw. digitale Rechenelemente
und/oder analoge bzw. digitale Speicherzellen enthalten.
Die Spannung kann auf allen Spaltenleitungen mittels eines

Komparators ein oder mehrfach mit einer für alle Spalten gleichen Referenzspannung verglichen werden, wobei zur Steuerung des Ablaufs detektiert wird, ob sich das Vergleichsergebnis ändert, z.B. um dann den Vergleichsvorgang abubrechen, wobei bei einem positiven Vergleichsergebnis eine negative Ladungsportion auf die jeweilige Spaltenleitung eingekoppelt wird, bei einem negativen Vergleichsergebnis eine positive Ladungsportion auf die jeweilige Spaltenleitung eingekoppelt wird und bei einem abgebrochenen Vergleichsvorgang gar keine Ladungsportion auf die jeweilige Spaltenleitung eingekoppelt wird. Dabei kann ferner die Größe der Ladungsportion verändert werden und beispielsweise verringert werden. Ferner kann die zur Kompensation verwendete Ladungsportion z.B. mittels einer gepulsten Stromquelle und/oder einer Ladungspumpschaltung erzeugt werden, wobei die größten der Ladungsportionen sich aus in den Spaltenschaltungen vorliegenden und extern eingespeisten Betragskomponenten ergeben, die Betragskomponenten über Spannungspulse, Strompulse, statische oder lokal abgespeicherte Spannung bzw. Ströme vorgegeben werden. Die jeweilige Anzahl und Größe der in der Spalten eingespeisten Ladungspulse kann digital z.B. mittels eines Zählers oder Addierers erfasst bzw. aufkumuliert werden, wobei die Anzahl der Pulse von den Ergebnissen der Vergleichsoperationen in den Spalten vorgegeben werden können. Die Größe der digitalen Inkremente entspricht der Größe der Strompulse bzw. Ladungspakete. Der Auslesevorgang wird beispielsweise verändert, wenn Differenz aus der Spannung der Spaltenleitung und der Vergleichsspannung unterhalb eines Fehlerwertes, bzw. Null ist. Die Spaltenleitungen sind z.B. durch Schalter zurücksetzbar. Die Zellen können nicht nur in quadratischen, sondern auch in anderen Formen, wie z.B. hexagonal oder mit mehreren Spaltenleitungen in einem bestimmten Ras-

ter verbunden mit den Zellen angeordnet sein. In den Zellen können logische Operationen zur Verknüpfung der Spalten oder Zeilensignale mit oder ohne Speicher bzw. Zähler enthalten sein.

5

Abhängig von den Gegebenheiten können die Ausführungsbeispiele der erfindungsgemäßen Verfahren in Hardware oder in Software implementiert werden. Die Implementierung kann auf einem digitalen Speichermedium, insbesondere einer Diskette, CD oder DVD mit elektronisch auslesbaren Steuersignalen
10 erfolgen, die so mit einem programmierbaren Computersystem zusammenwirken, dass eines der Ausführungsbeispiele der erfindungsgemäßen Verfahren ausgeführt wird. Allgemein bestehen die Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung so-
15 mit auch in Software-Programm-Produkten bzw. Computer-Programm-Produkten bzw. Programm-Produkten mit einem auf einen maschinenlesbaren Träger gespeicherten Programmcode zur Durchführung eines der Ausführungsbeispiele der erfindungsgemäßen Verfahren, wenn eines der Software-Programm-
20 Produkte auf einem Rechner oder auf einem Prozessor abläuft. In anderen Worten ausgedrückt, kann ein Ausführungsbeispiel der vorliegenden Erfindung somit als ein Computer-Programm bzw. Software-Programm bzw. Programm mit einem Programmcode zur Durchführung eines Ausführungsbeispiels
25 eines erfindungsgemäßen Verfahrens realisiert werden, wenn das Programm auf einem Prozessor abläuft.

Der Prozessor kann hierbei von einem Computer, einer Chipkarte, einem digitalen Signalprozessor oder einem anderen
30 integrierten Schaltkreis gebildet sein.

Patentansprüche

1. Vorrichtung (3100) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf einem kapazitivem Element (C_{L1}), mit:
- 5 einer Einrichtung (3100; A_1) zum Vergleichen (3112) einer Spannung (V_{Pix}) an dem kapazitivem Element (C_{L1}) mit einer Referenzspannung (V_{comp});
- 10 einer Einrichtung (3120; Q_{Src}) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1});
- 15 einer Einrichtung (3130; Control) zum Rückschließen auf die Ladung (Q_{Pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1}) auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112).
2. Vorrichtung nach Anspruch 1, wobei die Einrichtung
- 20 zum Vergleichen (3110; A_1) der Spannung ausgebildet ist, um zu bestimmen, ob die Spannung (V_{Pix}) an dem kapazitiven Element (C_{L1}) größer oder kleiner als die Referenzspannung (V_{comp}) ist, und
- 25 die Einrichtung (3120; Q_{Src}) zum Bewirken der Ladungszufuhr/Abfuhr ausgebildet ist, um von dem kapazitiven Element Ladung derart zu-/abzuführen, dass eine Differenz zwischen der Spannung (V_{Pix}) an dem kapazitiven Element (C_{L1}) und der Referenzspannung
- 30 (V_{comp}) geringer wird.
3. Vorrichtung nach Anspruch 2, wobei die Einrichtung
- 35 (3130; Control) zum Rückschließen ausgebildet ist, einen Vorzeichenwechsel bei dem Vergleich der Spannung (V_{Pix}) an dem kapazitiven Element (C_{L1}) und der Referenzspannung (V_{comp}) gegenüber einem vorhergehenden Vergleich derselben zu detektieren, und auf Basis einer Ladungsmenge, die dem kapazitiven Element bis

zu der Detektion eines Vorzeichenwechsels zu-/abgeführt wurde, die Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1}) zu bestimmen.

- 5 4. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr ausgebildet ist, die Ladungszufuhr/-abfuhr mittels Ladungspaketen zu bewirken.
- 10 5. Vorrichtung nach Anspruch 4, wobei eine Ladungsmenge eines Ladungspakets durch eine Stromstärke des Ladungspakets und eine Dauer des Ladungspakets definiert ist.
- 15 6. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 5, die einen Ladungs-Analog-Digital-Wandler realisiert, und die Vorrichtung zum Rückschliessen (3130; Control) ausgebildet ist, einen der Ladung auf dem kapazitiven Element (C_{L1}) entsprechenden digitalen Wert (3132; D_{out}) zu bestimmen.
- 20
- 25 7. Vorrichtung nach Anspruch 5 oder 6, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr ausgebildet ist, Ladungspakete mit konstanter Ladungsmenge ab-/zuzuführen; und
- 30 die Einrichtung zum Rückschließen (3130; Control) ausgebildet ist, die Anzahl der Ladungspakete konstanter Ladungsmenge zu zählen und die Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1}) auf Basis der Zahl der Ladungspakete zu bestimmen.
- 35 8. Vorrichtung nach Anspruch 7, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr ausgebildet ist, Ladungspakete mit variabler Ladungsmenge ab-/zuzuführen; und

die Einrichtung (3130; Control) zum Rückschließen ausgebildet ist, die Anzahl der Ladungspakete zu zählen und die Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1}) auf Basis der Zahl der Ladungspakete und der entsprechenden Ladungsmengen zu bestimmen.

9. Vorrichtung nach Anspruch 8, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr ausgebildet ist, dem kapazitiven Element (C_{L1}) Ladungspakete mit binär abgestufter Ladungsmenge zu-/abzuführen, und ferner ausgebildet ist mit einem Ladungspaket der binär höchsten Ladungsmenge zu beginnen und in einer nächsten Stufe ein Ladungspaket der nächst niedrigeren binären Ladungsmenge zu-/abzuführen; und

die Einrichtung zum Rückschließen (3130; Control) ausgebildet ist, einen der jeweiligen Ladungsmenge entsprechenden digitalen Wert zu addieren bzw. zu subtrahieren, um einen der Ladung auf dem kapazitiven Element (C_{L1}) entsprechenden digitalen Wert (3132; D_{out}) zu bestimmen.

10. Vorrichtung nach Anspruch 9, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr ausgebildet ist, Ladungspakete einer ersten Ladungsmenge zu-/abzuführen, bis die Einrichtung (3130; Control) zum Rückschließen einen Vorzeichenwechsel detektiert, um dann Ladungspakete einer zweiten Ladungsmenge, die kleiner als die erste Ladungsmenge ist, zu-/abzuführen, wobei die Einrichtung zum Bewirken ausgebildet ist, Ladungspakete der zweiten Ladungsmenge abzuführen, wenn zuvor ein Ladungspaket der ersten Ladungsmenge zugeführt wurde, und umgekehrt.

11. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer La-

dungszufuhr/-abfuhr mindestens eine Ladungspumpe aufweist.

12. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 1 bis 10, wobei
5 die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr mindestens eine Stromspeicherzelle (SI-Mem) aufweist.

13. Pixelzelle (100; Pixel) mit:
10 einem Ausgang (102);

einem Photosensor (110; Sensor), der ausgebildet ist, um abhängig von einer Strahlung in einem ersten Messzyklus (τ_c) einen ersten Messstrom (I_{DPH1}) und in einem
15 zweiten Messzyklus (τ_c) einen zweiten Messstrom (I_{DPH2}) zu erzeugen;

einem Ausgangsknoten (104);
20

einer Stromspeichervorrichtung (120; SI-Mem), die so ausgebildet ist, dass in einem ersten Betriebsmodus ein Strom (I_{M1}) durch die Stromspeichervorrichtung (120) abhängig von dem ersten Messstrom (I_{DPH1})
25 einprägbar ist, und dass in einem zweiten Betriebsmodus die Stromspeichervorrichtung (120) ausgebildet ist, den eingepprägten Strom (I_{M1}) zu halten, so dass der eingepprägte Strom an dem Ausgangsknoten (104) erfassbar ist; und

30 einer Schalteinheit (130; IO), die ausgebildet ist, um in einem Auslesezyklus eine Differenz des eingepprägten Stroms (I_{M1}) und des zweiten Messstroms (I_{DPH2}) an dem Ausgangsknoten zu bilden und den Ausgangsknoten (104) mit dem Ausgang (102) zu koppeln.
35

14. Pixelzelle nach Anspruch 13, bei der der Photosensor (110) einen strahlungsempfindlichen Feldeffekttransistor (FET) aufweist.
- 5 15. Pixelzelle nach Anspruch 13 oder 14, bei der der Photosensor (110) einen CMOS-Transistor (Complementary Metal Oxide Semiconductor) aufweist.
- 10 16. Pixelzelle nach einem der Ansprüche 14 bis 15, bei der der strahlungsempfindliche Feldeffekttransistor eine strahlungsempfindliche Wannen-Substrat-Diode (D_{Ph}) aufweist, und eine an der Wannen-Substrat-Diode anliegende Spannung (V_{Ph}) mittels eines kapazitiven Rücksetzelements (C_{Res}) auf einen definierten Spannungswert ($V_{Ph,1}$) rücksetzbar ist.
- 15 17. Pixelzelle nach einem der Ansprüche 13 bis 16, bei der der Photosensor (110) ausgebildet ist, um in einem integrierenden Betriebsmodus über eine Messzeit (τ_{int}) eine der Strahlung entsprechende Ladungsmenge zu akkumulieren, und ein von dem Photosensor erzeugter Messstrom (I_{DPh}) von der akkumulierten Ladungsmenge abhängt.
- 20 18. Pixelzelle nach einem der Ansprüche 14 bis 17, wobei ein von dem Photosensor (110) erzeugter Messstrom (I_{DPh}) von einem Arbeitspunkt des Feldeffekttransistors abhängt, und die Pixelzelle eine Arbeitspunktsteuerung (410) aufweist, um den Arbeitspunkt zu verändern.
- 25 30 19. Pixelzelle nach einem der Ansprüche 13 bis 18, bei der die Stromspeichervorrichtung (120) eine Stromspeicherzelle (SI-Mem) mit einem Stromquellentransistor (T_M) und einer mit einem Gate des Stromquellentransistors (T_M) gekoppelten Speicherkapazität (C_M) ist, die derart ausgebildet sind, dass in dem ersten Betriebsmodus die Speicherkapazität (C_M) auf einen
- 35

Spannungswert geladen wird, bei dem durch den Strom-
quellentransistor (T_M) der eingeprägte Strom (I_{M1}) als
erster Messstrom (I_{DPh1}) fließt, und in dem zweiten
Betriebsmodus der aufgeladene Spannungswert der Spei-
cherkapazität (C_M) bewirkt, dass durch den Stromquel-
lentransistor (T_M) weiterhin der eingeprägte Strom
(I_{M1}) fließt.

20. Pixelzelle nach einem der Ansprüche 13 bis 19, bei
der die Schalteinheit (130) einen ersten Schalttran-
sistor (T_{Rd}) aufweist, um den Ausgangsknoten (104)
mit dem Ausgang (102) zu koppeln, und einen zweiten
Schalttransistor (T_{Pix}) aufweist, um einen Messstrom
(I_{DPh}) des Photosensors (110) mit dem Ausgangsknoten
(104) zu koppeln.

21. Pixelzelle nach einem der Ansprüche 13 bis 20, bei
der die Schalteinheit (130) einen dritten Schalttran-
sistor (T_{SI}) aufweist, um einen eingepprägten Strom
(I_M) der Stromspeichervorrichtung (120) mit dem Aus-
gangsknoten (104) zu koppeln.

22. Pixelzelle nach Anspruch 20 oder 21, bei der die
Schalteinheit (130; IO) ausgebildet ist, in einem in-
tegrierenden Betriebsmodus den Ausgangsknoten (104)
mit dem Ausgang (102) für eine gegebene Auslesezeit
(τ_{out}) zu koppeln, und danach wieder zu entkoppeln.

23. Pixelzelle nach einem der Ansprüche 13 bis 22, bei
der die Schalteinheit (130; IO) einen vierten Schalt-
transistor (T_{Res}) aufweist, um den Ausgangsknoten
(104) mit einer Referenzspannung (V_{RefPix}) zu koppeln.

24. Pixelzelle mit:

einem Ausgang(102) ;

einem Photosensor (110), der ausgebildet ist, um abhängig von einer Strahlung in einem Messzyklus einen Messstrom (I_{DPh}) zu erzeugen;

5 einem Ausgangsknoten(104);

10 einer Stromspeichervorrichtung(120), die so ausgebildet ist, dass in einem ersten Betriebsmodus durch die Stromspeichervorrichtung ein Strom (I_M) abhängig von dem Messstrom (I_{DPh}) einprägbare ist, und dass in einem zweiten Betriebsmodus die Stromspeichervorrichtung ausgebildet ist, den eingepprägten Strom (I_M) zu halten, so dass der eingepprägte Strom an dem Ausgangsknoten (104) erfassbar ist; und

15 einer Schalteinheit(130), die ausgebildet ist, um in einem Auslesezyklus den eingepprägten Strom (I_M) mit umgekehrten Vorzeichen an dem Ausgangsknoten (104) zu bilden und den Ausgangsknoten mit dem Ausgang (102) zu koppeln.

25. Verfahren (160) zum Betreiben einer Pixelzelle (100), mit:

25 Erzeugen (162) eines ersten Messstroms (I_{DPh1}) durch einen Photosensor (110), abhängig von einer Strahlung in einem ersten Messzyklus;

30 Einprägen (164) eines Stroms (I_{M1}) in einer Stromspeichervorrichtung (120; SI-Mem) in einem ersten Betriebsmodus, abhängig von dem ersten Messstrom (I_{DPh1}), um in einem zweiten Betriebsmodus den eingepprägten Strom (I_{M1}) zu halten, so dass der eingepprägte Strom an dem Ausgangsknoten (104) erfassbar ist;

35 Erzeugen (166) eines zweiten Messstroms (I_{DPh2}) durch den Photosensor (110), abhängig von einer Strahlung in einem zweiten Messzyklus;

Halten (168) des eingepprägten Stroms (I_M) in einem zweiten Betriebsmodus durch die Stromspeichervorrichtung (120);

5

Bilden (170) einer Differenz des eingepprägten Stroms (I_M) und des zweiten Messstroms (I_{DPH2}) in einem Auslesezyklus an dem Ausgangsknoten (104);

10

Koppeln (172) des Ausgangsknotens mit dem Ausgang (102).

26. Verfahren(180) zum Betreiben einer Pixelzelle (100), mit:

15

Erzeugen (182) eines Messstroms (I_{DPH}) durch einen Photosensor (110), abhängig von einer Strahlung in einem Messzyklus;

20

Einprägen (184) eines Stroms (I_M) in einer Stromspeichervorrichtung (120; SI-Mem) in einem ersten Betriebsmodus, abhängig von dem Messstrom (I_{DPH}), um in einem zweiten Betriebsmodus den eingepprägten Strom (I_M) zu halten, so dass der eingepprägte Strom (I_M) an dem Ausgangsknoten erfassbar ist;

25

Bilden (186) des eingepprägten Stroms (I_M) mit umgekehrtem Vorzeichen in einem Auslesezyklus an dem Ausgangsknoten (104);

30

Koppeln (172) des Ausgangsknotens mit dem Ausgang.

27. Verfahren (200) zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen amplitudenmodulierten Signals, mit:

35

Abtasten (202) des amplitudenmodulierten Signals, um eine Folge von analogen Abtastwerten zu erzeugen;

Erzeugen (204) einer Folge von analogen Differenzwerten, wobei ein analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten auf einer Differenz zweier aufeinanderfolgender analoger Abtastwerte der Folge von analogen Abtastwerten basiert;

Digitalisieren (206) der analogen Differenzwerte, um eine Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) zu erzeugen; und

Bestimmen (208) der Position des Maximums der Hüllkurve basierend auf der Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}).

28. Verfahren nach Anspruch 27, wobei das amplitudenmodulierte Signal ein zeitlich amplitudenmoduliertes Signal ist, und das Abtasten eine zeitliche Folge von analogen Abtastwerten erzeugt.

29. Verfahren nach Anspruch 27, wobei das amplitudenmodulierte Signal ein räumlich amplitudenmoduliertes Signal ist, und das Abtasten eine räumliche Folge von analogen Abtastwerten ergibt.

30. Verfahren nach einem der Ansprüche 27 bis 29, wobei das Bestimmen der Position des Maximums auf einem Bestimmen einer Anzahl einer Folge von Nulldurchgängen (D_{SumZ}) der Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) basiert.

31. Verfahren nach Anspruch 30, wobei bei dem Bestimmen der Anzahl der Nulldurchgänge (D_{SumZ}) nur ein Teil der Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix} ; I_{Pix}) berücksichtigt wird, wobei

der Teil der Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) mit einem ersten digitalen Differenzwert der

Folge von Differenzwerten (I_{Pix} , D_{Pix}) beginnt, dessen Wert größer als ein oberer Schwellwert (I_{Sp}) oder kleiner als ein unterer Schwellwert (I_{Sn}) ist, und

5 wobei der Teil der Folge von digitalen Differenzwerten (I_{Pix}) mit einem letzten digitalen Differenzwert endet, dessen Wert größer als der obere Schwellwert (I_{Sp}) oder kleiner als der untere Schwellwert (I_{Sn}) ist.

10

32. Verfahren nach einem der Ansprüche 30 oder 31, wobei die Position des Maximums der Hüllkurve als eine Position eines mittleren Nulldurchgangs der Folge von Nulldurchgängen bestimmt wird.

15

33. Verfahren nach einem der Ansprüche 27 bis 32, bei dem das Digitalisieren folgenden Schritt aufweist:

20

Erzeugen der Folge (D_{Pix}) von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) basierend auf der Folge von analogen Differenzwerten, so dass

25

einem Digitalwert (D_{Pix}) der Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein erster Wert („0“) zugeordnet ist, wenn ein entsprechender analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten oder eine vor-digitalisierte Version (I_{Pix}) desselben kleiner als ein oberer Schwellwert (I_{Sp}) und größer als ein unterer Schwellwert (I_{Sn}) ist,

30

einem Digitalwert (D_{Pix}) der Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein zweiter Wert („+1“) zugeordnet ist, wenn ein entsprechender analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten oder eine vor-digitalisierte Version (I_{Pix}) desselben größer als der obere Schwellwert (I_{Sp}) ist, und

35

einem Digitalwert (D_{Pix}) der Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein dritter Wert („-1“) zugeordnet ist, wenn ein entsprechender analoger Differenzwert der Folge von analogen Differenzwerten oder eine vordigitalisierte Version (I_{Pix}) desselben kleiner als der untere Schwellwert (I_{Sp}) ist.

34. Verfahren nach einem der Ansprüche 27 bis 33, bei dem das Digitalisieren folgenden Schritt aufweist:

Vordigitalisieren der analogen Differenzwerte, um eine erste Folge von digitalen Differenzwerten (I_{Pix}) zu erzeugen; und

Erzeugen einer zweiten Folge (D_{Pix}) von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) als die Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) basierend auf der ersten Folge von digitalen Differenzwerten (I_{Pix}), wobei

einem Digitalwert (D_{Pix}) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein erster Wert („0“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert (I_{Pix}) der ersten Folge von Differenzwerten (I_{Pix}) kleiner als ein oberer digitaler Schwellwert (I_{Sp}) und größer als ein unterer digitaler Schwellwert (I_{Sn}) ist,

einem Digitalwert (D_{Pix}) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein zweiter Wert („+1“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert (I_{Pix}) der ersten Folge von Differenzwerten (I_{Pix}) größer als ein oberer digitaler Schwellwert (I_{Sp}) ist, und

einem Digitalwert (D_{Pix}) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein dritter Wert („-1“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert (I_{Pix}) der ersten Folge von Differenzwerten

(I_{Pix}) kleiner als ein unterer digitaler Schwellwert (I_{Sp}) ist.

35. Verfahren zum Bestimmen einer Position eines Maximums einer Hüllkurve eines analogen amplitudenmodulierten Signals, mit:

Abtasten des amplitudenmodulierten Signals, um eine Folge von analogen Abtastwerten zu erzeugen;

Erzeugen einer ersten Folge von digitalen Differenzwerten (I_{Pix}), wobei ein digitaler Differenzwert (I_{Pix}) der Folge von digitalen Differenzwerten auf einer Differenz zweier aufeinanderfolgender analoger Abtastwerte der Folge von analogen Abtastwerten basiert;

Erzeugen einer zweiten Folge (D_{Pix}) von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) basierend auf der ersten Folge von digitalen Differenzwerten (I_{Pix}), wobei

einem Digitalwert (D_{Pix}) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein erster Wert („0“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert (I_{Pix}) der ersten Folge von Differenzwerten (I_{Pix}) kleiner als ein oberer digitaler Schwellwert (I_{Sp}) und größer als ein unterer digitaler Schwellwert (I_{Sn}) ist,

einem Digitalwert (D_{Pix}) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein zweiter Wert („+1“) zugeordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert (I_{Pix}) der ersten Folge von Differenzwerten (I_{Pix}) größer als ein oberer digitaler Schwellwert (I_{Sp}) ist, und

einem Digitalwert (D_{Pix}) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) ein dritter Wert („-1“) zu-

geordnet wird, wenn ein entsprechender digitaler Differenzwert (I_{Pix}) der ersten Folge von Differenzwerten (I_{Pix}) kleiner als ein unterer digitaler Schwellwert (I_{Sp}) ist.

5

36. Verfahren nach einem der Ansprüche 33 bis 35, mit:

Erzeugen einer dritten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{PixM}) basierend auf der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}), wobei

10

einem ersten digitalen Differenzwert (D_{PixM}) der dritten Folge der erste Wert („0“) zugeordnet wird,

15

einem digitalen Differenzwert ($D_{\text{PixM}}(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten der Wert eines in der Folge entsprechenden digitalen Differenzwerts ($D_{\text{Pix}}(k)$) der zweiten Folge zugeordnet wird, wenn letzterem nicht der erste Wert zugeordnet ist („ungleich 0“), und

20

einem Differenzwert ($D_{\text{PixM}}(k)$) der dritten Folge von digitalen Differenzwerten ein digitaler Differenzwert (D_{Pix}) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten eines vorhergehenden digitalen Differenzwertes ($D_{\text{Pix}}(k-1)$) der zweiten Folge zugeordnet wird, wenn der dem Differenzwert ($D_{\text{PixM}}(k)$) der dritten Folge von digitalen Differenzwerten in der Folge entsprechende digitale Differenzwert ($D_{\text{Pix}}(k)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten der erste Wert („0“) zugeordnet ist.

25
30

37. Verfahren nach Anspruch 36, mit

Bestimmen eines Nulldurchgangs ($D_z = +/-1$) in der dritten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{PixM}), wobei ein Nulldurchgang detektiert ($D_z = +/-1$) wird, wenn in der dritten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{PixM}) zwei aufeinanderfolgende digitale Diffe-

35

renzwerte ($D_{\text{PiXM}}(k-1)$, $D_{\text{PiXM}}(k)$) unterschiedliche Werte aufweisen.

38. Verfahren nach Anspruch 37, mit

5

Erhöhen eines Nulldurchgangszählers (D_{SumZ}), wenn ein Nulldurchgang ($D_z = +/-1$) detektiert wird;

10

Ermitteln eines digitalen Differenzwertes (D_{PiXM}) der dritten Folge von Differenzwerten mit einer mittleren Position in Bezug auf einen ersten Nulldurchgang und einen letzten Nulldurchgang der dritten Folge von Differenzwerten (D_{PiXM}); und

15

Bestimmen der Position des Maximums der Hüllkurve basierend auf der Position des digitalen Differenzwertes (D_{PiXM}) der dritten Folge von Differenzwerten mit der mittleren Position.

20

39. Verfahren nach Anspruch 33 oder 34, mit

Erzeugen einer dritten Folge von digitalen Differenzwerten (D_s) basierend auf der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{PiX}), wobei

25

einem digitalen Differenzwert ($D_s(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten der zweite Wert („+1“) zugeordnet wird, wenn eine Differenz zwischen einem dem digitalen Differenzwert ($D_s(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten in der Folge entsprechenden digitalen Differenzwert ($D_{\text{PiX}}(k)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{PiX}) und einem letzterem vorhergehenden digitalen Differenzwert ($D_{\text{PiX}}(k-1)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{PiX}) größer als Null ist,

35

einem digitalen Differenzwert ($D_s(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten der dritte Wert („-1“) zu-

geordnet wird, wenn eine Differenz zwischen einem dem digitalen Differenzwert ($D_S(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten in der Folge entsprechenden digitalen Differenzwert ($D_{Pix}(k)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) und einem letzterem vorhergehenden digitalen Differenzwert ($D_{Pix}(k-1)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) kleiner als Null ist, und

einem Differenzwert ($D_S(k)$) der dritten Folge von digitalen Differenzwerten ein diesem vorhergehender digitaler Differenzwert ($D_S(k-1)$) der dritten Folge zugeordnet wird, wenn ein dem digitalen Differenzwert ($D_S(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten in der Folge entsprechender digitaler Differenzwert ($D_{Pix}(k)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) der gleiche Wert zugeordnet ist wie einem dem letzten vorhergehender digitaler Differenzwert ($D_{Pix}(k-1)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}).

40. Verfahren nach Anspruch 39, mit:

Bestimmen eines direkten nulldurchgangs ($D_{Zd} = 1$ oder $D_{Zd} = -1$) in der dritten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}), wobei ein direkter nulldurchgang detektiert wird, wenn

in der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) zwei aufeinanderfolgende digitale Differenzwerte ($D_{Pix}(k-1)$, $D_{Pix}(k)$) unterschiedliche Werte aufweisen und dem vorhergehenden digitalen Differenzwert ($D_{Pix}(k-1)$) nicht der erste Wert zugeordnet ist („0“);

Bestimmen eines ersten Übergangs des indirekten nulldurchgangs ($D_{Zi10} = 1$ oder $D_{Zi10} = -1$) in der dritten Folge von digitalen Differenzwerten (D_S), wobei ein

erster Übergang des indirekten Nulldurchgangs detektiert wird, wenn

ein dem digitalen Differenzwert ($D_S(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten in der Folge entsprechender digitaler Differenzwert ($D_{Pix}(k)$) der zweiten Folge von digitalen Differenzwerten (D_{Pix}) der erste Wert („0“) zugeordnet ist, und gleichzeitig

ein diesem digitalen Differenzwert ($D_S(k)$) vorangehender digitalen Differenzwert ($D_S(k-1)$) der dritten Folge von Differenzwerten und ein diesem in der Folge entsprechender digitaler Differenzwert ($D_{Pix}(k-1)$) der zweiten Folge von Differenzwerten der gleiche Wert zugeordnet ist; und

Bestimmen eines zweiten Übergangs des indirekten Nulldurchgangs ($D_{Zi01} = 1$ oder $D_{Zi01} = -1$) in der dritten Folge von digitalen Differenzwerten (D_S), wobei ein zweiter Übergang des indirekten Nulldurchgangs detektiert wird, wenn

ein einem diesem digitalen Differenzwert ($D_S(k)$) der dritten Folge von Differenzwerten vorangehender digitaler Differenzwert ($D_S(k-1)$) der dritten Folge von Differenzwerten entsprechender digitaler Differenzwert ($D_{Pix}(k-1)$) der zweiten Folge von Differenzwerten der erste Wert („0“) zugeordnet ist; und

gleichzeitig ein diesem digitalen Differenzwert ($D_S(k)$) vorangehender digitalen Differenzwert ($D_S(k-1)$) der dritten Folge von Differenzwerten und ein ersterem in der Folge entsprechender digitaler Differenzwert ($D_{Pix}(k)$) der zweiten Folge von Differenzwerten der gleiche Wert zugeordnet ist.

41. Verfahren nach Anspruch 40, mit

5 Erhöhen eines Nulldurchgangszählers (D_{sumz}), wenn ein direkter Nulldurchgang oder ein indirekter Nulldurchgang aus zwei aufeinanderfolgenden Übergängen detektiert werden;

10 Ermitteln eines digitalen Differenzwertes (D_{pix}) der zweiten Folge von Differenzwerten mit einer mittleren Position in Bezug auf einen ersten Nulldurchgang und einen letzten Nulldurchgang der zweiten Folge von Differenzwerten (D_{pix}); und

15 Bestimmen der Position des Maximums der Hüllkurve basierend auf der Position des digitalen Differenzwertes (D_{pix}) der zweiten Folge (D_{pix}) von Differenzwerten mit der mittleren Position.

20 42. Verfahren nach einem der Ansprüche 32 bis 41, wobei der erste Wert „0“ ist, der zweite Wert „+1“ ist und der dritte Wert „-1“ ist.

25 43. Verfahren nach einem der Ansprüche 32 bis 42, wobei der obere Schwellwert (I_{sp}) ein positiver Wert ist und der untere Schwellwert (I_{sn}) ein negativer Schwellwert ist.

30 44. Verfahren (3160) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{pix}) auf einem kapazitiven Element (C_{L1}), mit:

Vergleichen (3162) einer Spannung (V_{pix}) an dem kapazitiven Element (C_{L1}) mit einer Referenzspannung (V_{comp});

35 Bewirken (3164) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1}); und

Rückschließen (3166) auf die Ladung (Q_{Pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1}) auf Basis der Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112).

- 5 45. Vorrichtung zum Setzen eines Schaltungsknotens (3202, L2, 3412, 3422; L1, C_{L1}) auf eine vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}); mit:

10 einer Einrichtung zum Vergleichen (3110; A1) einer Spannung an dem Schaltungsknoten (3202, L2; L1, C_{L1}) mit einer Referenzspannung (V_{Comp});

15 einer Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von dem Schaltungsknoten (3202, L2; L1, C_{L1}) bis der Vergleich (3114) ergibt, dass die Spannung an dem Schaltungsknoten (3204) eine vorbestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung (V_{PixRef}) aufweist.

- 20 46. Vorrichtung nach Anspruch 45, wobei die vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}) eine durch die Einrichtung zum Vergleichen (3110; A1) bedingte Offsetspannung kleiner oder größer als die Referenzspannung (V_{Comp}) ist.

- 25 47. Vorrichtung nach Anspruch 45 oder 46, wobei die Einrichtung zum Vergleichen (3110; A1) der Spannung ausgebildet ist, um zu bestimmen, ob die Spannung (3204) an dem Schaltungsknoten (3202, L2; L1, C_{L1}) größer oder kleiner als die Referenzspannung (V_{Comp}) ist und

30

die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken der Ladungszufuhr/-Abfuhr ausgebildet ist, um von dem Schaltungsknoten (3202, L2; L1, C_{L1}) Ladung derart zuzuführen, dass eine Differenz zwischen der Spannung (3204) an dem Schaltungsknoten (3202, L2; L1, C_{L1}) und der Referenzspannung (V_{Comp}) im Mittel geringer wird.

35

48. Vorrichtung nach Anspruch 47, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) ausgebildet ist, einen Vorzeichenwechsel bei dem Vergleich der Spannung (V_{Pix}) an dem Schaltungsknoten (3202, L2; L1, C_{L1}) und der Referenzspannung (V_{comp}) gegenüber einem vorhergehenden Vergleich derselben zu detektieren, und bei einem Vorzeichenwechsel die Ladungszufuhr/-Abfuhr zu beenden.

49. Vorrichtung nach einem der Ansprüche 45 bis 48, wobei die Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr ausgebildet ist, die Ladungszufuhr/-Abfuhr mittels Ladungspaketen zu bewirken.

50. Verfahren (3260) zum Setzen eines Schaltungsknotens (3202, L1, 3412, 3422) auf eine vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}); mit:

Vergleichen (3162) einer Spannung (3204) an dem Schaltungsknoten (3202; L1) mit einer Referenzspannung (V_{comp}); und

Bewirken (3264) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem Schaltungsknoten (3202; L1) bis der Vergleich (3112) ergibt, dass die Spannung an dem Schaltungsknoten (3204) eine vorbestimmte Beziehung (3114) zu der vorbestimmten Spannung (V_{PixRef}) aufweist.

51. Vorrichtung zum Setzen eines Schaltungsknotens (3202, L2, C_{L2} , 3412, 3422) auf eine vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}); mit:

einer Einrichtung zum Vergleichen (3110; A1) einer Spannung (3204) an dem Schaltungsknoten (3202, L2, C_{L2}) mit einer Referenzspannung (V_{comp});

einem inneren kapazitiven Element (3240; $C_{L2'}$);

einer Treiberstufe (3242; A_2), wobei der Schaltungsknoten (3202, L_2 , C_{L2}) mit einem Ausgang der Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist und das innere kapazitive Element (3240; C_{L2}') mit einem Eingang der Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist;

einer Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem inneren kapazitiven Element (3240; C_{L2}') bis der Vergleich (3112) ergibt, dass die Spannung (3204) an dem Schaltungsknoten (3202, L_2 , C_{L2}) eine vorbestimmte Beziehung (3114) zu der vorbestimmten Spannung (V_{PixRef}) aufweist.

52. Vorrichtung nach Anspruch 51, wobei die vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}) eine durch die Einrichtung zum Vergleichen (3110; A_1) bedingte Offsetspannung kleiner oder größer als die Referenzspannung (V_{comp}) ist.

53. Verfahren (3260') zum Setzen eines Schaltungsknotens (3202, 3412, 3422; L_1 , C_{L1}) auf eine vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}), wobei der Schaltungsknoten (3202, L_1 , C_{L1}) mit einem Ausgang einer Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist, und ein inneres kapazitives Element (3240; C_{L2}') mit einem Eingang der Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist, mit:

Vergleichen (3162) einer Spannung (3204) an dem Schaltungsknoten (3204, L_1 , C_{L1}) mit einer Referenzspannung (V_{comp}); und

Bewirken (3264') einer Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem inneren kapazitiven Element (3240; C_{L2}') bis der Vergleich ergibt, dass die Spannung an dem Schaltungsknoten (3204, L_1 , C_{L1}) eine vorbestimmte Beziehung (3114) zu der vorbestimmten Spannung (V_{PixRef}) aufweist.

54. Eine Vorrichtung (3300) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf einem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$), mit:

5 einer Einrichtung (3100; A_1) zum Vergleichen (3112) einer Spannung (V_{Pix}) an dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) mit einer Referenzspannung (V_{comp});

10 einer Einrichtung (3120; Q_{src}) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$);

15 einer Einrichtung (3130; Control) zum Rückschließen auf die Ladung (Q_{Pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112); und

20 einer Vorrichtung (3200) zum Setzen des kapazitiven Elements (C_{L1} , $L1$) auf eine vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}); mit:

25 der Einrichtung zum Vergleichen (3110; $A1$) der Spannung (3112) an dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) mit der Referenzspannung (V_{comp});

30 der Einrichtung (3120; Q_{src}) zum Bewirken der Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1}) bis der Vergleich (3112) ergibt, dass die Spannung (3204) an dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) eine vorbestimmte Beziehung zu der vorbestimmten Spannung (V_{PixRef}) aufweist.

35 55. Verfahren (3360) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf einem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$), wobei das Bestimmen der Ladungsmenge umfasst:

Vergleichen (3162) einer Spannung (V_{Pix}) an dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) mit einer Referenzspannung (V_{comp});

5 Bewirken (3164) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$); und

10 Rückschließen (3166) auf die Ladung auf dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) auf Basis der Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112); und

15 einem Verfahren zum Setzen (3260) des kapazitiven Elements (C_{L1} , $L1$) auf eine vorbestimmte Spannung ($V_{\text{Pix-Ref}}$), wobei das Setzen des kapazitiven Elements (C_{L1} , $L1$) umfasst:

20 Vergleichen (3162) einer Spannung (3204) an dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) mit einer Referenzspannung (V_{comp}); und

25 Bewirken (3264) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) bis der Vergleich ergibt, dass die Spannung an dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) der vorbestimmten Spannung entspricht.

56. Vorrichtung (3400) zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit:

30 einem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$);

 einem ersten Ladungsgeber (3410);

35 einem zweiten Ladungsgeber (3420) ;

einer Ladungsgebersteuerung (3430), zum Koppeln des ersten Ladungsgebers (3410) und/oder zweiten Ladungsgebers (3420) mit dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$);

5 einer Vorrichtung (3100) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{pix}) auf dem kapazitivem Element (C_{L1} , $L1$), mit:

10 einer Einrichtung (3110; A1) zum Vergleichen einer Spannung (V_{pix}) an dem kapazitivem Element (C_{L1} , $L1$) mit einer Referenzspannung (V_{comp});

15 einer Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$);

20 einer Einrichtung (3130; Control) zum Rückschließen auf die Ladung (Q_{pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112).

57. Verfahren (3560) zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit einem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$), einem
25 ersten Ladungsgeber (3410), einem zweiten Ladungsgeber (3420), mit:

30 Koppeln (3462) des ersten Ladungsgebers (3410) und/oder zweiten Ladungsgebers (3420) mit dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$);

einem Verfahren (3160) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{pix}) auf dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$), wobei das Bestimmen der Ladungsmenge umfasst:

35 Vergleichen (3162) einer Spannung (V_{pix}) an dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) mit einer Referenzspannung (V_{comp});

Bewirken (3164) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$);
und

5

Rückschließen (3166, Q_{pix}) auf die Ladung auf dem kapazitiven Element (C_{L1} , $L1$) auf Basis der Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112).

10

58. Vorrichtung (3500) zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit:

einer ersten Leitung ($L1$; C_{L1});

15

einer zweiten Leitung ($L2$; C_{L2});

Vorrichtung zum Setzen der zweiten Leitung ($L2$; C_{L2}) auf eine vorbestimmte Spannung (V_{pixRef}); mit:

20

einer Einrichtung (3110; $A1$) zum Vergleichen einer Spannung (3204) an der zweiten Leitung ($L2$) mit einer Referenzspannung (V_{Comp});

25

einem inneren kapazitiven Element (3240 ; C_{L2}');

einer Treiberstufe (3242 ; A_2), wobei die zweite Leitung ($L2$; C_{L2}) mit einem Ausgang der Treiberstufe (3242 ; A_2) gekoppelt ist und das innere kapazitive Element (C_{L2}') mit einem Eingang der Treiberstufe (3242 ; A_2) gekoppelt ist;

30

einer Einrichtung (3120; Q_{Src}) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) zu/von dem kapazitiven Element (C_{L2}') bis der Vergleich (3112) ergibt, dass die Spannung an der zweiten Leitung ($L2$; C_{L2}) der vorbestimmten Spannung entspricht (V_{pixRef});

35

einem ersten Ladungsgeber (3410) mit einem Ausgangsknoten (3412);

5 einem zweiten Ladungsgeber (3420) mit einem Ausgangsknoten (3422);

10 einer Ladungsgebersteuerung (3430), zum Koppeln eines Ausgangsknotens (3412) des ersten Ladungsgebers (3410) und/oder eines Ausgangsknotens (3422) des zweiten Ladungsgebers (3420) mit der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) und/oder zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2}); und

15 einer Vorrichtung (3100) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}), mit:

20 der Einrichtung zum Vergleichen (3110; A1) einer Spannung (V_{Pix}) an der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) mit der Referenzspannung (V_{comp});

25 der Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) zu/von der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1});

30 der Einrichtung (3130; Control) zum Rückschließen auf die Ladung (Q_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112).

35 59. Verfahren (3560) zur ladungsbasierten Signalverarbeitung, wobei eine zweite Leitung (L_2 ; C_{L2}) mit einem Ausgang einer Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist und ein inneres kapazitives Element (C_{L2}') mit einem Eingang der Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist, mit:

einem Verfahren zum Setzen (3260) der zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2}) auf eine vorbestimmte Spannung (V_{PixRef}), wobei das Setzen der zweiten Leitung umfasst:

5 Vergleichen (3162) einer Spannung (3204) an der zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2}) mit einer Referenzspannung (V_{comp});

10 Bewirken (3262) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von dem inneren kapazitiven Element (3240; C_{L2}') bis der Vergleich ergibt, dass die Spannung an der zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2}) der vorbestimmten Spannung (V_{PixRef}) entspricht;

15 Koppeln (3562) eines Ausgangsknotens (3412) eines ersten Ladungsgebers (3410) und/oder eines Ausgangsknotens (3422) eines zweiten Ladungsgebers (3420) mit der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}); und

20 einem Verfahren zum Bestimmen (3160) einer Ladungsmenge (V_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}), wobei das Bestimmen der Ladungsmenge umfasst:

25 Vergleichen (3162) einer Spannung (V_{Pix}) an der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) mit der Referenzspannung (V_{comp});

30 Bewirken (3164) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}); und

35 Rückschließen (3166) auf die Ladung (Q_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) auf Basis der Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannungen (3112).

60. Vorrichtung zur ladungsbasierten Signalverarbeitung mit:

einer ersten Leitung (L_1 ; C_{L1});

einer zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2});

5 einem ersten Ladungsgeber (3410) mit einem Ausgangsknoten (3412);

einem zweiten Ladungsgeber (3420) mit einem Ausgangsknoten (3422);

10

einer Ladungsgebersteuerung (3430), zum Koppeln eines Ausgangsknotens (3412) des ersten Ladungsgebers (3410) und/oder eines Ausgangsknotens (3422) des zweiten Ladungsgebers (3420) mit der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) und/oder zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2}); und

15

einer Vorrichtung (3100) zum Bestimmen einer Ladungsmenge (Q_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}), mit:

20

der Einrichtung zum Vergleichen (3110; A1) einer Spannung (V_{Pix}) an der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) mit der Referenzspannung (V_{comp});

25

der Einrichtung (3120; QSrc) zum Bewirken einer Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) zu/von der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1});

30

der Einrichtung (3130; Control) zum Rückschließen auf die Ladung (Q_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) auf Basis der Ladungszufuhr/-abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannung (3112).

35

einer Einrichtung zum Setzen der zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2}) auf eine Spannung der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}).

61. Verfahren zur ladungsbasierten Signalverarbeitung, wobei eine zweite Leitung (L_2 ; C_{L2}) mit einem Ausgang

einer Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist und ein inneres kapazitives Element ($C_{L2'}$) mit einem Eingang der Treiberstufe (3242; A_2) gekoppelt ist, mit:

5 Koppeln (3562) eines Ausgangsknotens (3412) eines ersten Ladungsgebers (3410) und/oder eines Ausgangsknotens (3422) eines zweiten Ladungsgebers (3420) mit der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}); und

10 einem Verfahren zum Bestimmen (3160) einer Ladungsmenge (V_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}), wobei das Bestimmen der Ladungsmenge umfasst:

15 Vergleichen (3162) einer Spannung (V_{Pix}) an der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) mit der Referenzspannung (V_{comp});

Bewirken (3164) einer Ladungszufuhr/-Abfuhr zu/von der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}); und

20 Rückschließen (3166) auf die Ladung (Q_{Pix}) auf der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}) auf Basis der Ladungszufuhr/-Abfuhr (3122) und dem Vergleich der Spannungen (3112); und

25 Setzen der zweiten Leitung (L_2 ; C_{L2}) auf eine Spannung der ersten Leitung (L_1 ; C_{L1}).

62. Pixelzelle (400) mit:

30 einem Photosensor (D_{Ph}), der ausgebildet ist, um abhängig von einer Strahlung eine Spannung (V_{Ph}) über dem Photosensor zu erzeugen;

35 einem ersten Transistor (T_{Read}), der ausgebildet ist, die in dem Photosensor erzeugte Spannung (V_{Ph}) an einer Gate-Kapazität (C) anzulegen, um die Spannung (V_{Ph}) durch die Gate-Kapazität (C) zu speichern;

einem zweiten Transistor (T_{Res}), der ausgebildet ist, um die Spannung an der Gate-Kapazität (C) auf eine Rücksetzspannung zurückzusetzen;

5

einem dritten Transistor (T_{SF}), an dessen Gate die Gate-Kapazität (C) gebildet ist, und der ausgebildet ist, abhängig von einer an der Gate-Kapazität (C) anliegenden Spannung und einem Source-Strom (I_S) an einem Sourceausgang ($T_{SF,S}$) des dritten Transistors eine Spannung ($V_{SF,S}$) zu erzeugen;

10

einem vierten Transistor (T_{Sel}), der ausgebildet ist, den Sourceausgang ($T_{SF,S}$) mit einem Ausgang (V_{out}) zu koppeln; und

15

einem fünften Transistor (T_{Res2}), der ausgebildet ist, wahlweise die Spannung (V_{Ph}) über dem Photosensor (D_{Ph}) auf ein gegebenes Referenzpotential zurückzusetzen oder von dem gegebenen Referenzpotential zu entkoppeln.

20

63. Verfahren zum Betreiben einer Pixelzelle (400) mit einem Photosensor (D_{Ph}), der ausgebildet ist, um abhängig von einer Strahlung eine Spannung (V_{Ph}) über dem Photosensor zu erzeugen; einem ersten Transistor (T_{Read}), der ausgebildet ist, die in dem Photosensor erzeugte Spannung (V_{Ph}) an einer Gate-Kapazität (C) anzulegen, um die Spannung (V_{Ph}) durch die Gatekapazität (C) zu speichern; einem zweiten Transistor (T_{Res}), der ausgebildet ist, um die Spannung an der Gate-Kapazität (C) auf eine Rücksetzspannung zurückzusetzen; einem dritten Transistor (T_{SF}), an dessen Gate die Gate-Kapazität (C) gebildet ist, und der ausgebildet ist, abhängig von einer an der Gate-Kapazität (C) anliegenden Spannung und einem Source-Strom (I_S) an einem Sourceausgang ($T_{SF,S}$) des dritten Transistors eine Spannung ($V_{SF,S}$) zu erzeugen; einem vierten Transistor (T_{Sel}), der ausgebildet ist, den Sourceausgang

25

30

35

($T_{SF,s}$) mit einem Ausgang (V_{out}) zu koppeln; und einem fünften Transistor (T_{Res2}), der ausgebildet ist, wahlweise die Spannung (V_{Ph}) über dem Photosensor (D_{Ph}) auf ein gegebenes Referenzpotential zurückzusetzen oder von dem gegebenen Referenzpotential zu entkoppeln; mit den folgenden Schritten:

Rücksetzen der Photodiode (D_{Ph}) des fünften Transistors (T_{Res2});

Erzeugen einer ersten Spannung (V_{Ph1}) über dem Photosensor (D_{Ph}) abhängig von einer Strahlung in einem ersten Messzyklus bei sperrend geschaltetem ersten Transistor (T_{Read});

Rücksetzen der Spannung auf der Gate-Kapazität (C) des dritten Transistors (T_{SF}) mittels dem zweiten Transistor (T_{Res});

Transferieren der ersten Spannung (V_{Ph1}) auf die Gate-Kapazität (C) des dritten Transistors (T_{SF}) bei leitend geschaltetem ersten Transistor (T_{Read}), um die erste Spannung auf der Gate-Kapazität zu speichern;

Sperren des ersten Transistors (T_{Read});

Rücksetzen der Photodiode (D_{Ph}) mittels des fünften Transistors (T_{Res2});

Erzeugen einer zweiten Spannung (V_{Ph2}) über dem Photosensor (D_{Ph}) abhängig von einer Strahlung in einem zweiten Messzyklus bei sperrend geschaltetem ersten Transistor (T_{Read});

Koppeln des Sourceausgangs ($T_{SF,s}$) des dritten Transistors (T_{SF}) mit einem Ausgang der Pixelzelle mittels des vierten Transistors (T_{Sel}), um einen Drain-Source-

Strom (I_{SF}), der gleich dem Strom durch eine Stromquelle (I_{BiasSF}) ist, zu erzeugen ;

5 Erzeugen einer Sourcespannung ($V_{SF,s}$) an einem Sourceausgang ($T_{SF,s}$) des dritten Transistors (T_{SF}) abhängig von der auf der Gate-Kapazität gespeicherten ersten Spannung und einem Source-Strom (I_s) ;

10 Durch Koppeln des Sourceausgangs ($T_{SF,s}$) des dritten Transistors (T_{SF}) mit einem Ausgang der Pixelzelle mittels des vierten Transistors (T_{Sel}), Ausgabe der Sourcespannung ($V_{SF,s}$) an dem Ausgang der Pixelzelle und damit Ausgabe einer von der ersten Strahlung abhängige Spannung V_{Out1} ;

15 Sperren des vierten Transistors (T_{Sel}) ;

20 Rücksetzen der Spannung auf der Gate-Kapazität (C) des dritten Transistors (T_{SF}) mittels dem zweiten Transistor (T_{Res}) ;

25 Transferieren der zweiten Spannung (V_{Ph2}) auf die Gate-Kapazität (C) des dritten Transistors (T_{SF}) bei leitend geschaltetem ersten Transistor (T_{Read}), um die zweite Spannung auf der Gate-Kapazität zu speichern ;

30 Koppeln des Sourceausgangs ($T_{SF,s}$) des dritten Transistors (T_{SF}) mit einem Ausgang der Pixelzelle mittels des vierten Transistors (T_{Sel}), um einen Source-Strom (I_s) , der gleich dem Strom durch eine Stromquelle (I_{BiasSF}) ist, zu erzeugen ;

35 Erzeugen einer Sourcespannung ($V_{SF,s}$) an einem Sourceausgang ($T_{SF,s}$) des dritten Transistors (T_{SF}) abhängig von der auf der Gate-Kapazität gespeicherten ersten Spannung und einem Source-Strom (I_s) ;

5 Durch Koppeln des Sourceausgangs ($T_{SF,s}$) des dritten Transistors (T_{SF}) mit einem Ausgang der Pixelzelle mittels des vierten Transistors (T_{Sel}), Ausgabe der Sourcespannung ($V_{SF,s}$) an dem Ausgang der Pixelzelle und damit Ausgabe einer von der zweiten Strahlung abhängige Spannung V_{Out2} .

10 64. Computerprogramm mit einem Programm-Code zum Ausführen eines Verfahrens gemäß einem der Ansprüche 25 bis 43, 44, 53, 55, 57, 59, 61 oder 63, wenn das Computerprogramm auf einem Computer abläuft.

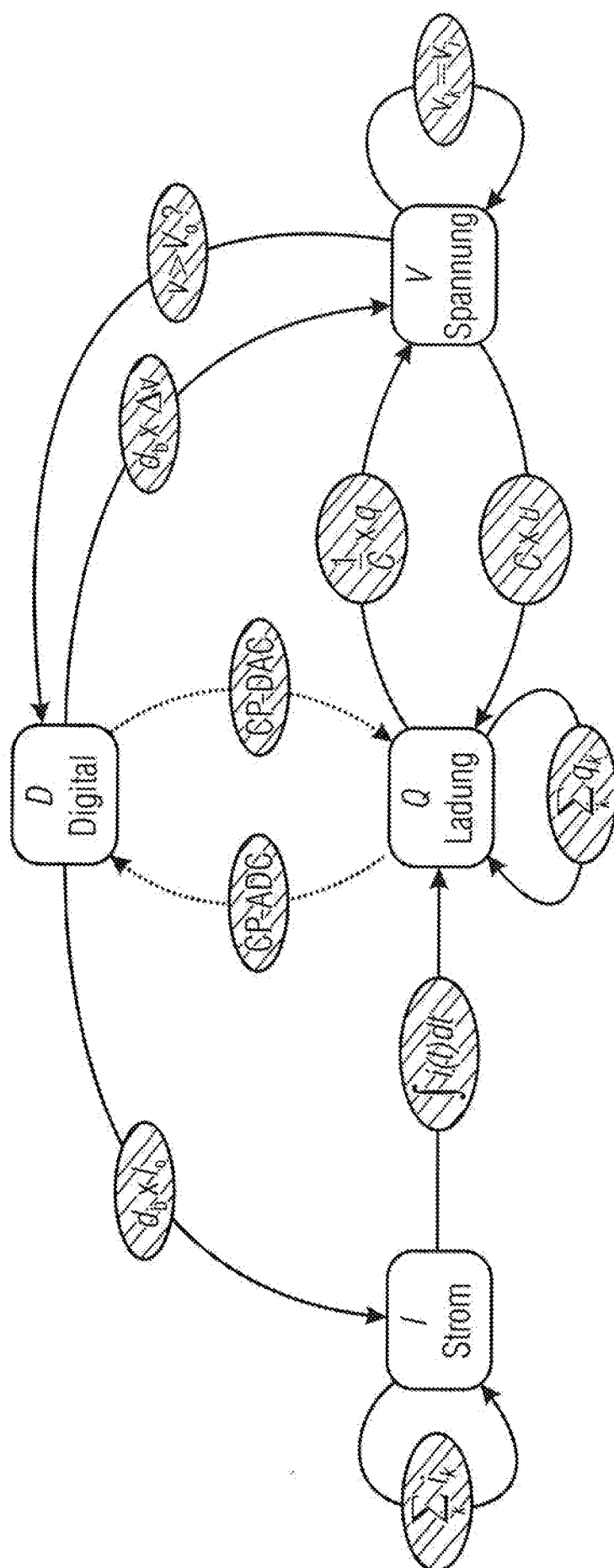


FIG 1

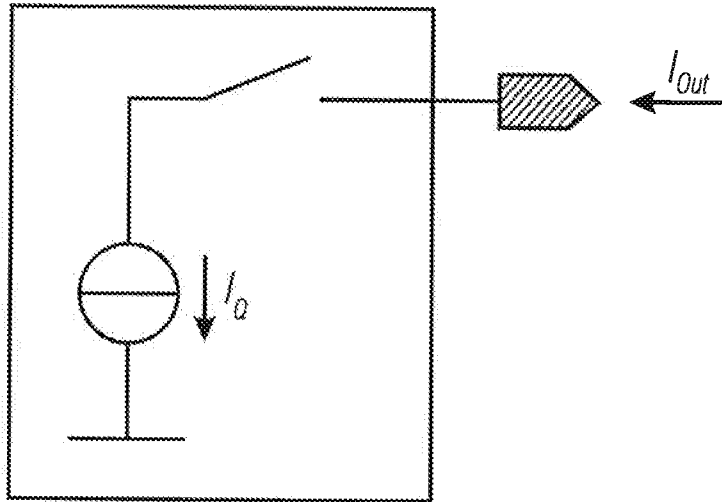


FIG 2

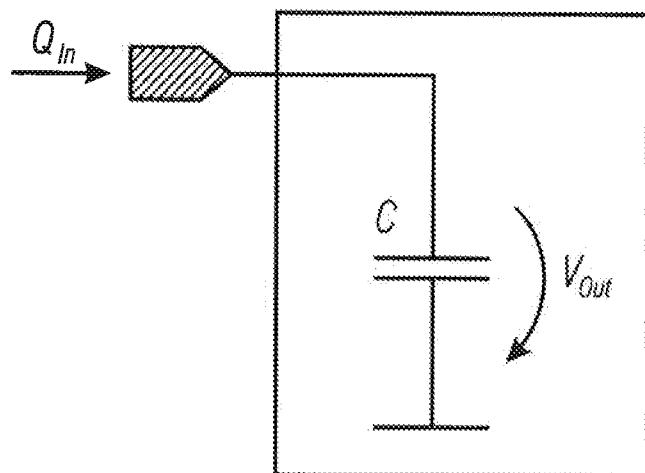


FIG 3

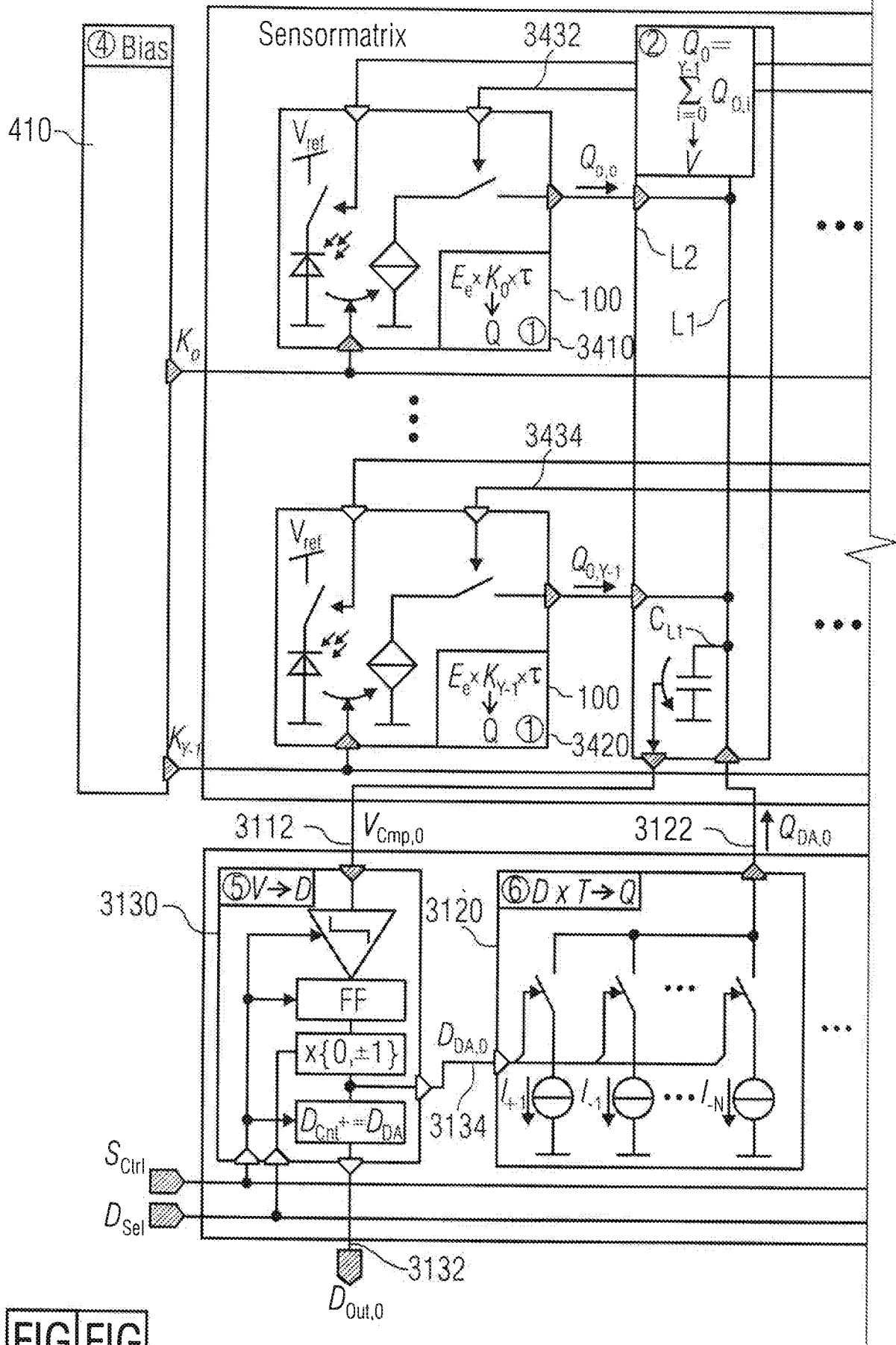


FIG 4A	FIG 4B
--------	--------

FIG 4A

4/55

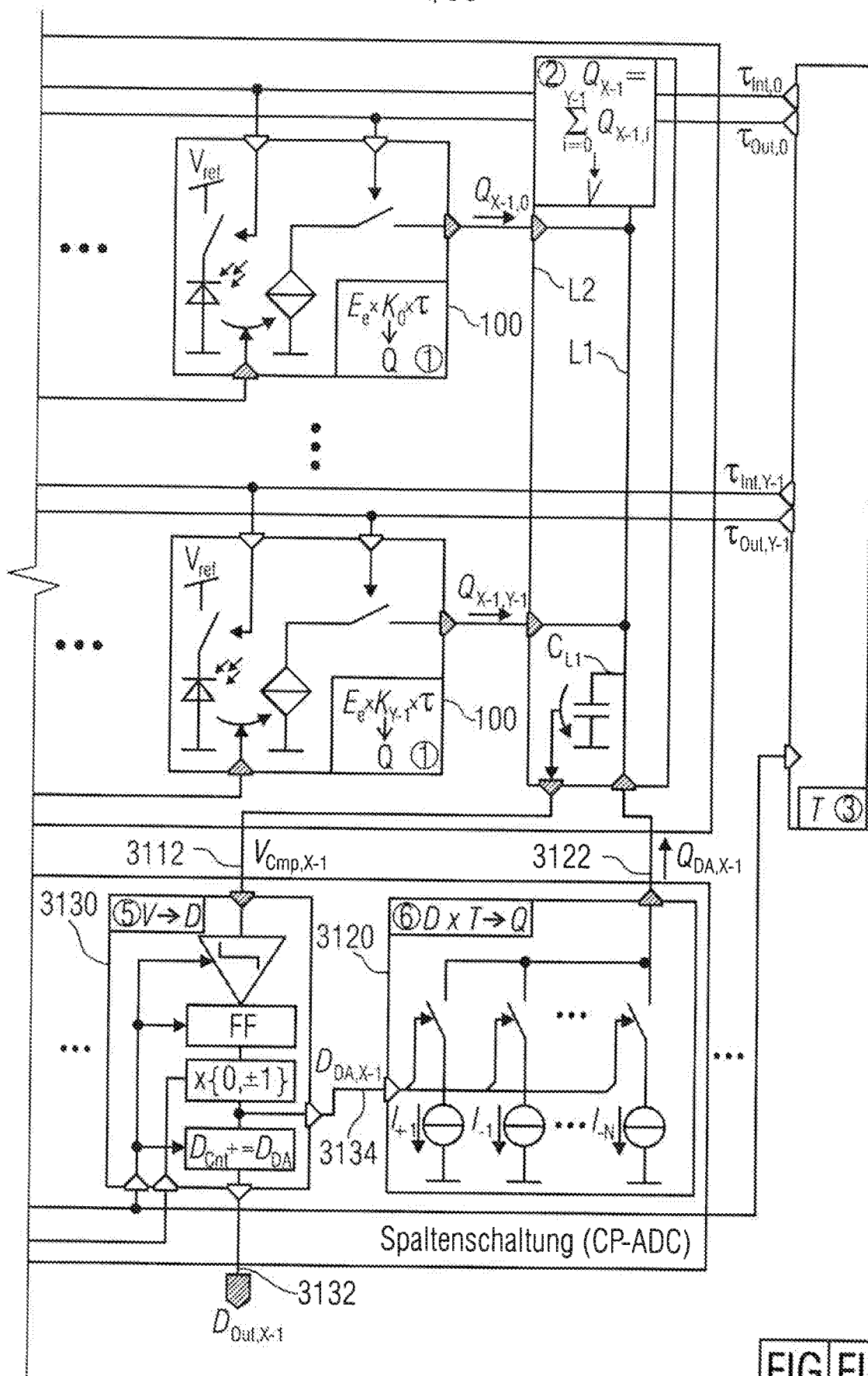


FIG 4B

FIG 4A

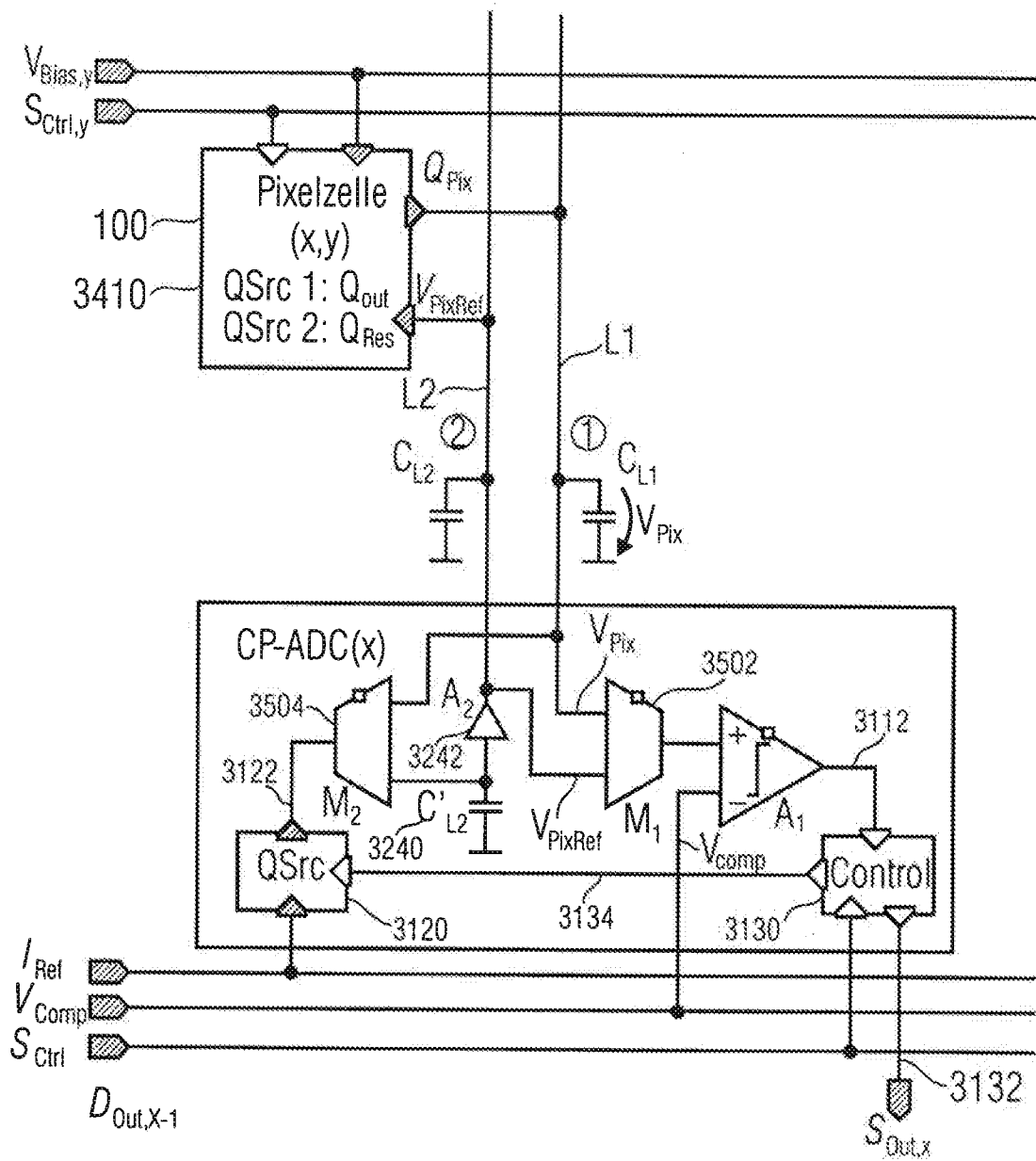


FIG 5

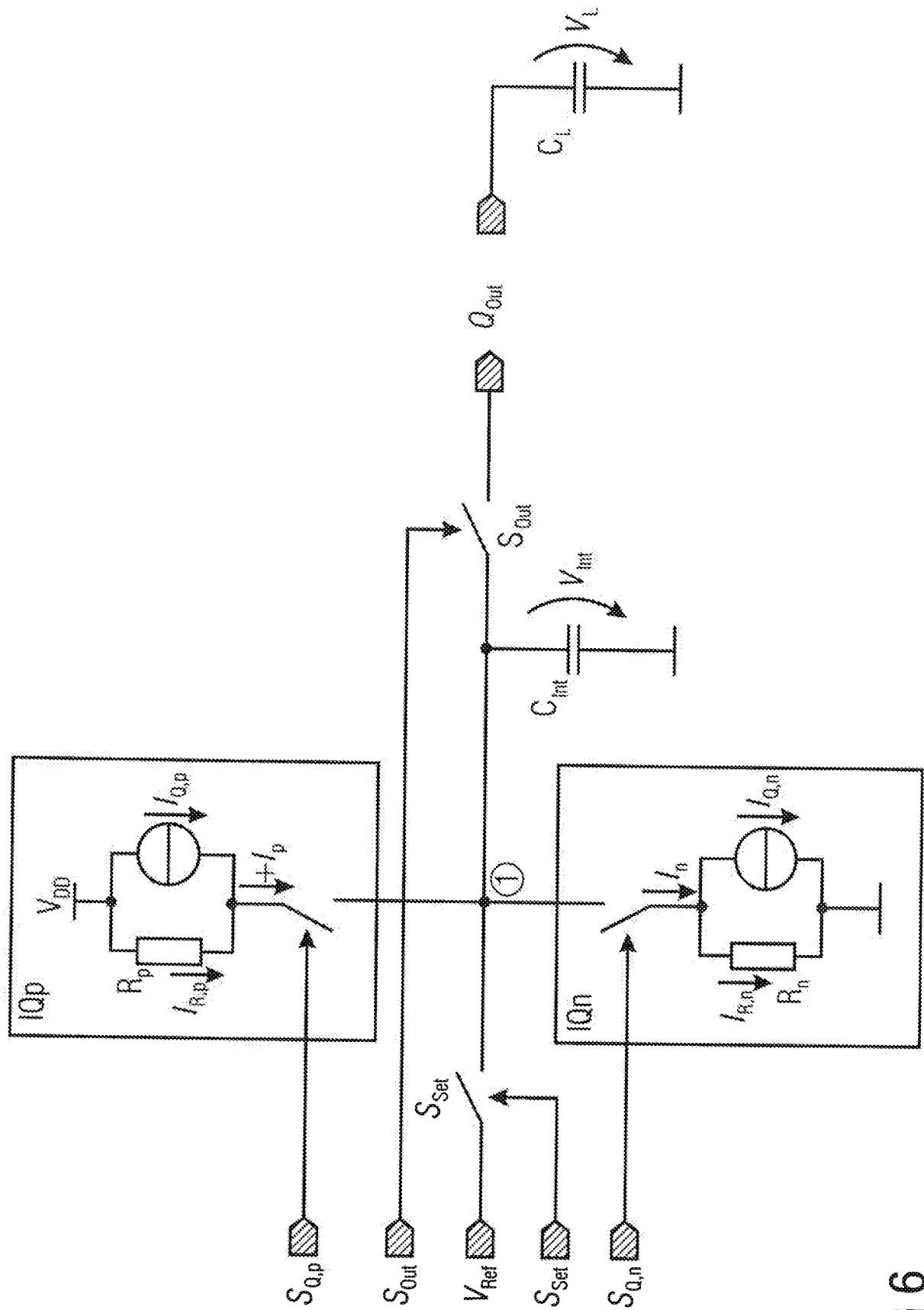
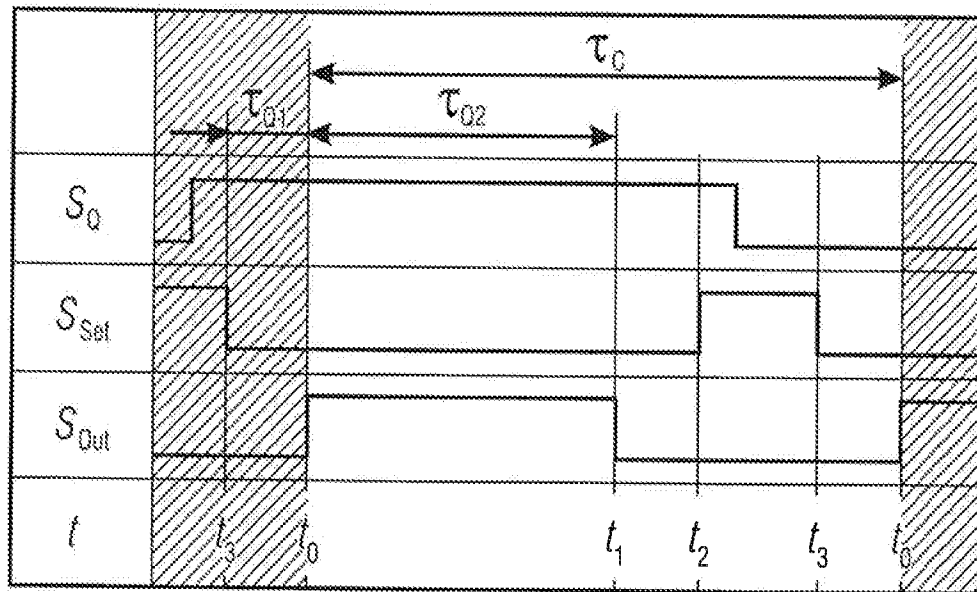
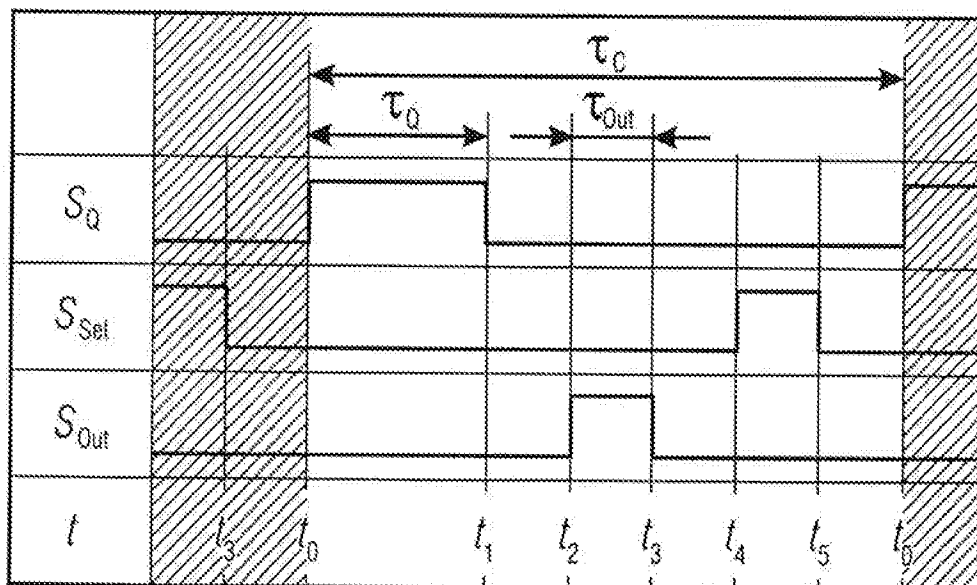


FIG 6

7/55



(a)



(b)

FIG 7

8/55

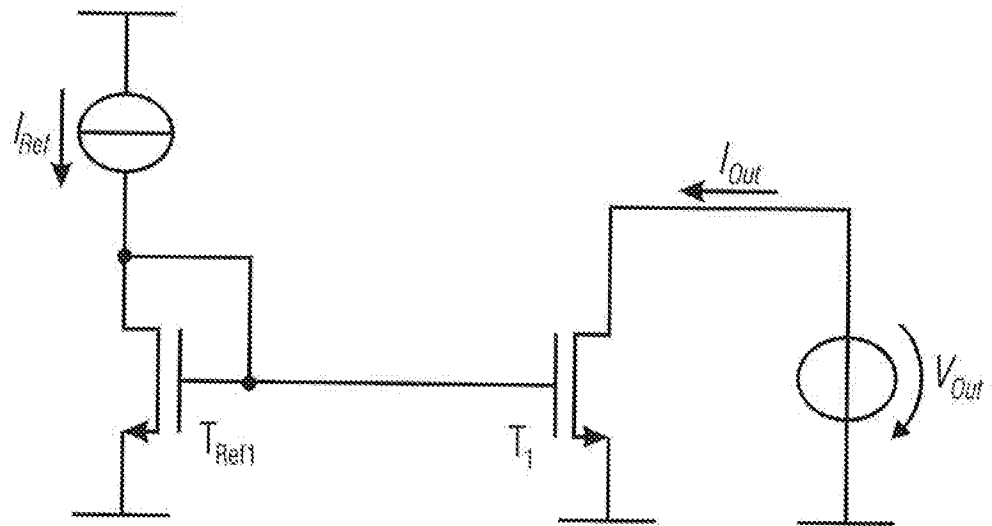


FIG 8

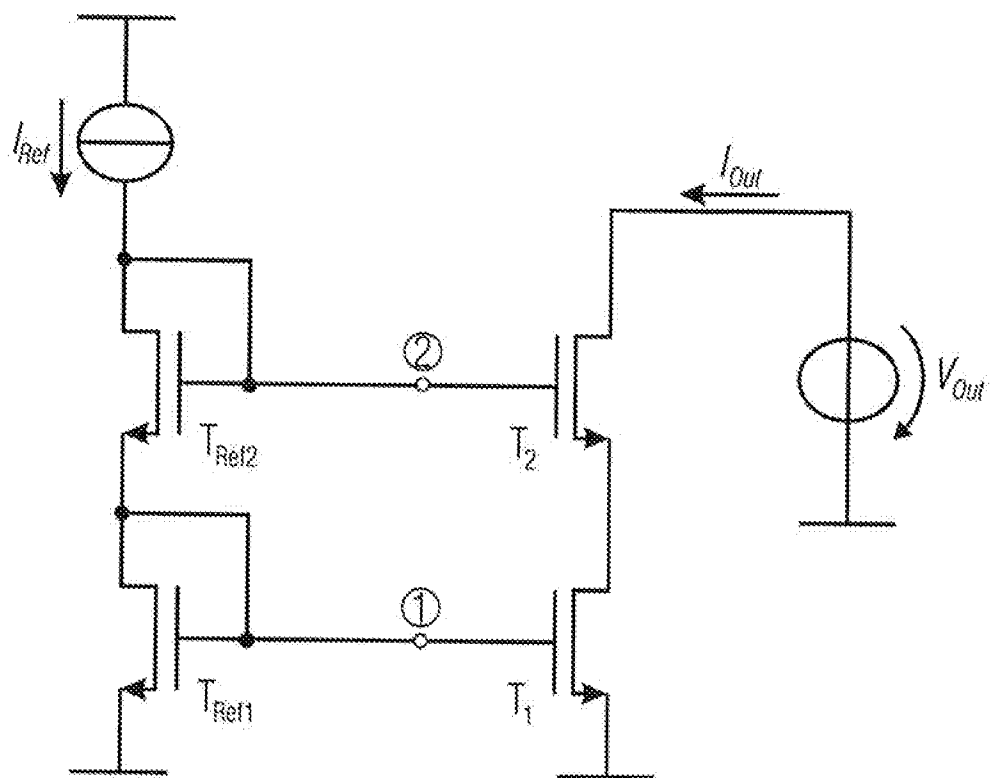


FIG 9

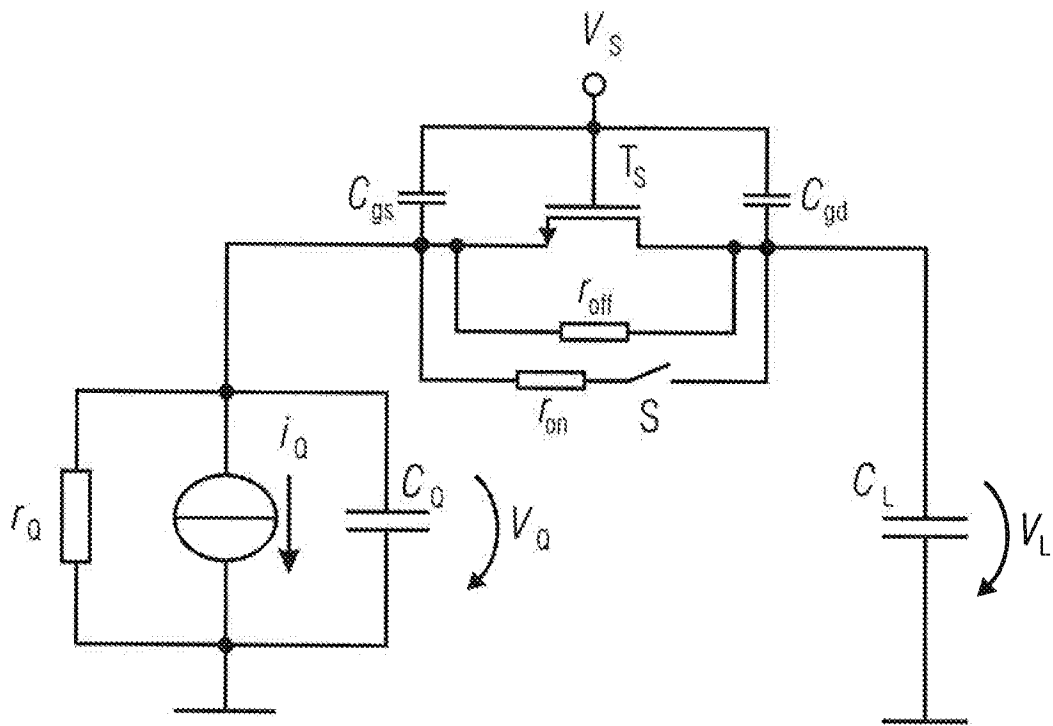


FIG 10

10/55

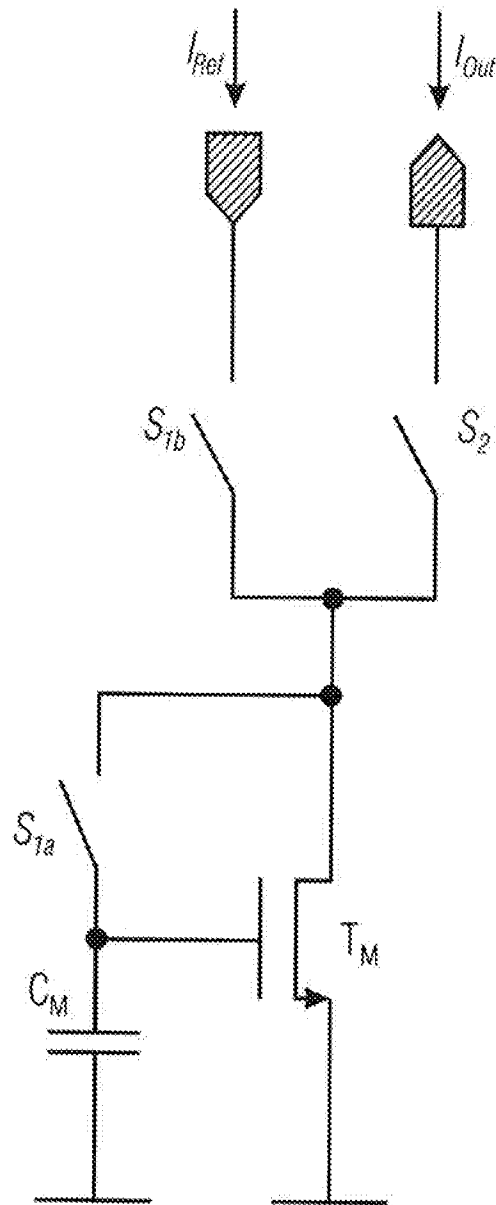


FIG 11

11/55

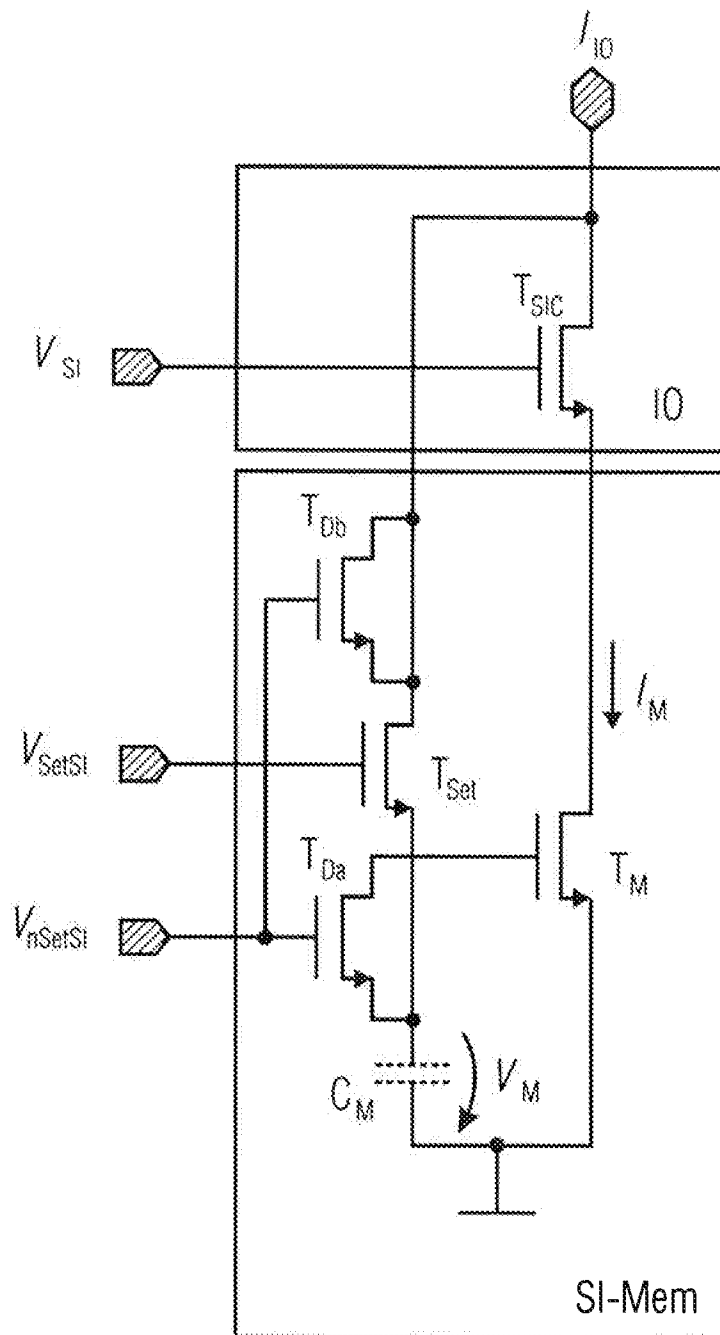


FIG 12

12/55

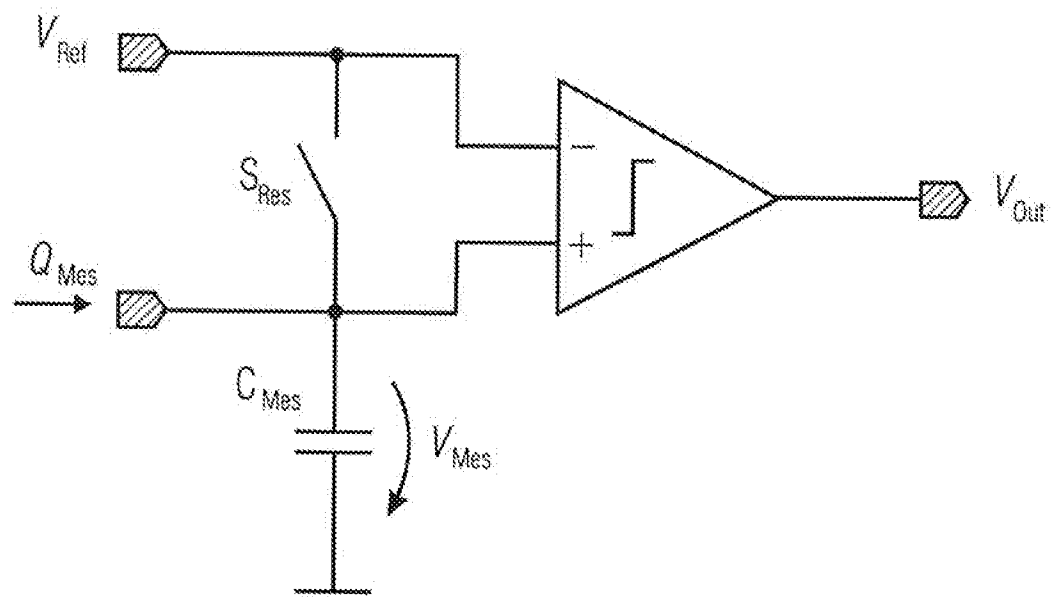


FIG 13A

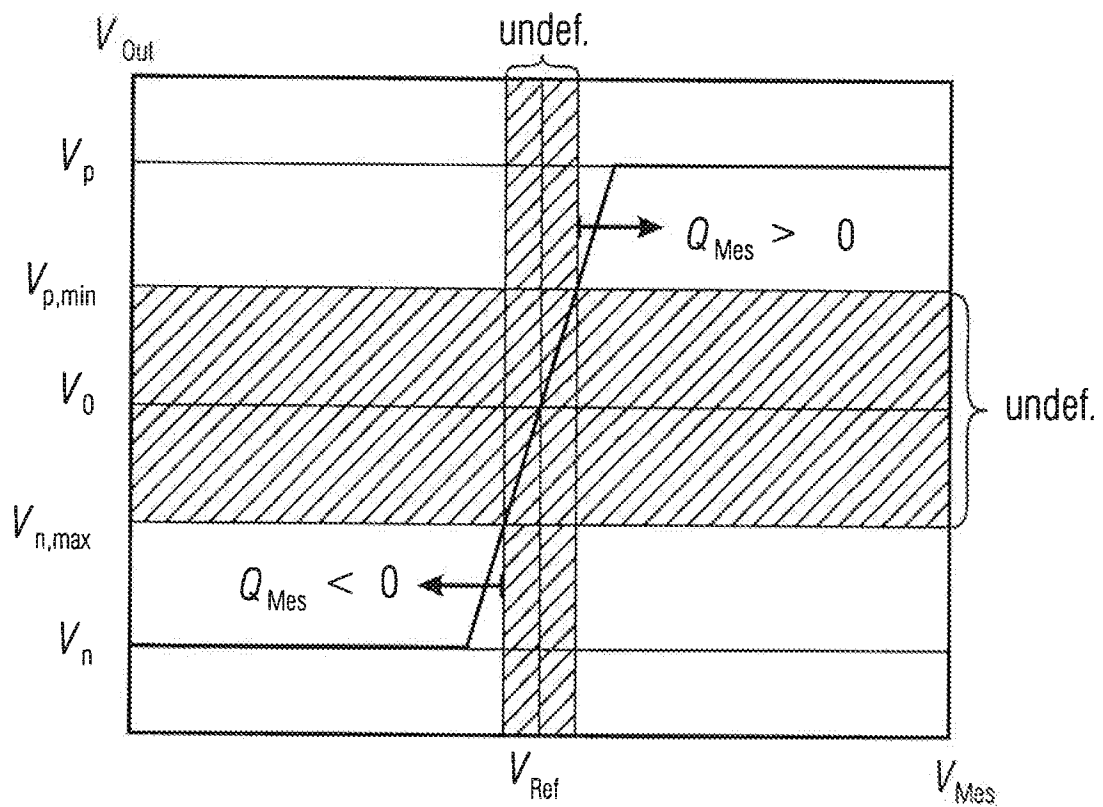


FIG 13B

13/55

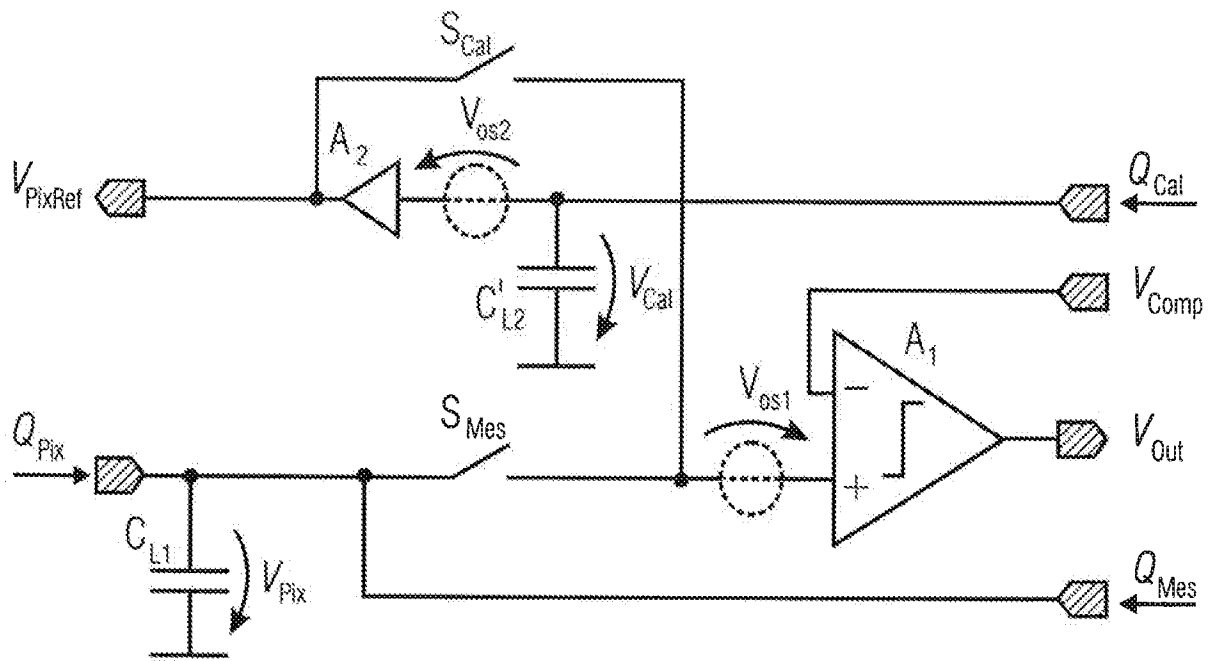


FIG 14

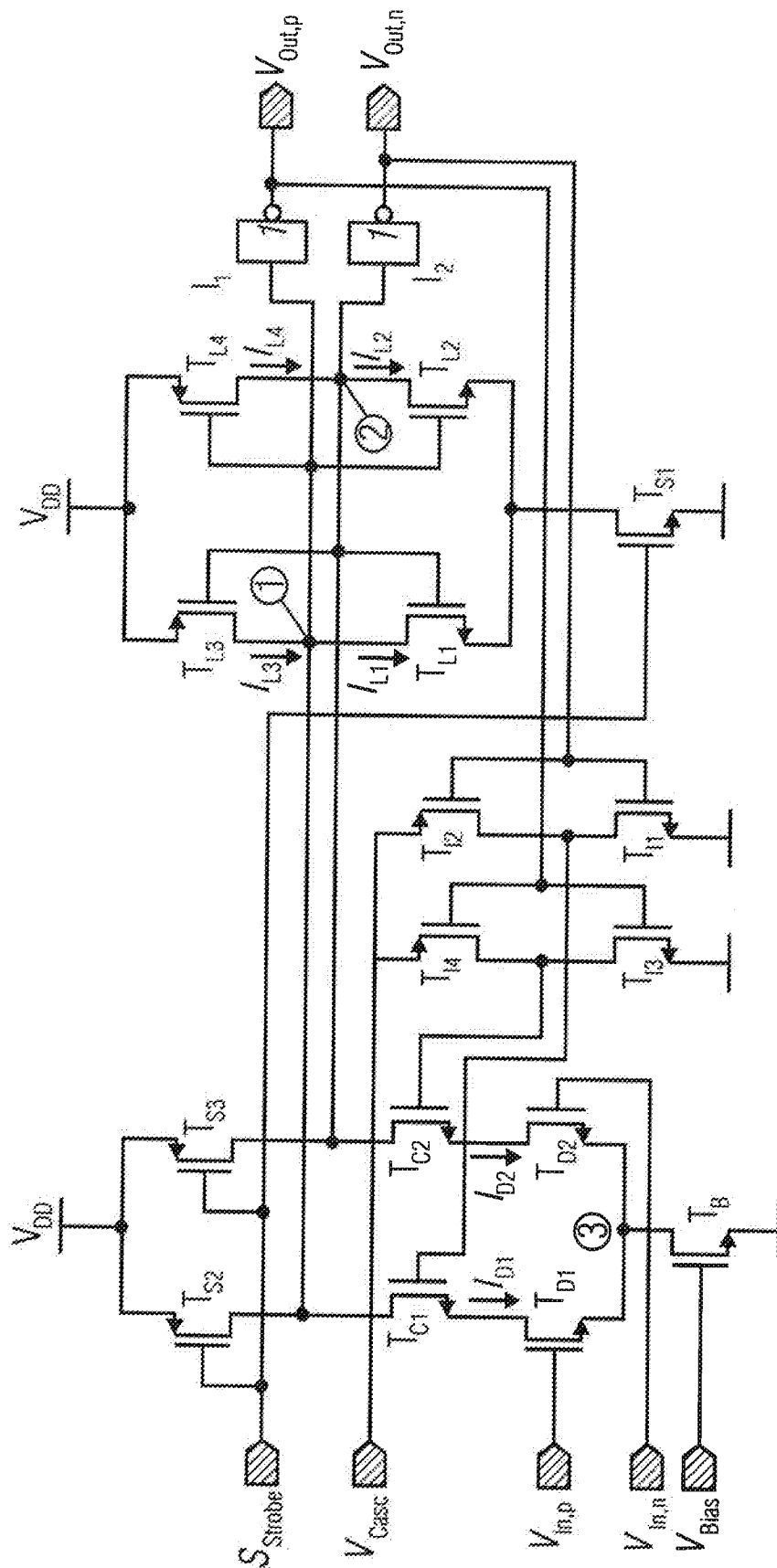


FIG 15

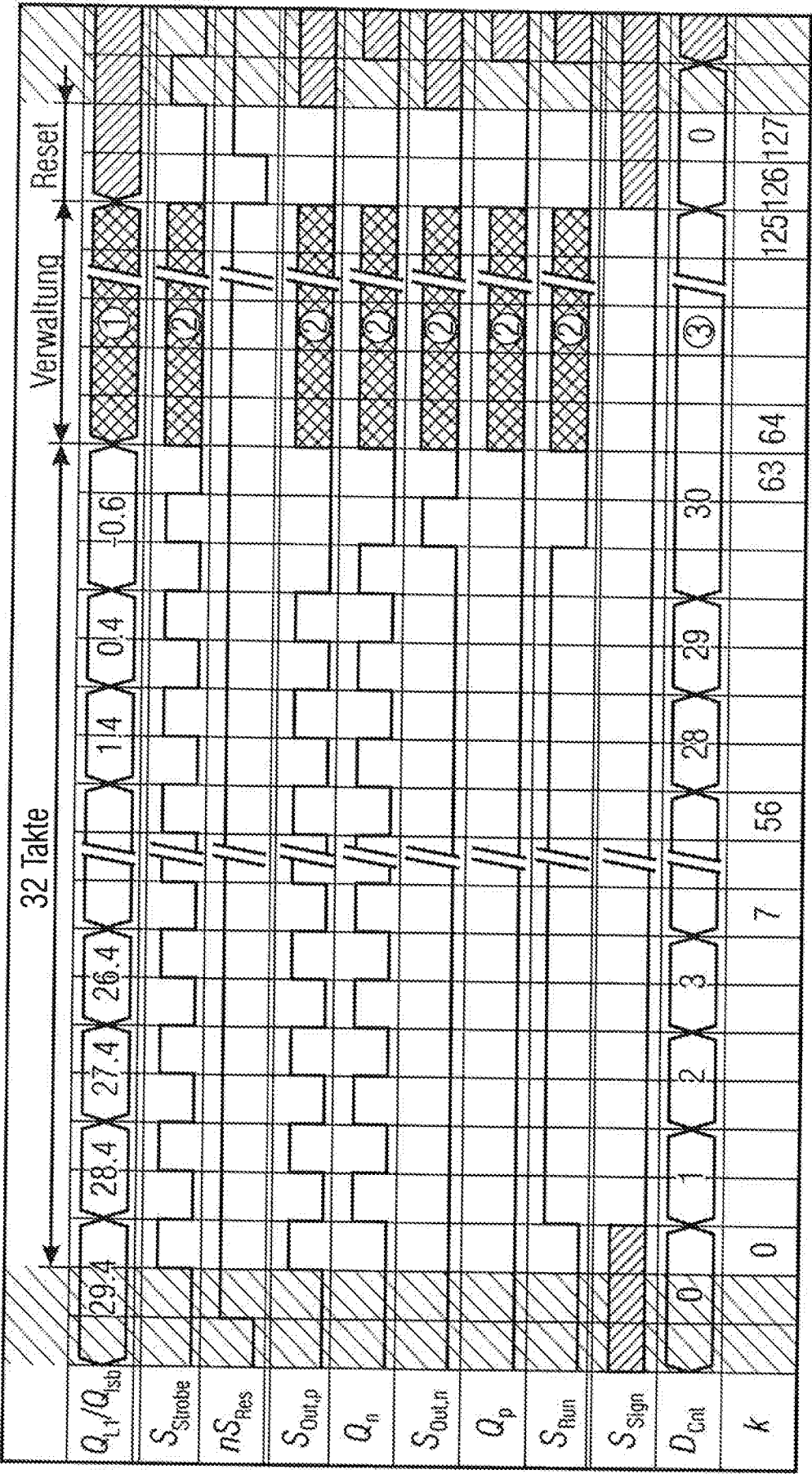


FIG 16

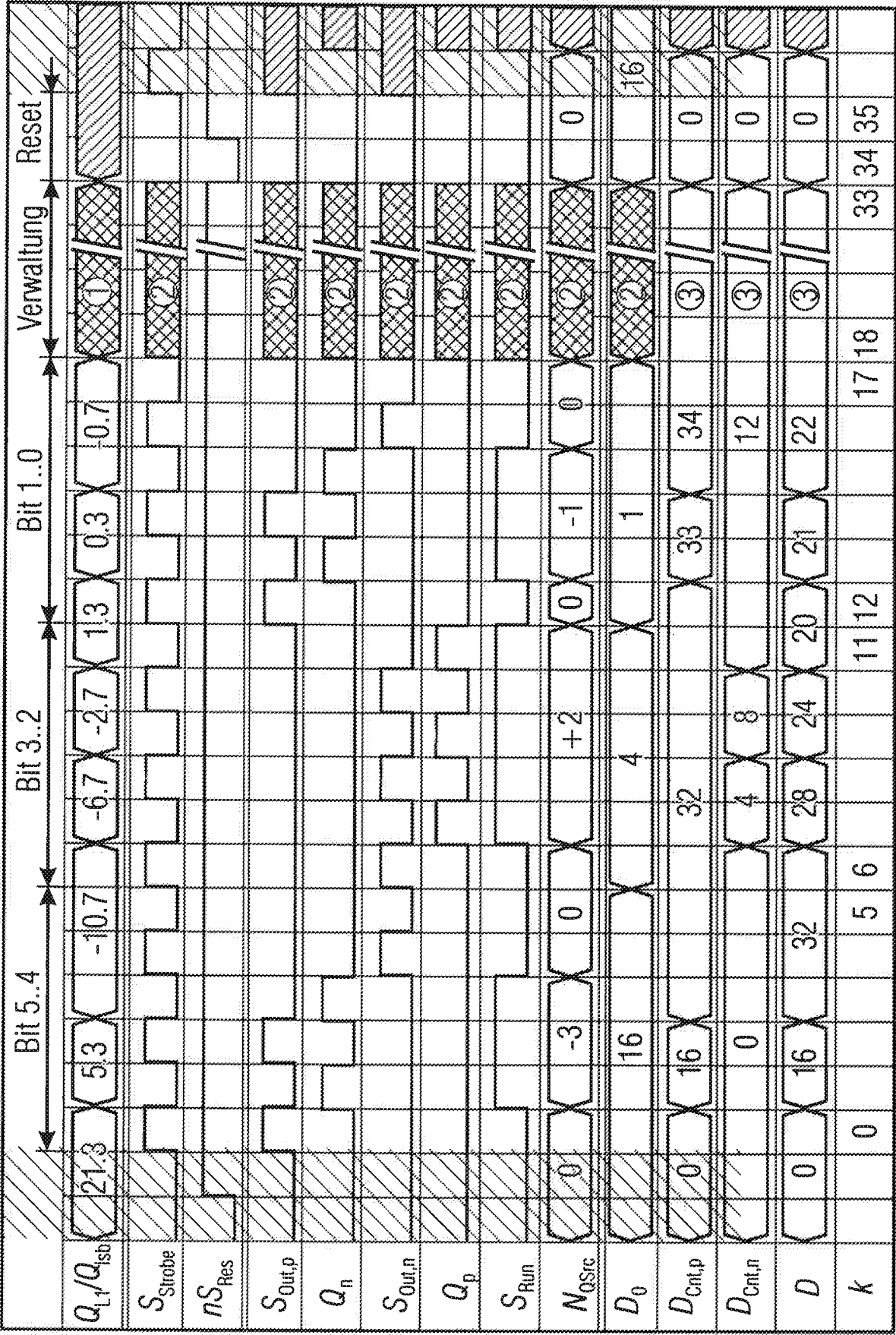


FIG 17

17/55

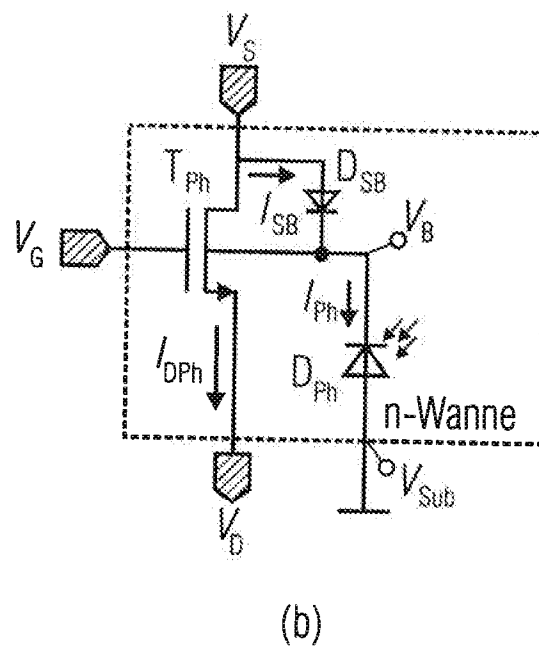
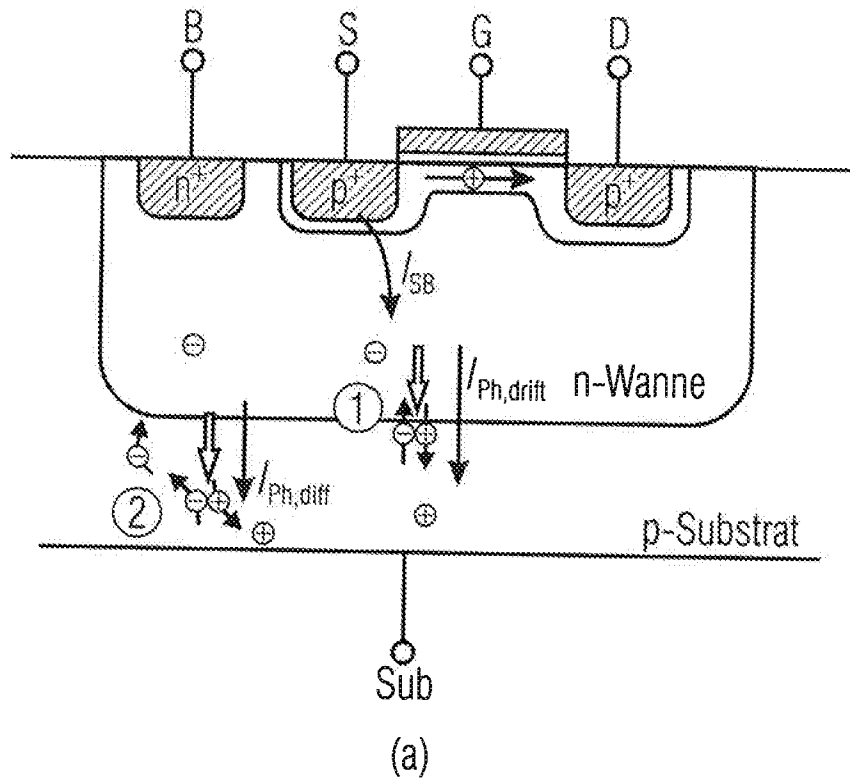


FIG 18

18/55

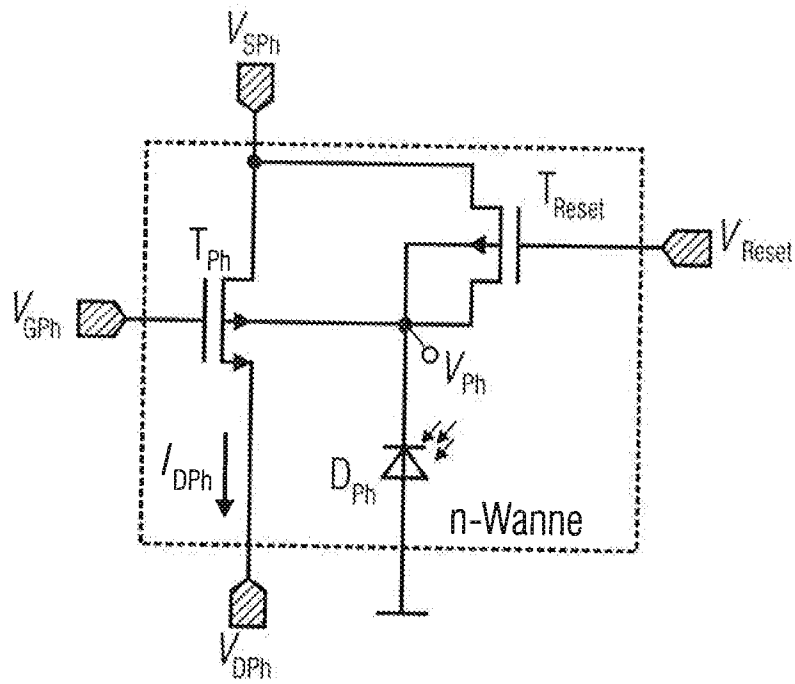


FIG 19

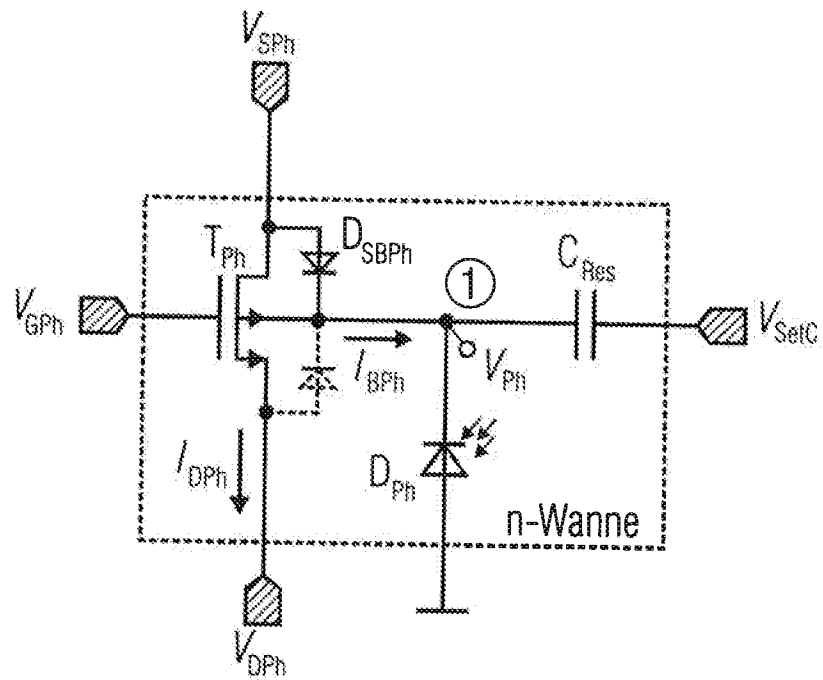


FIG 20

19/55

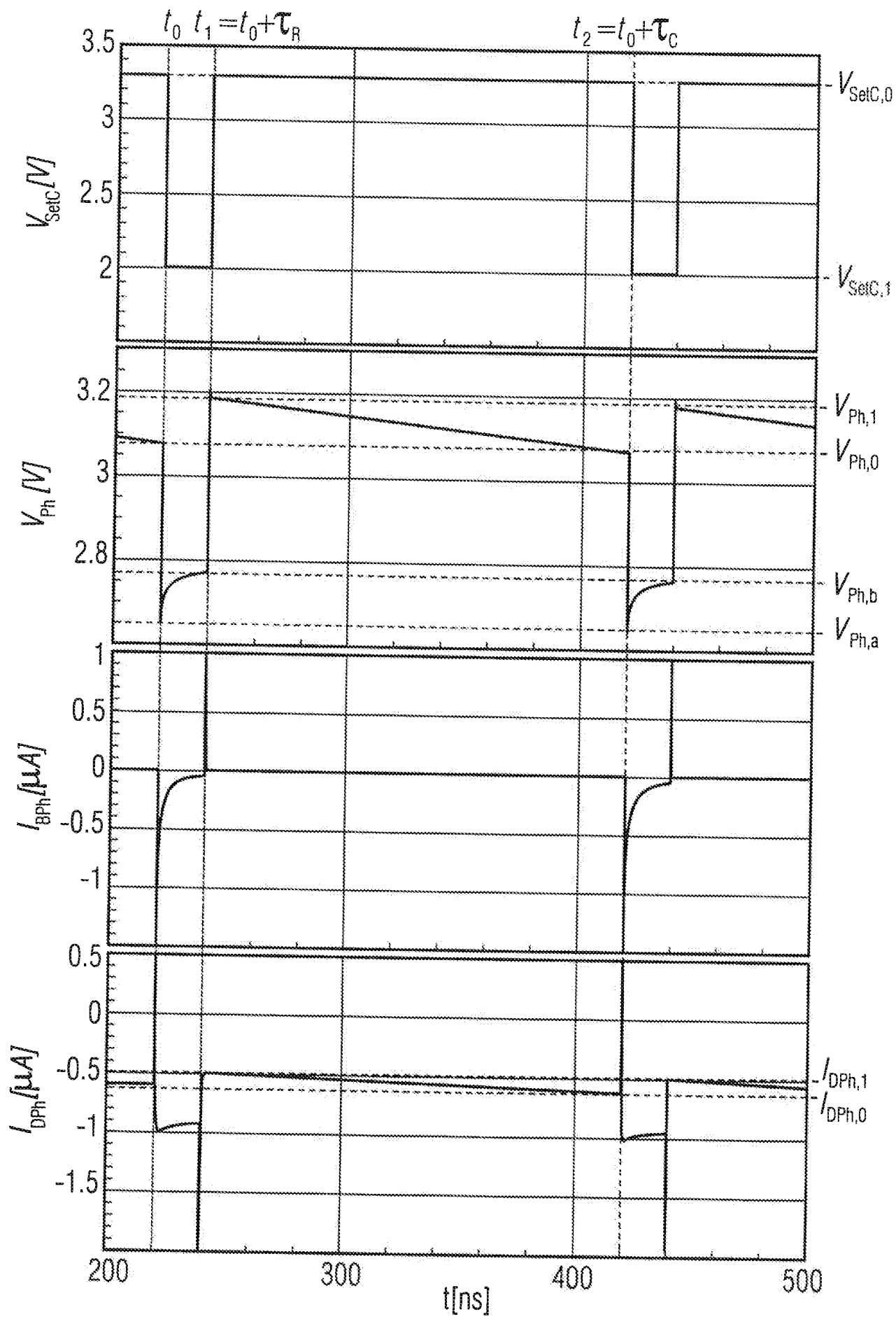


FIG 21

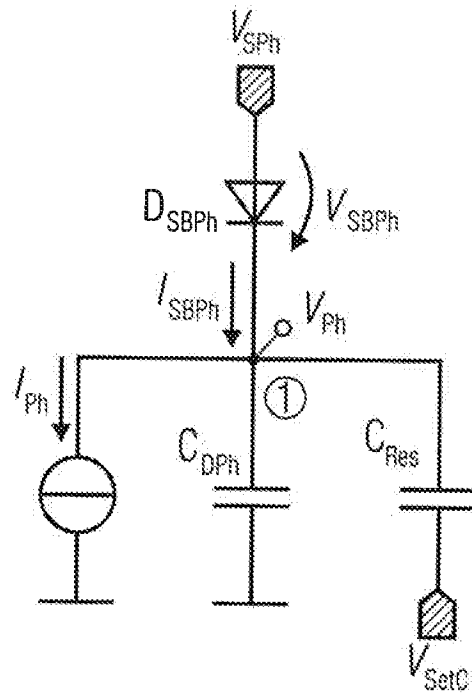


FIG 22

21/55

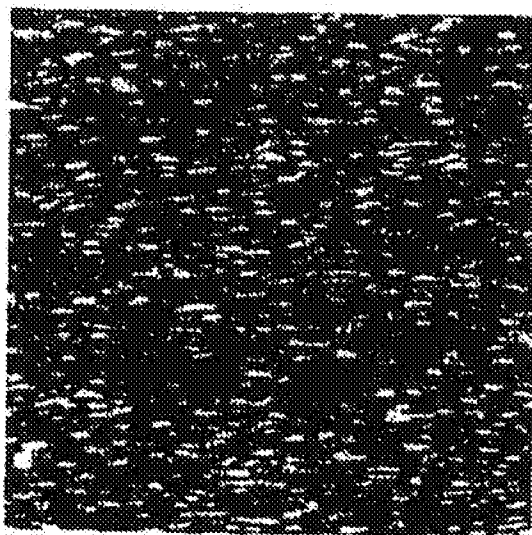


FIG 23

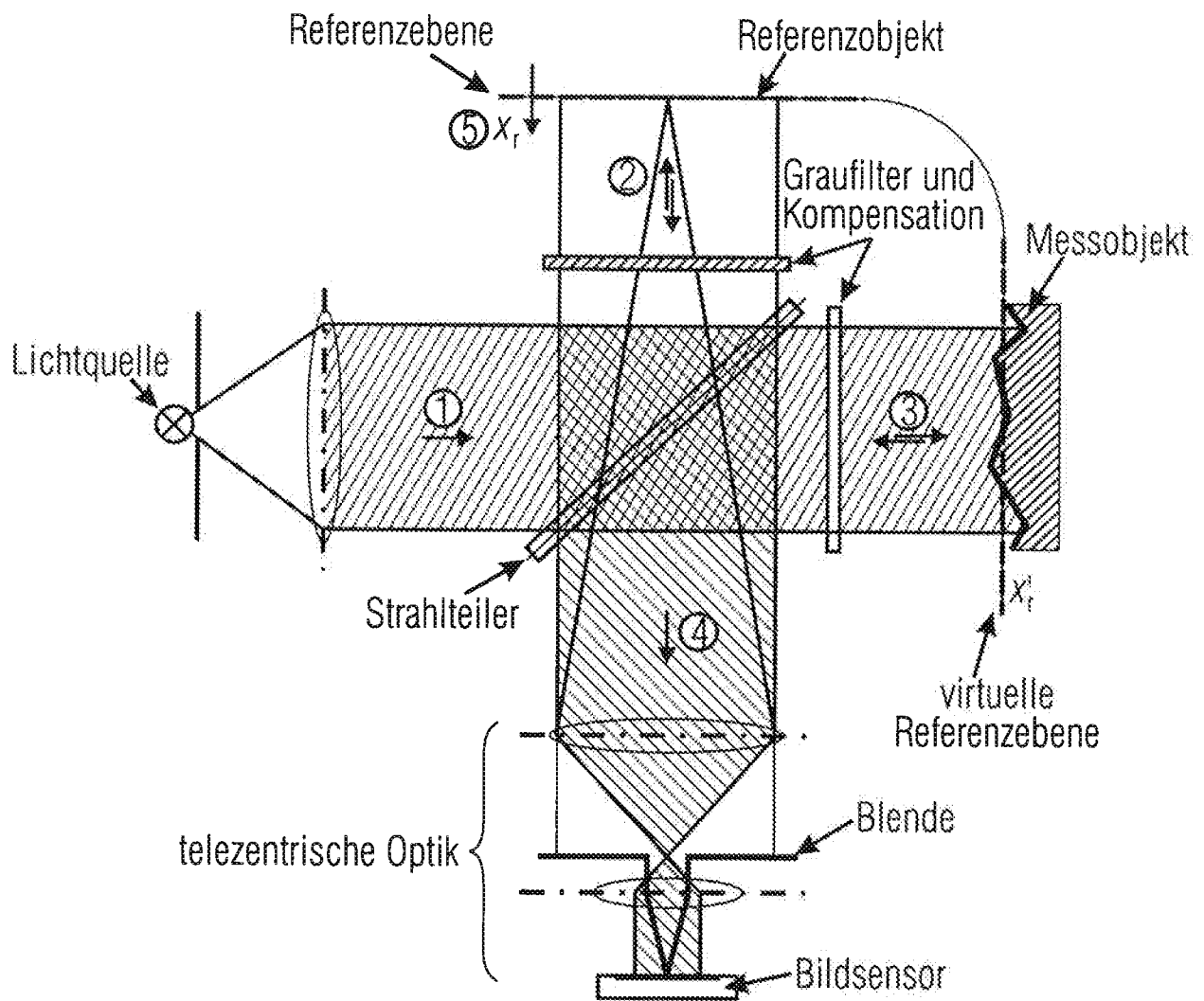


FIG 24

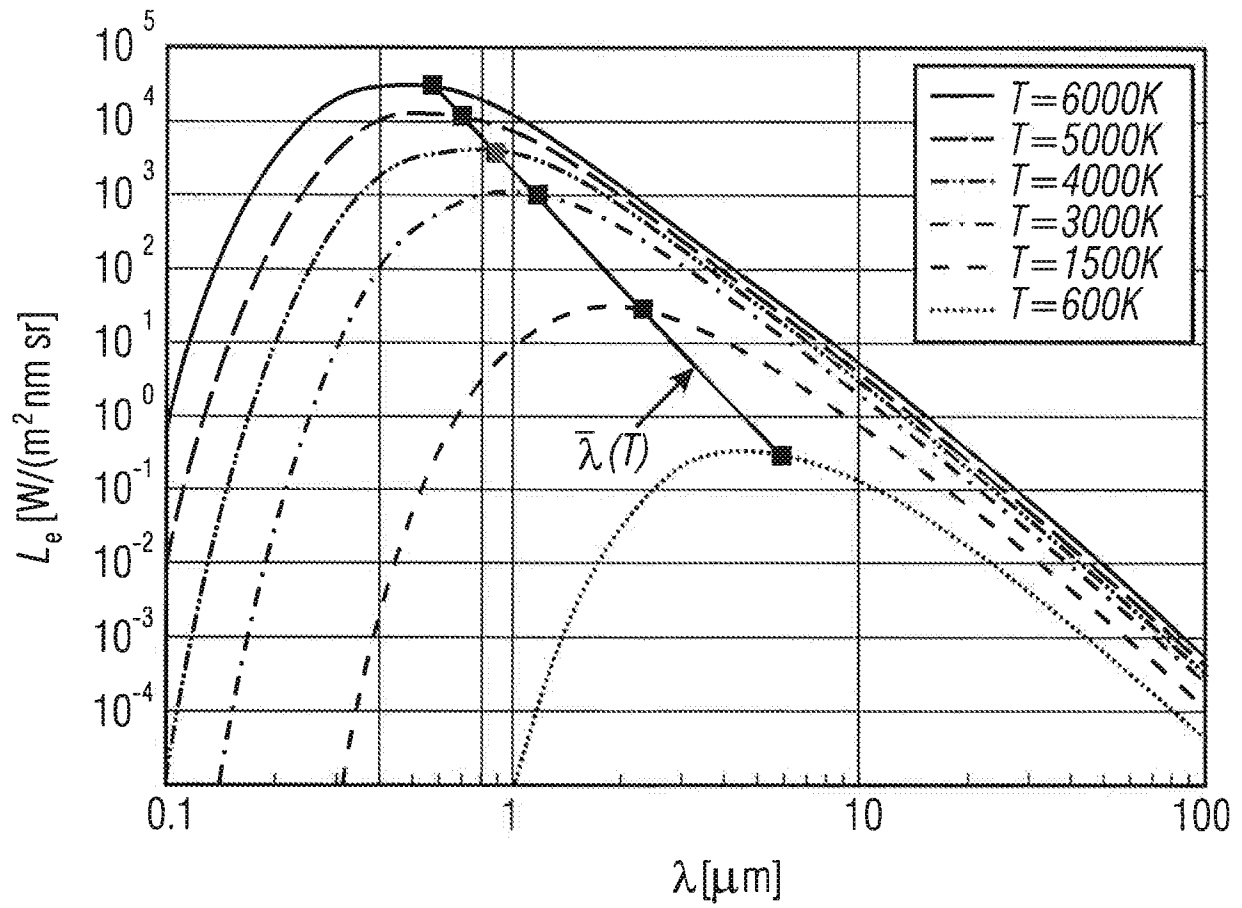


FIG 25

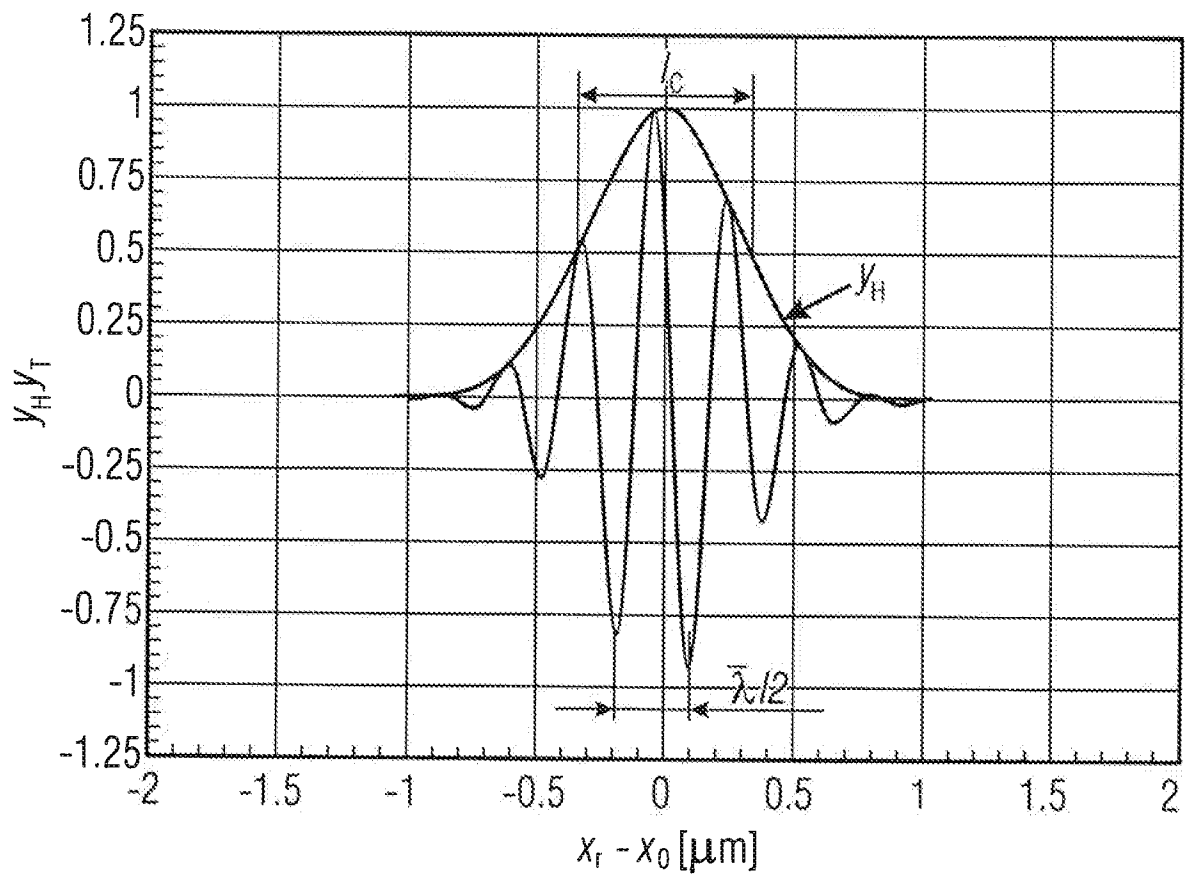


FIG 26

25/55

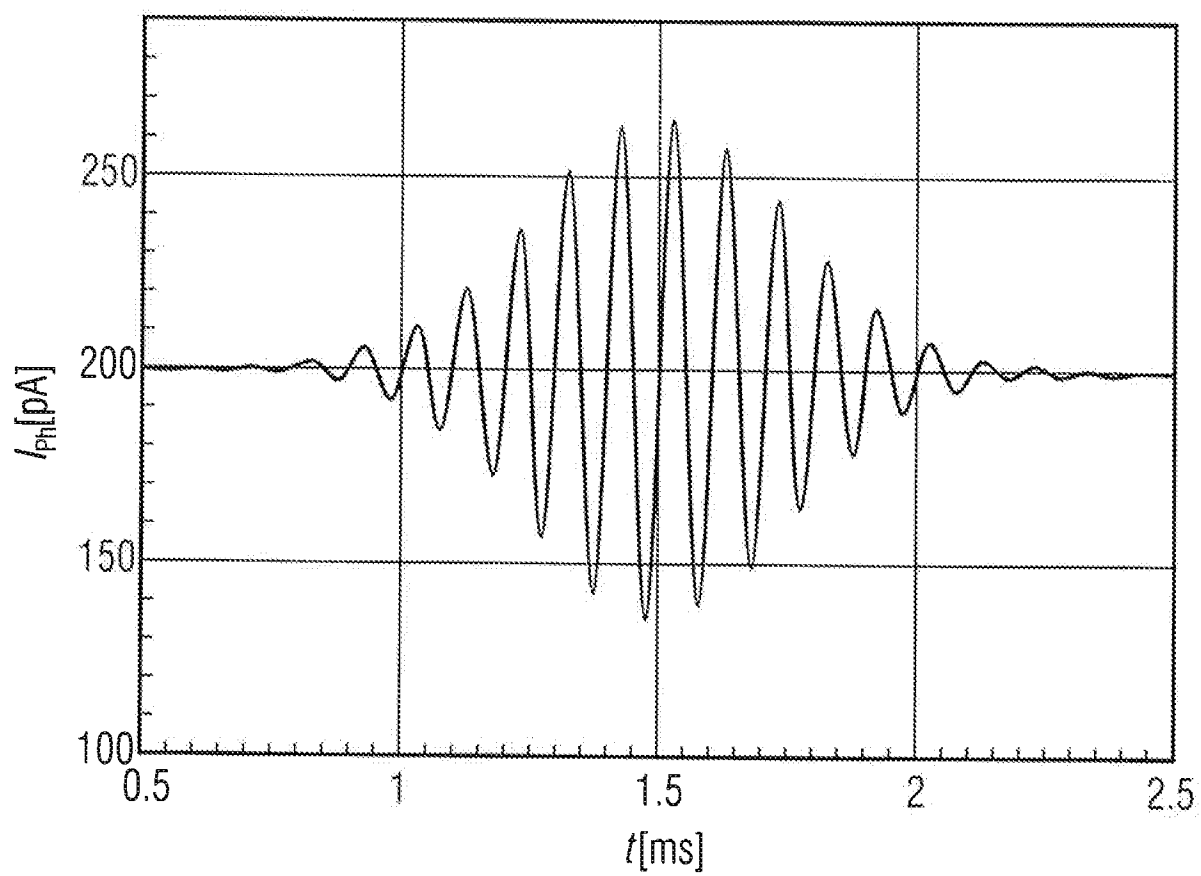


FIG 27

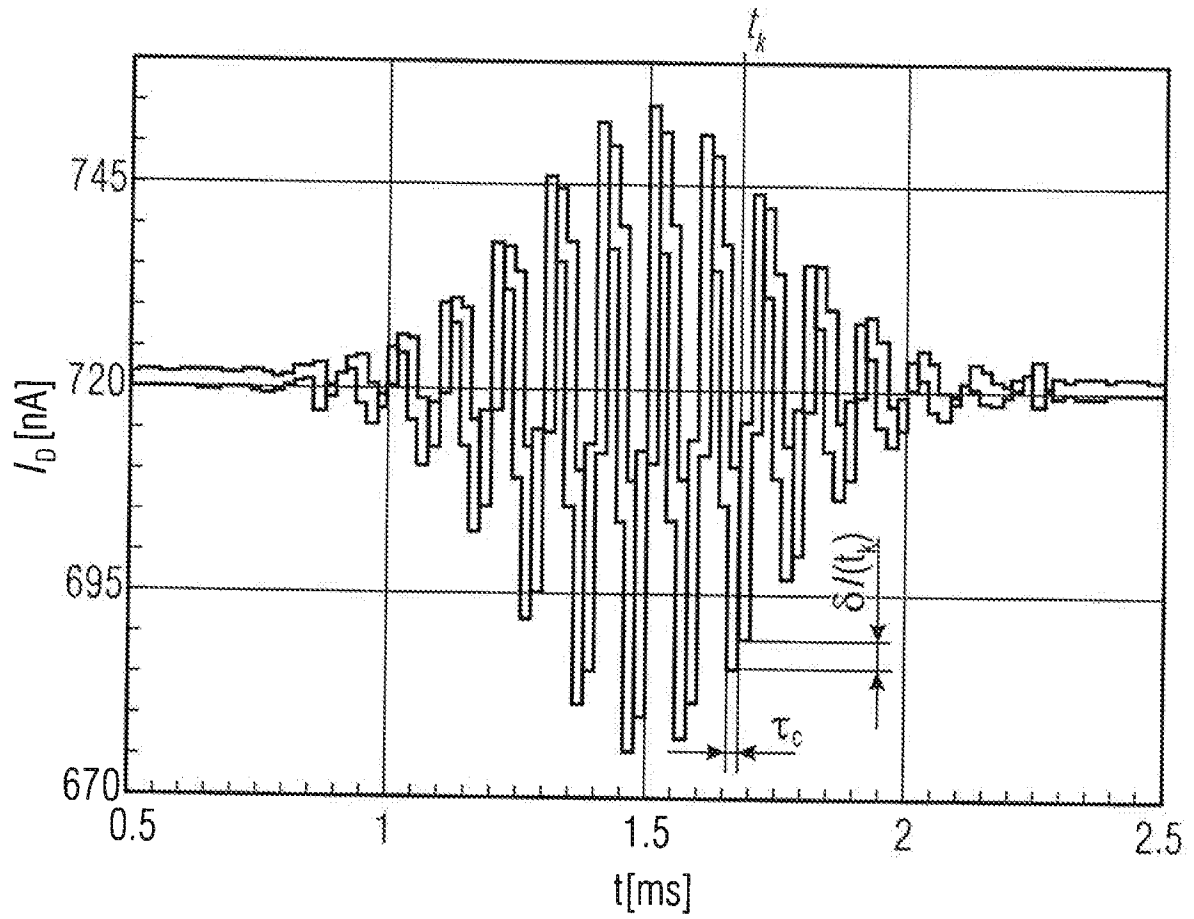


FIG 28

27/55

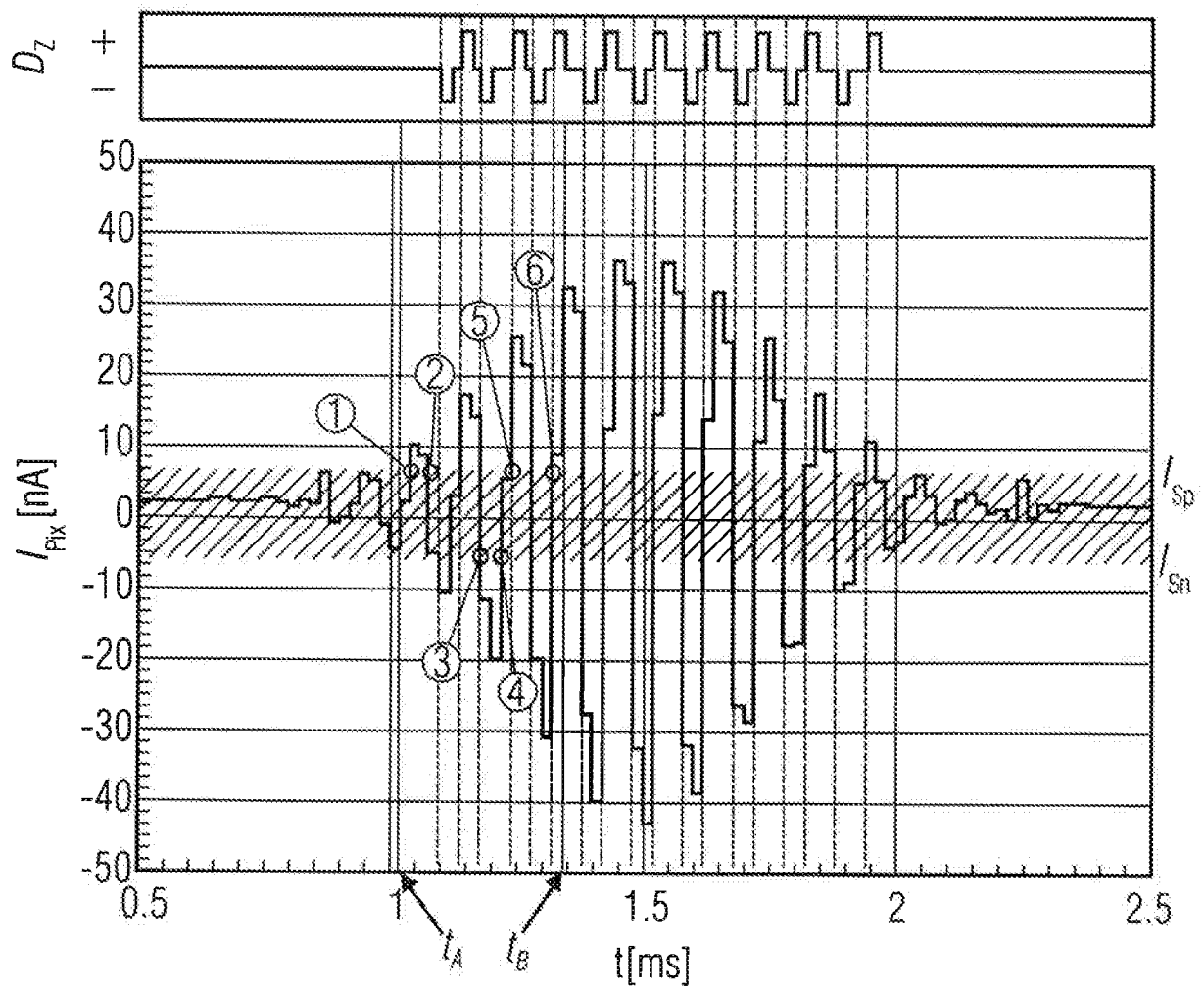


FIG 29

28/55

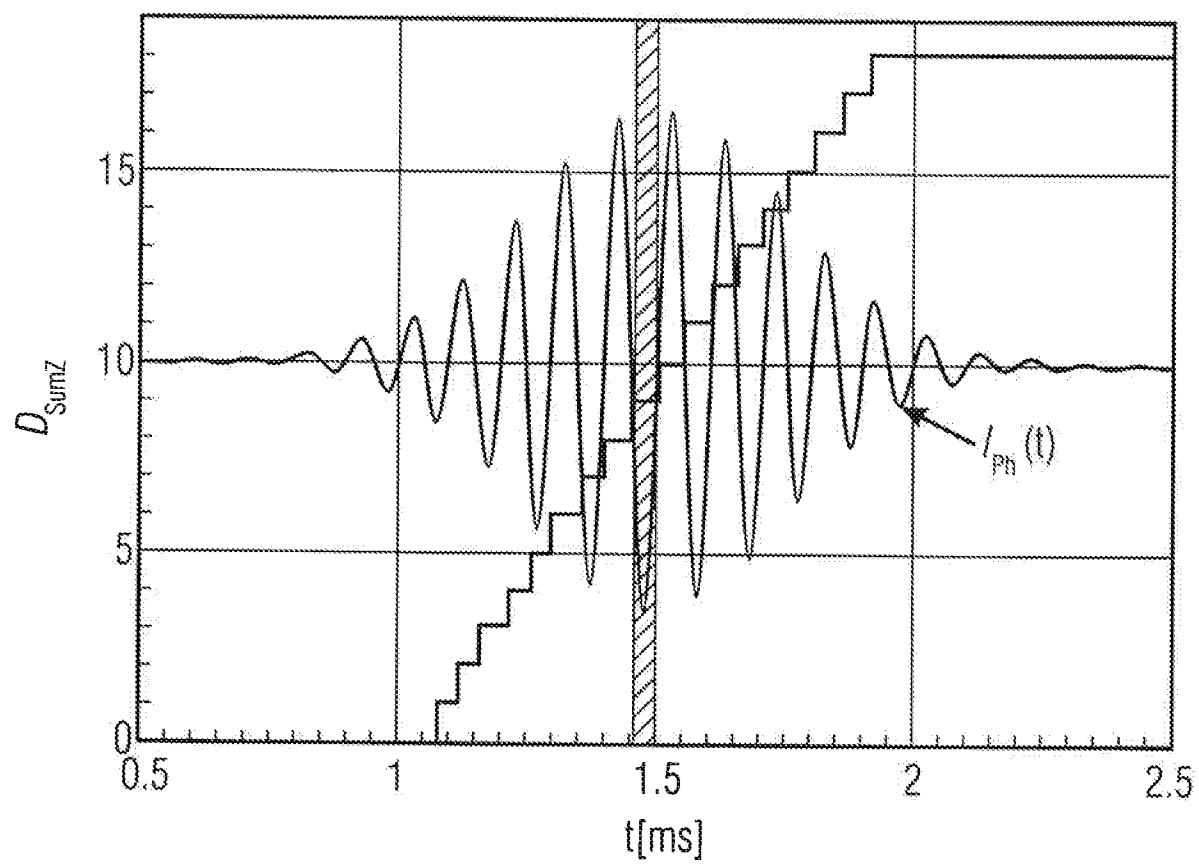


FIG 30

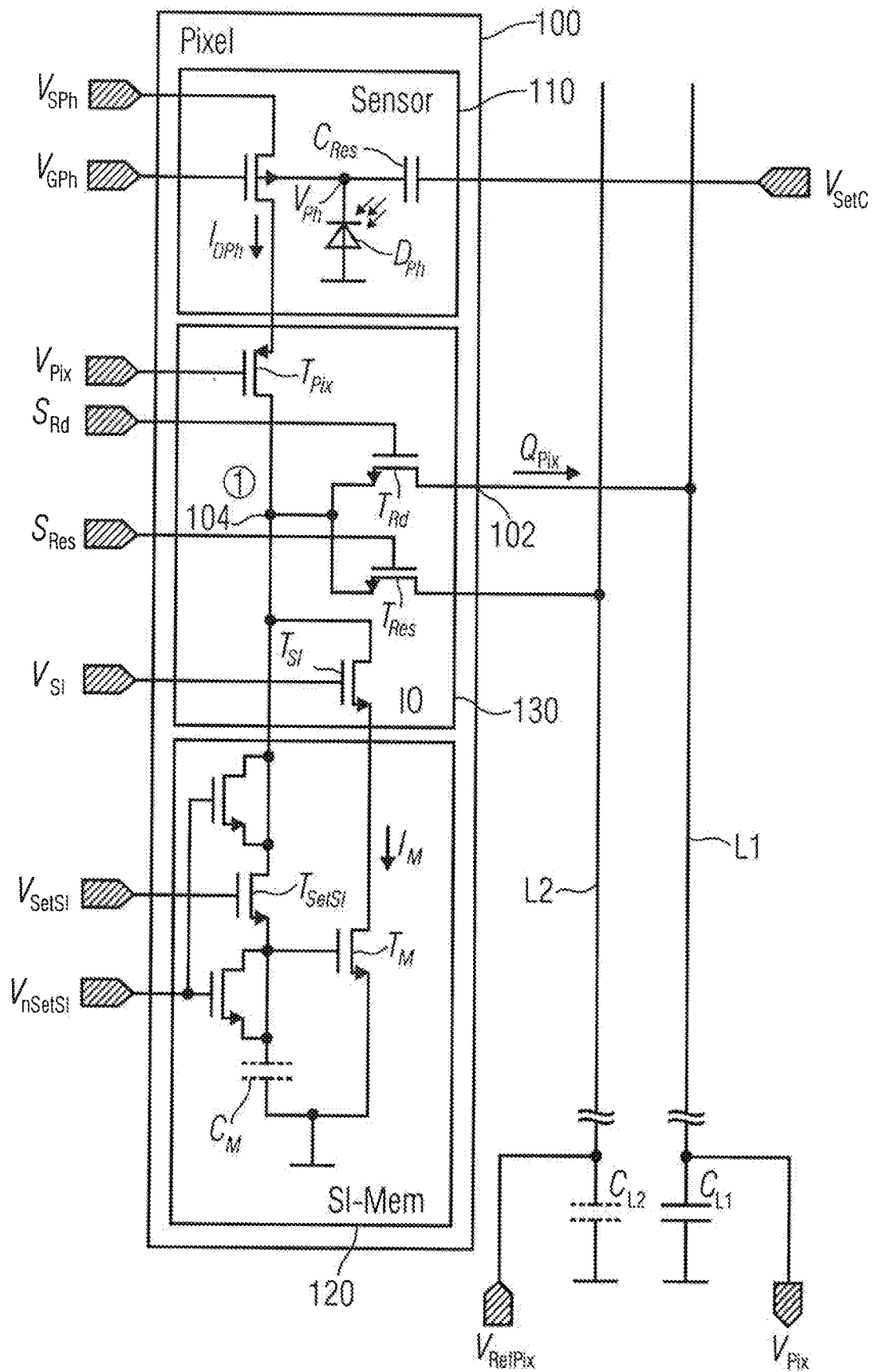


FIG 31A

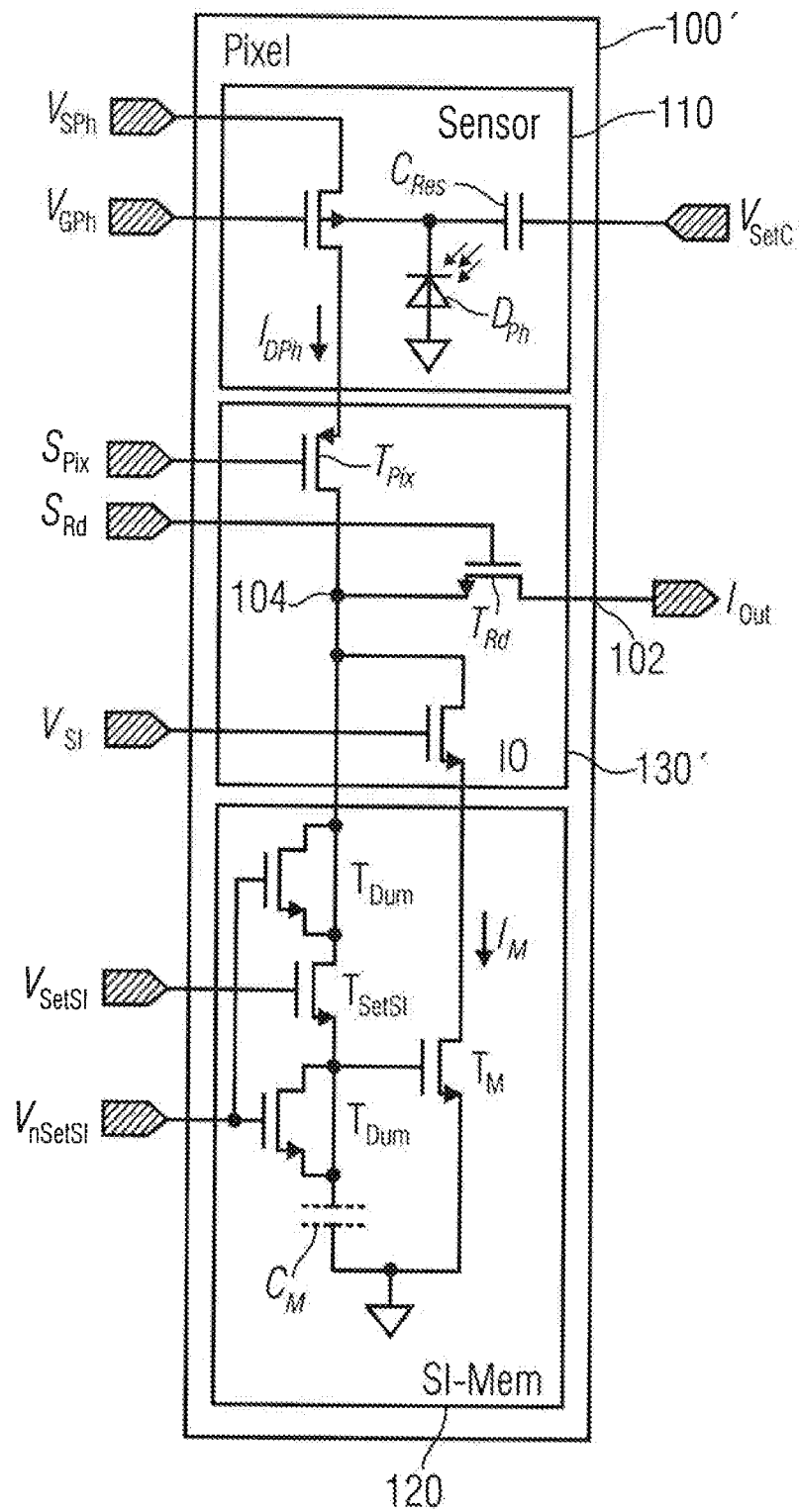
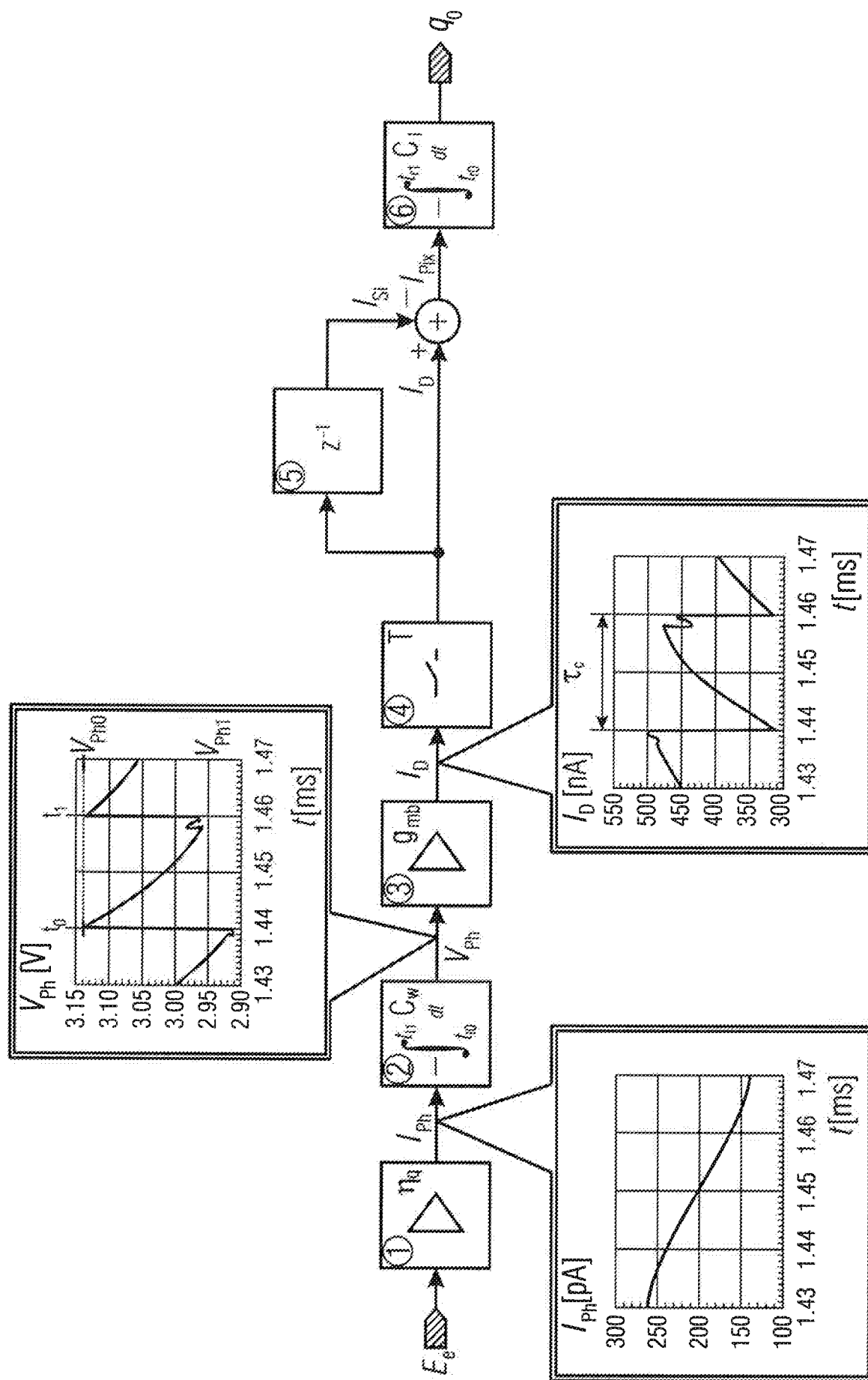


FIG 31B



(a)

FIG 32

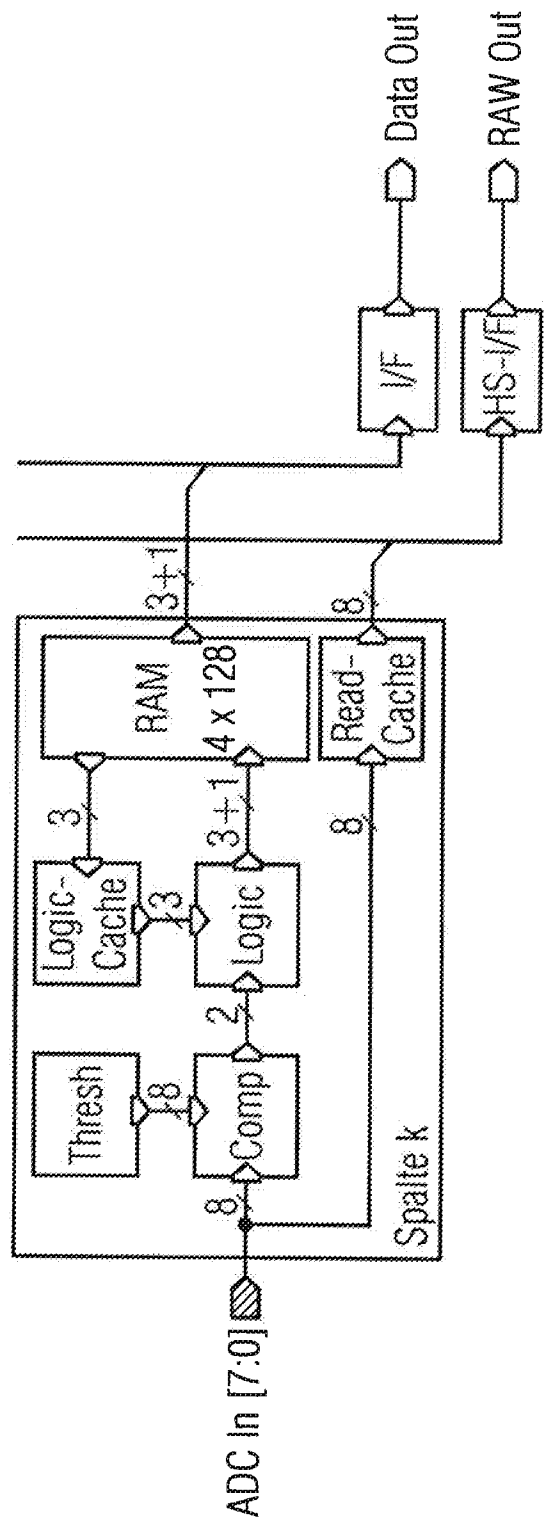


FIG 34

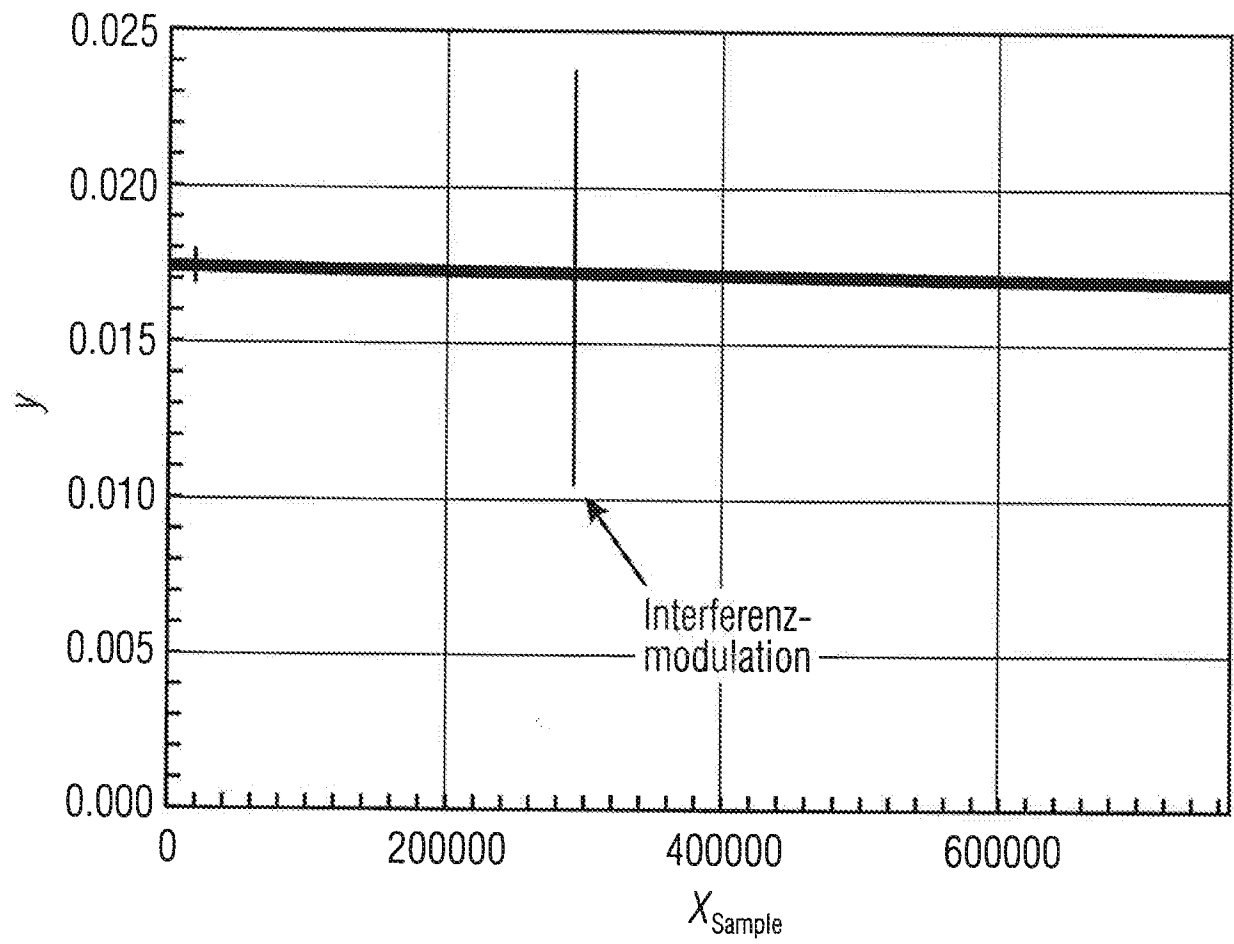


FIG 35A

35/55

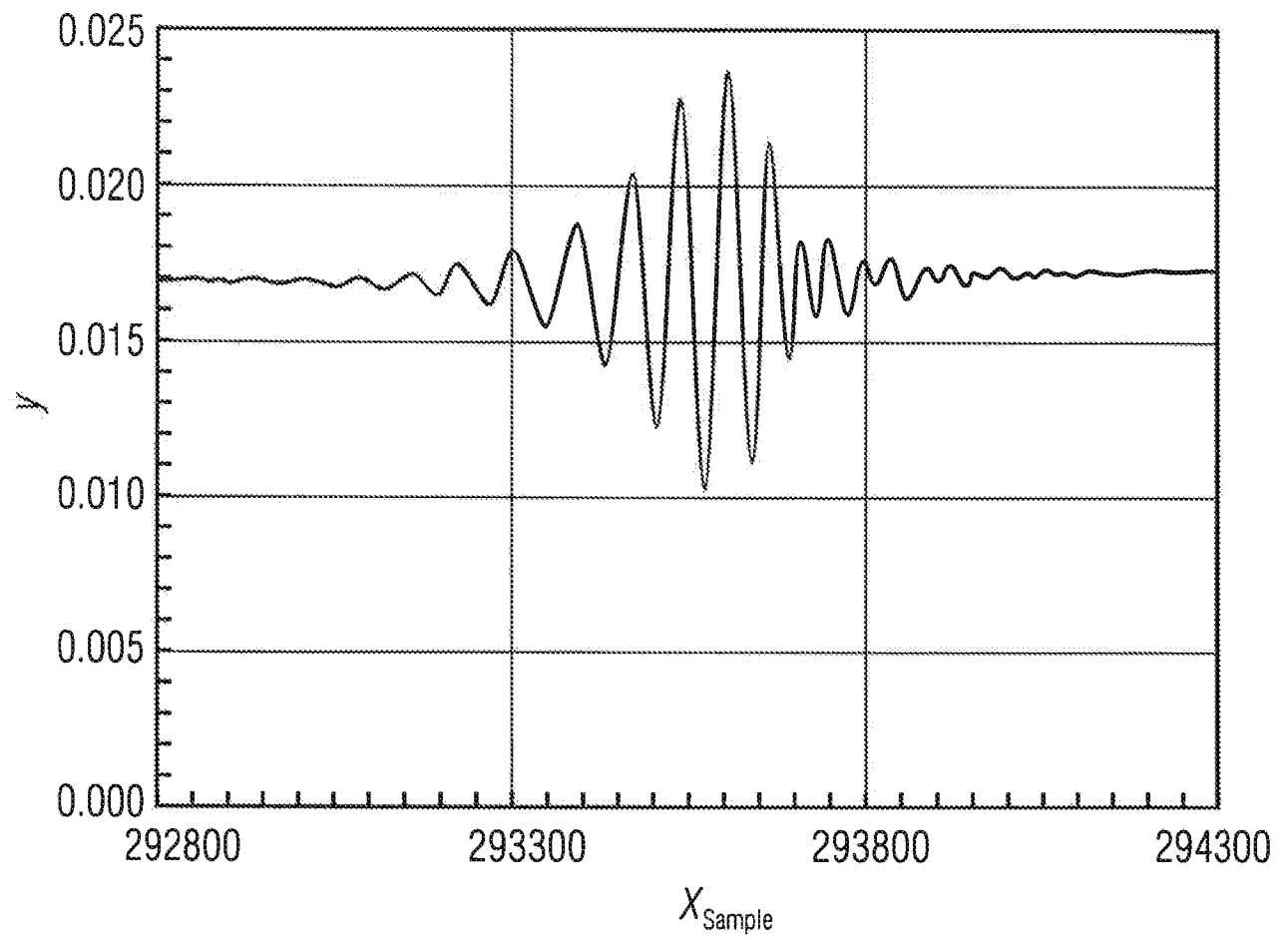


FIG 35B

36/55

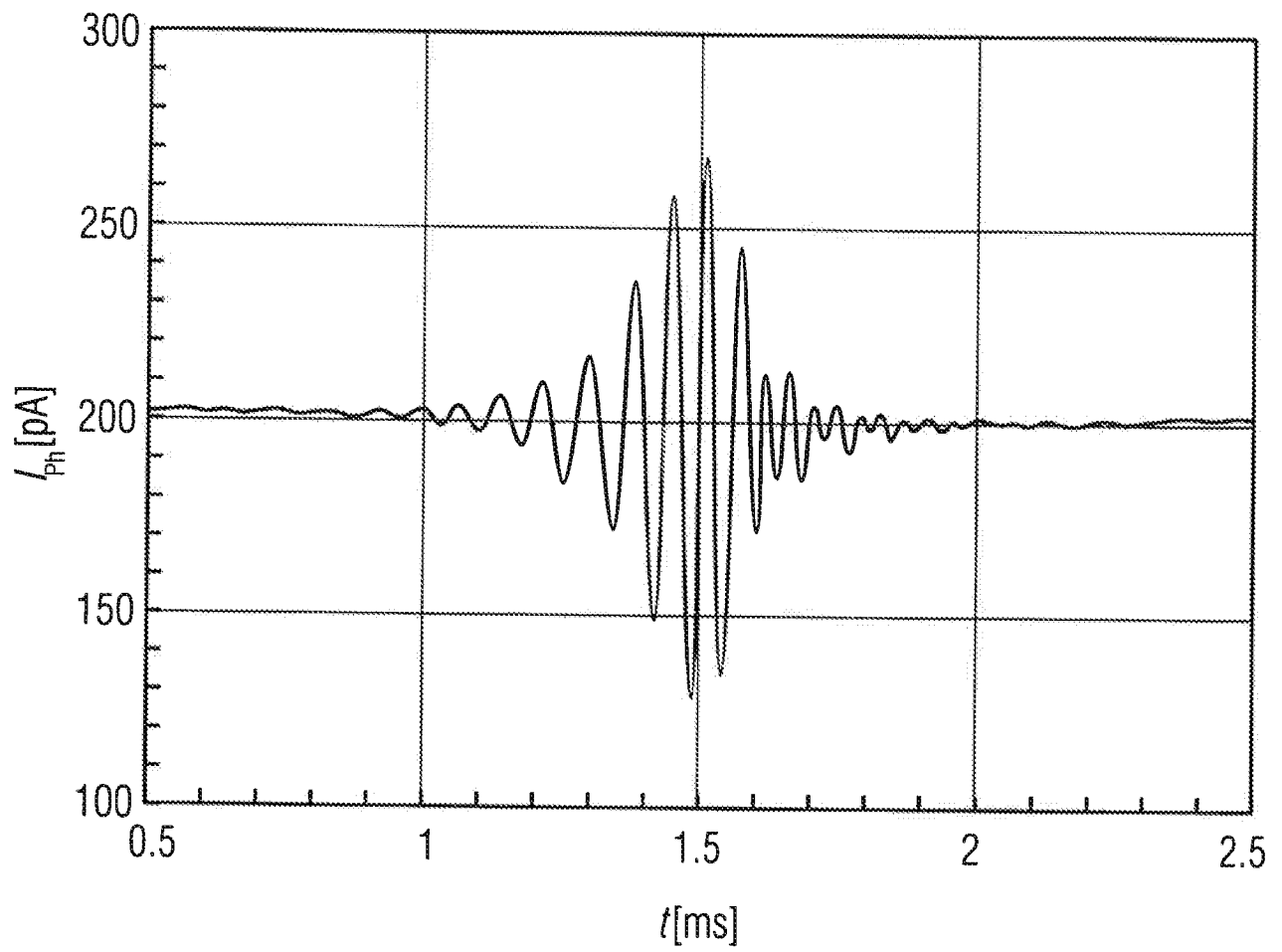


FIG 36

37/55

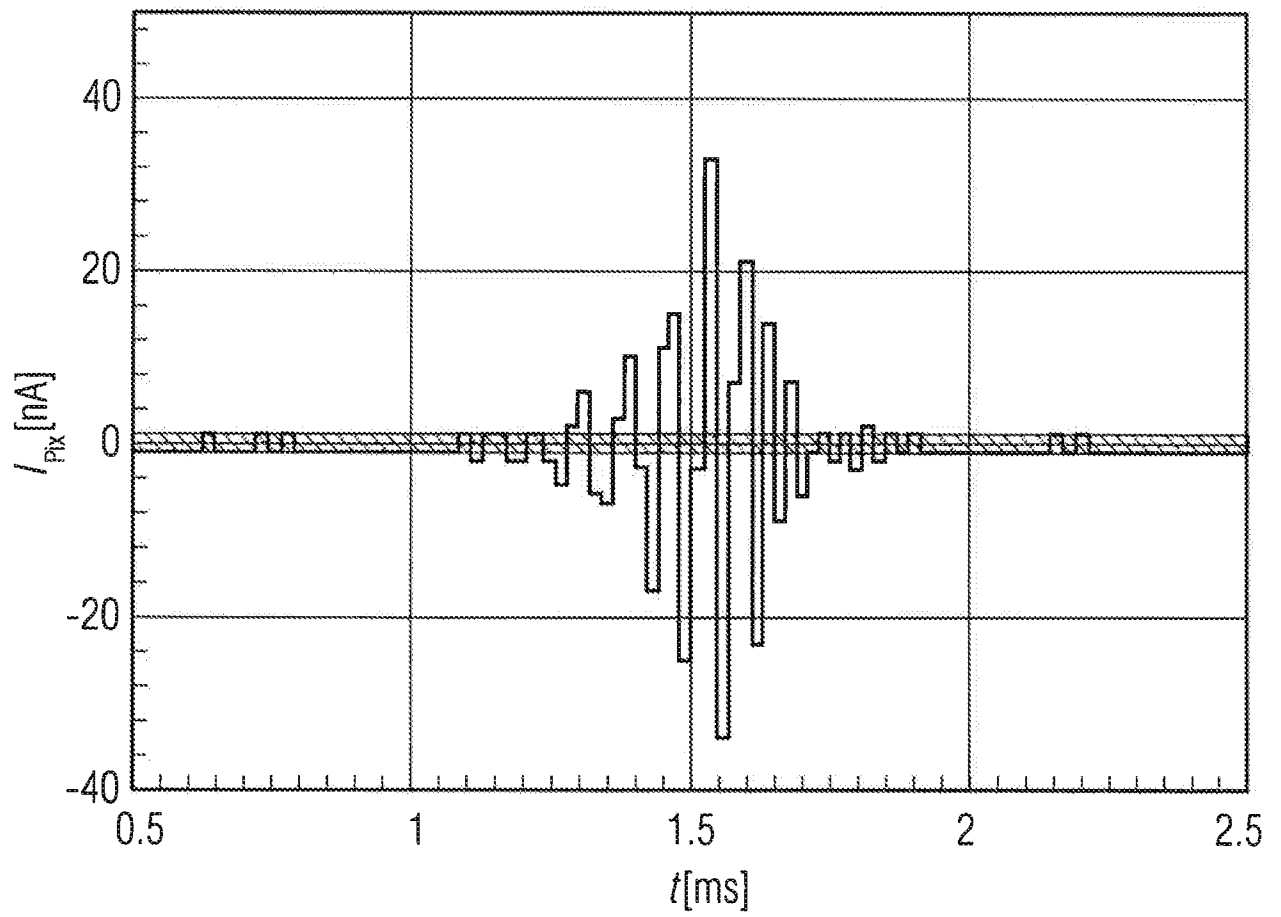


FIG 37

38/55

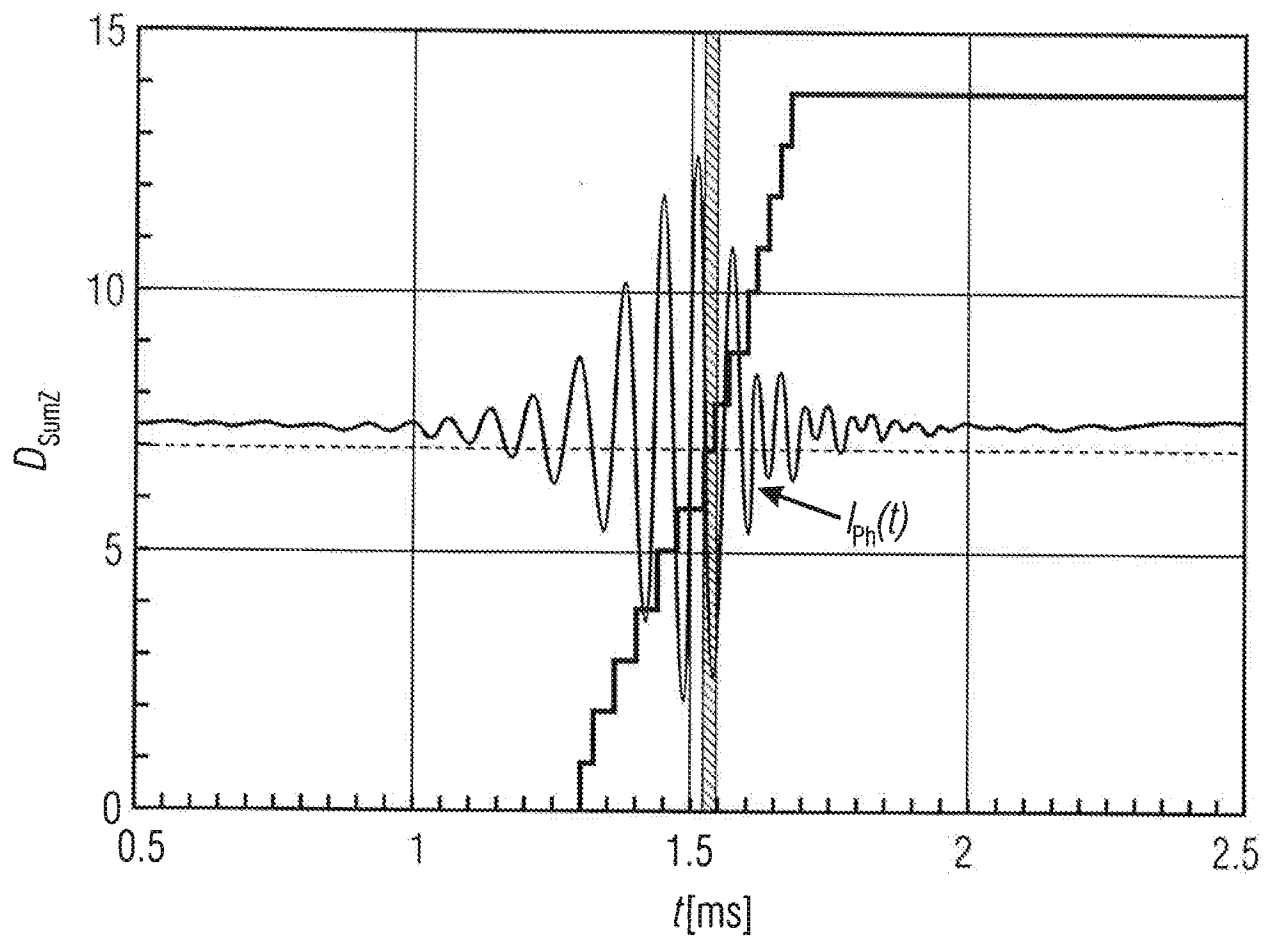


FIG 38

39/55

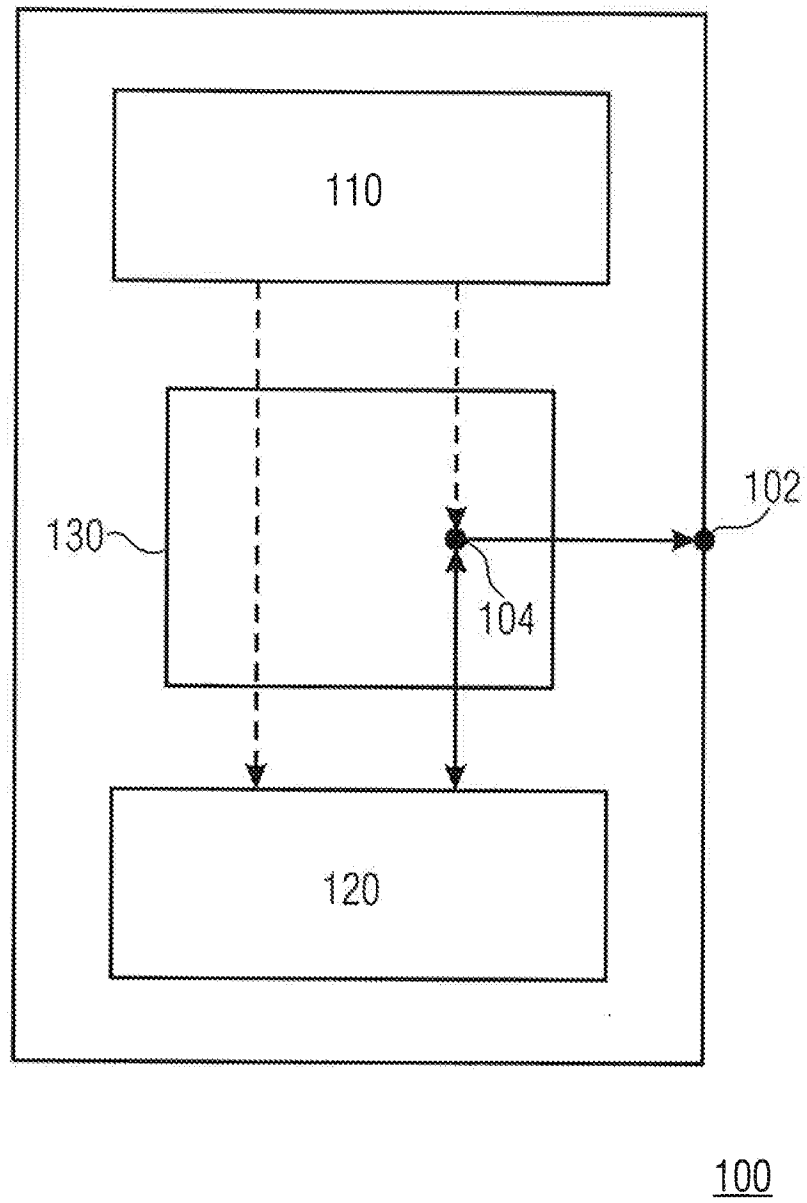


FIG 39A

40/55

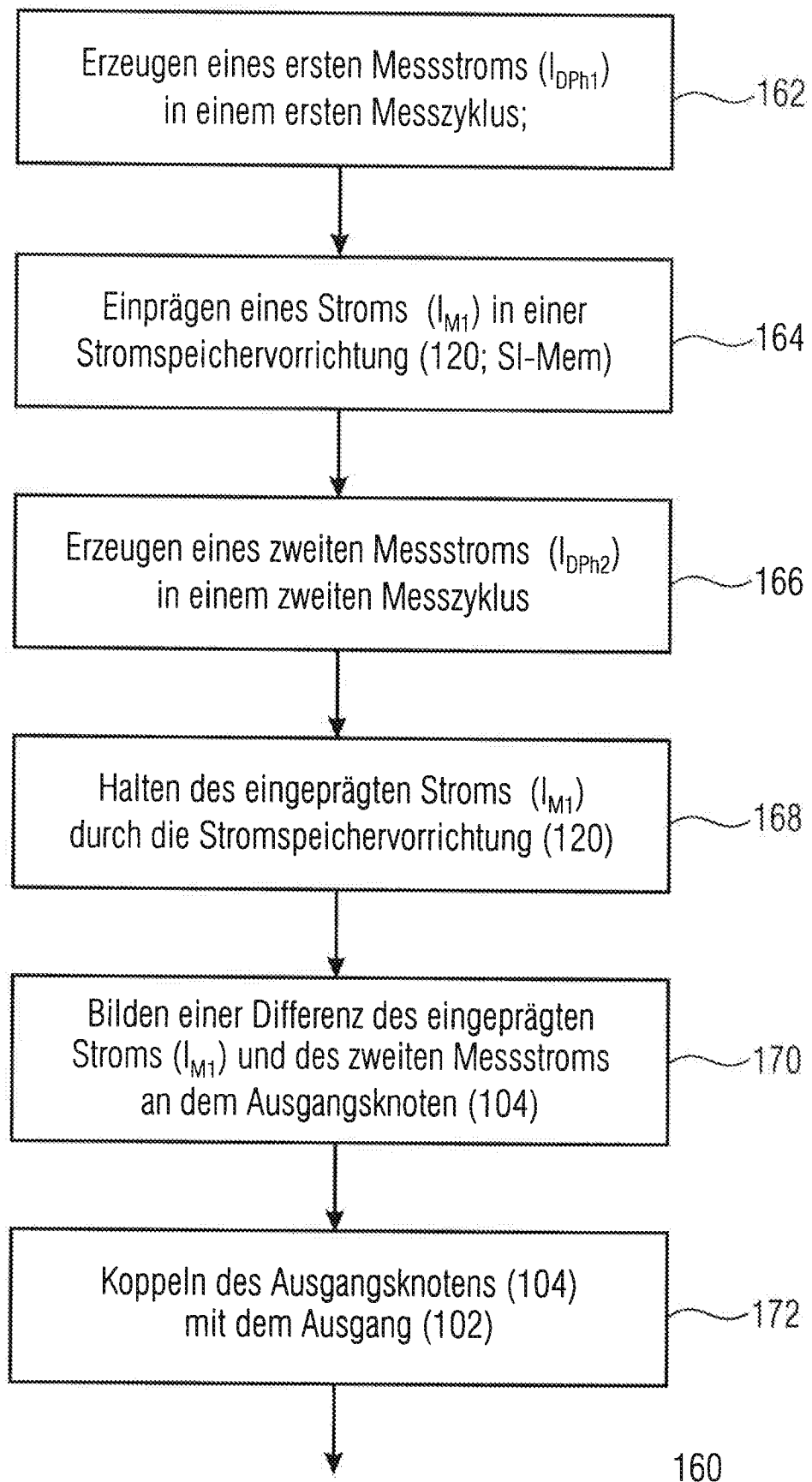


FIG 39B

41/55

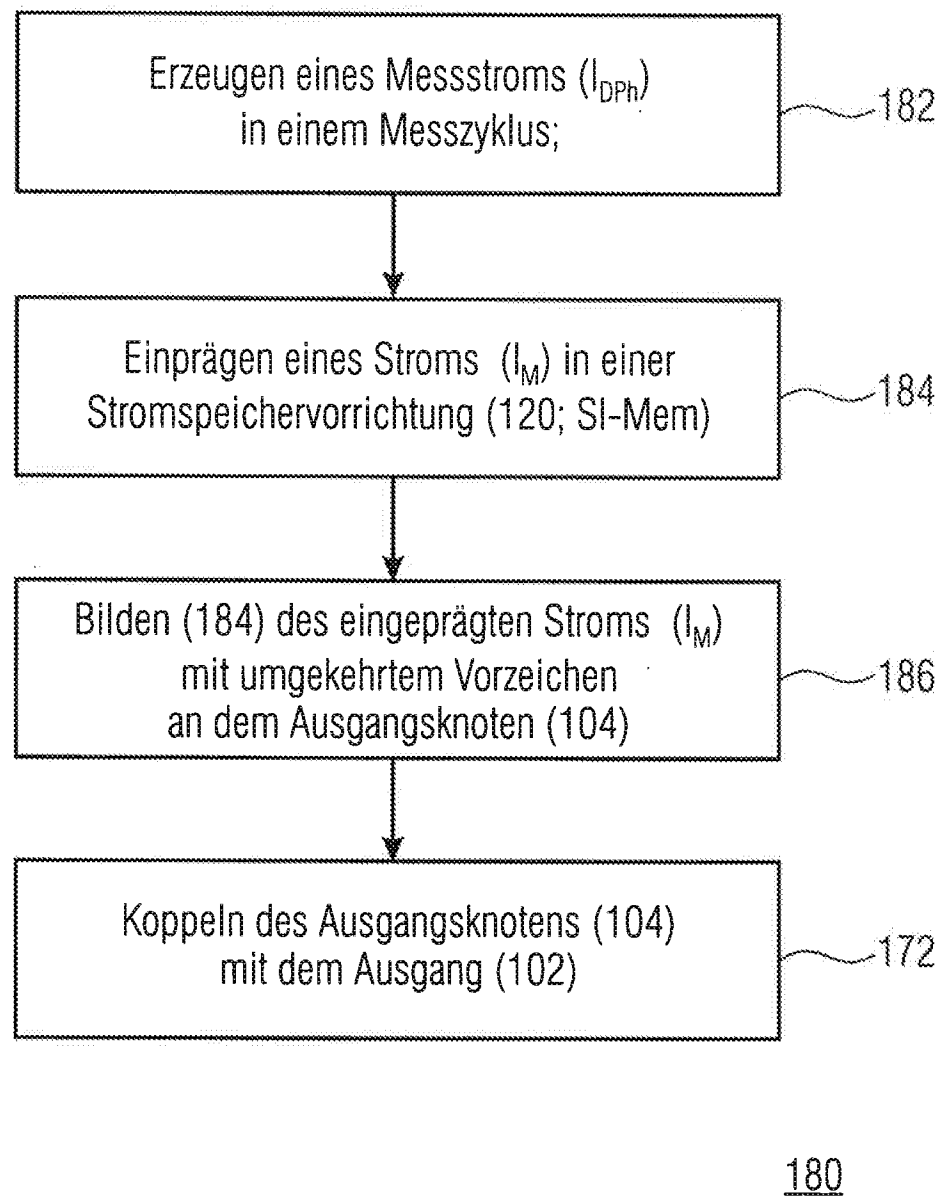


FIG 39C

42/55

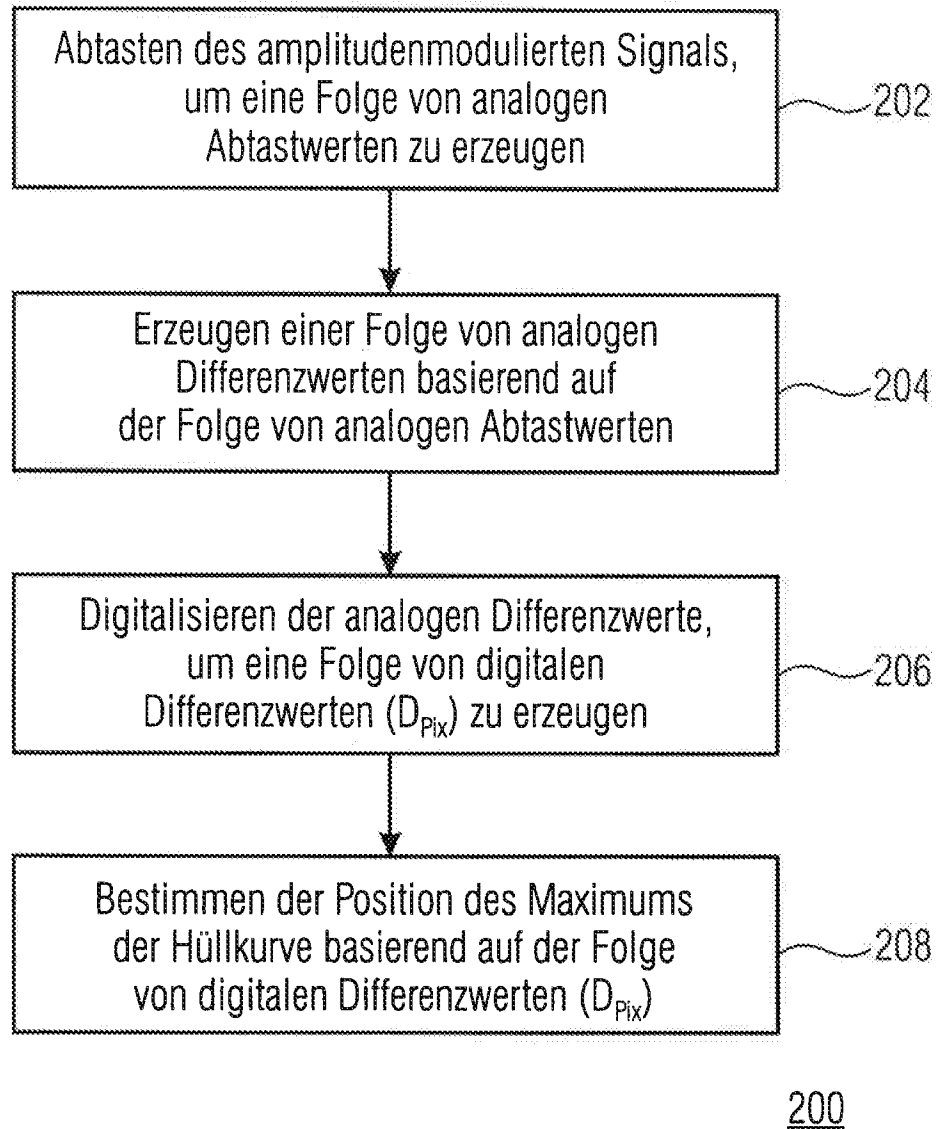


FIG 40

43/55

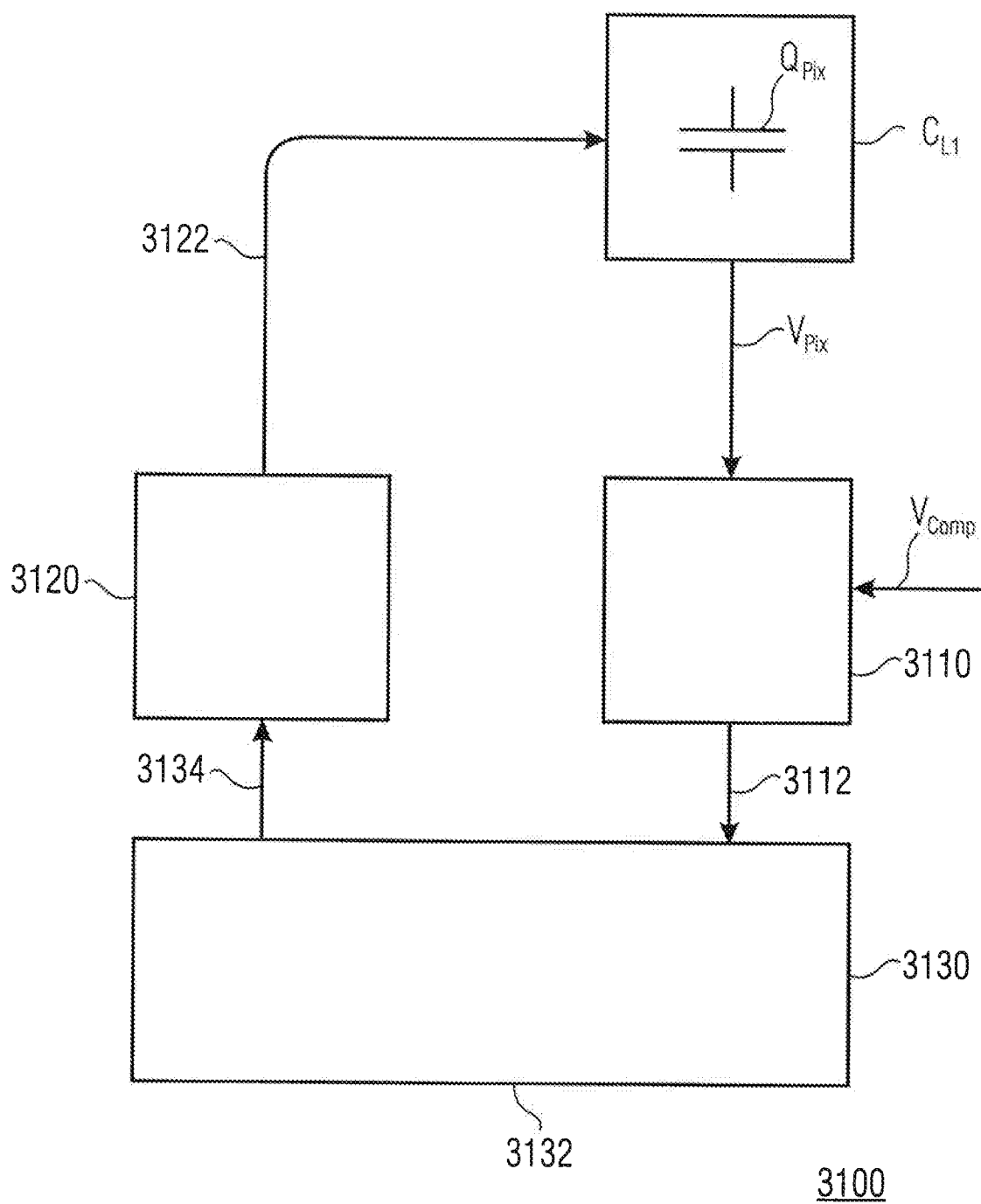


FIG 41A

44/55

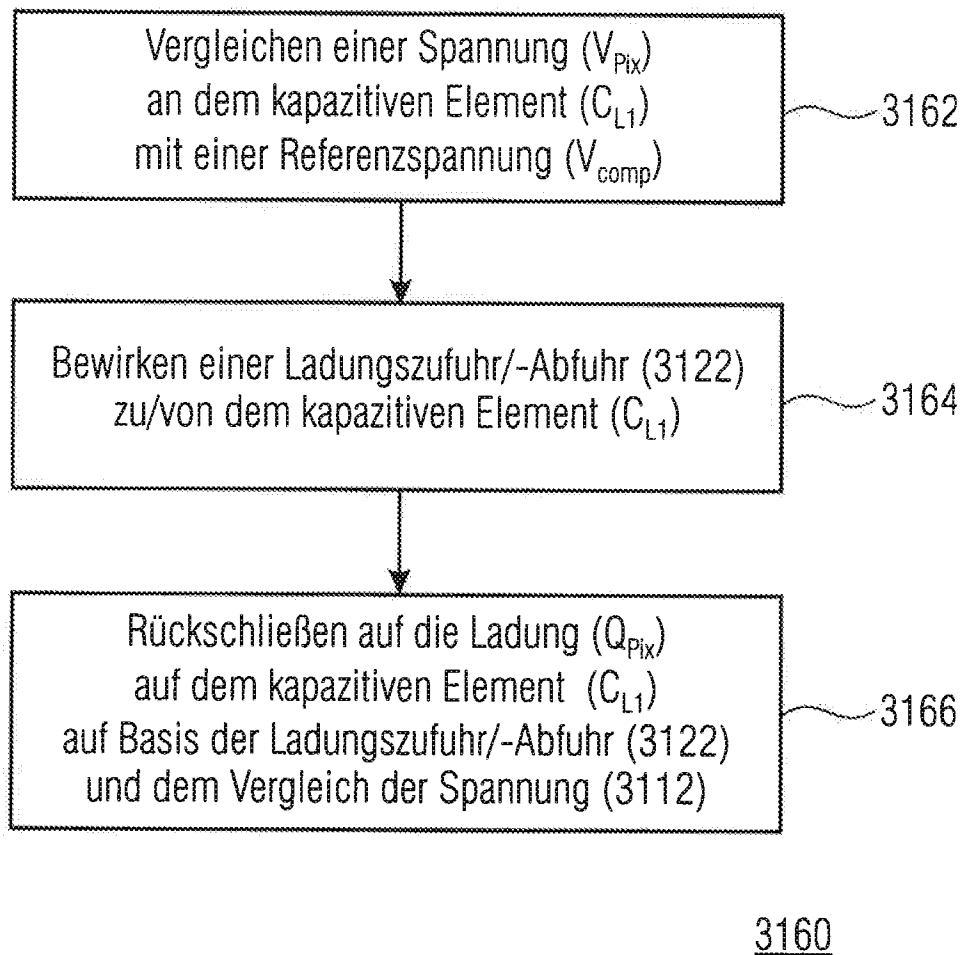


FIG 41B

45/55

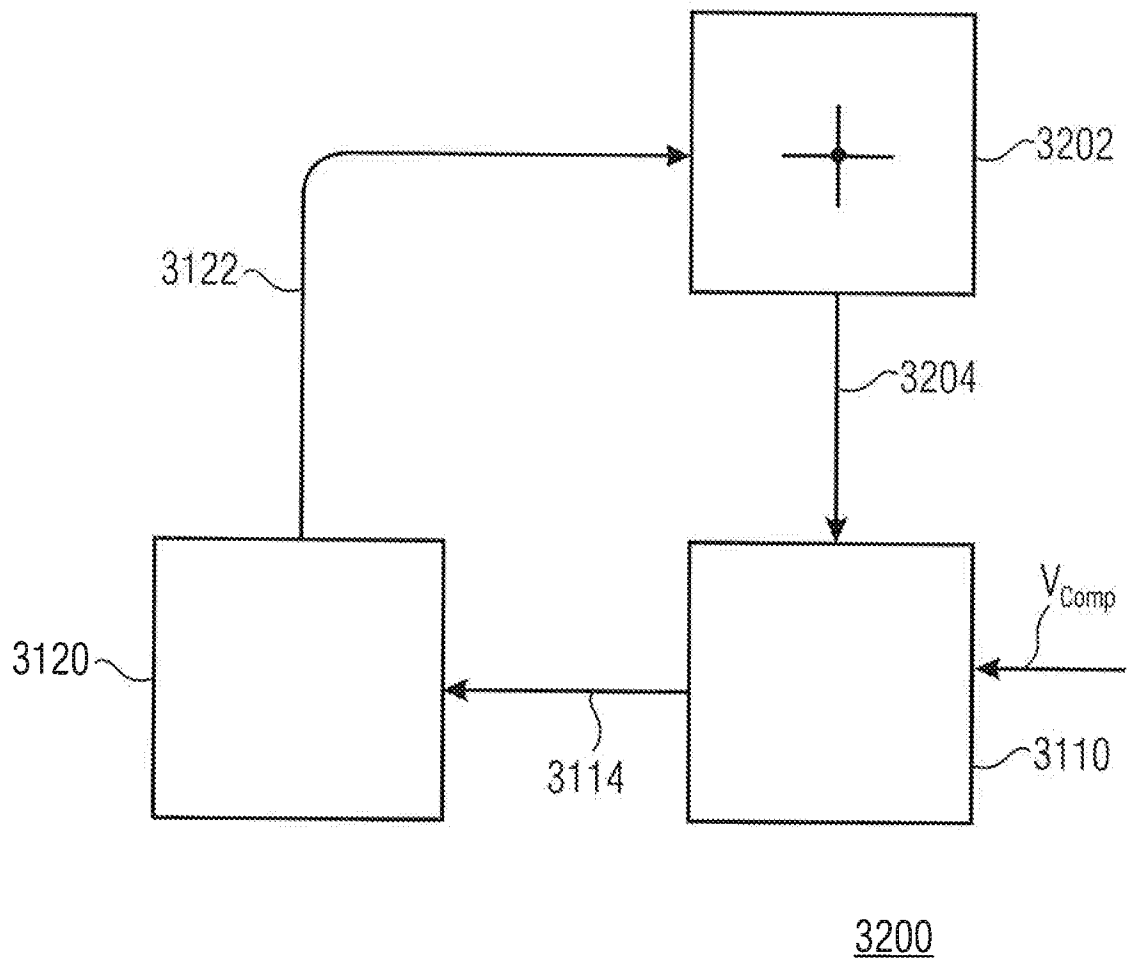


FIG 41C

46/55

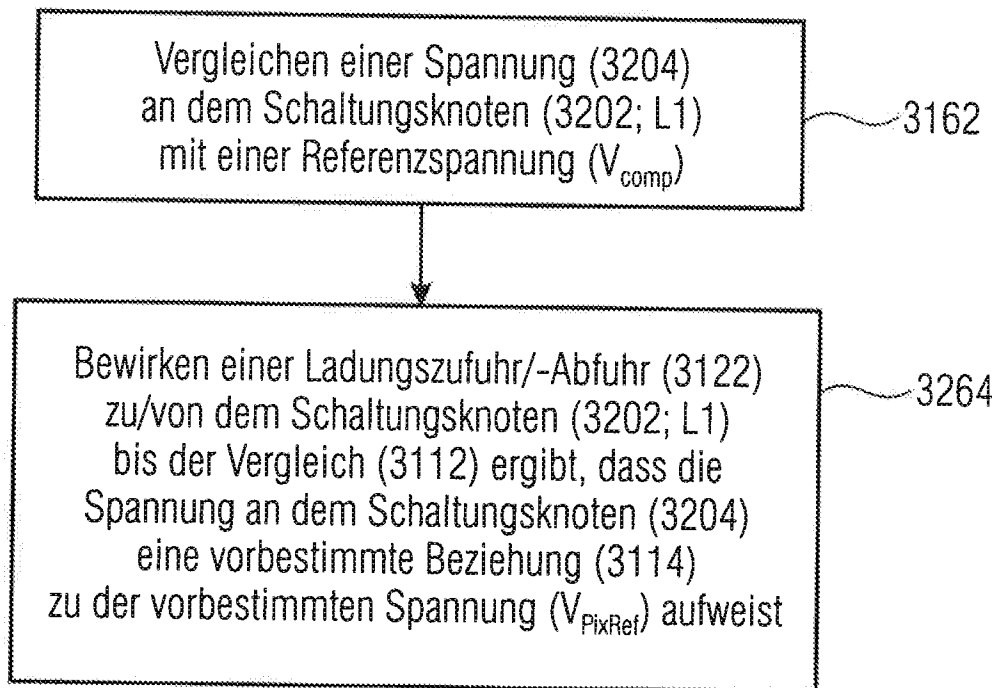


FIG 41D

47/55

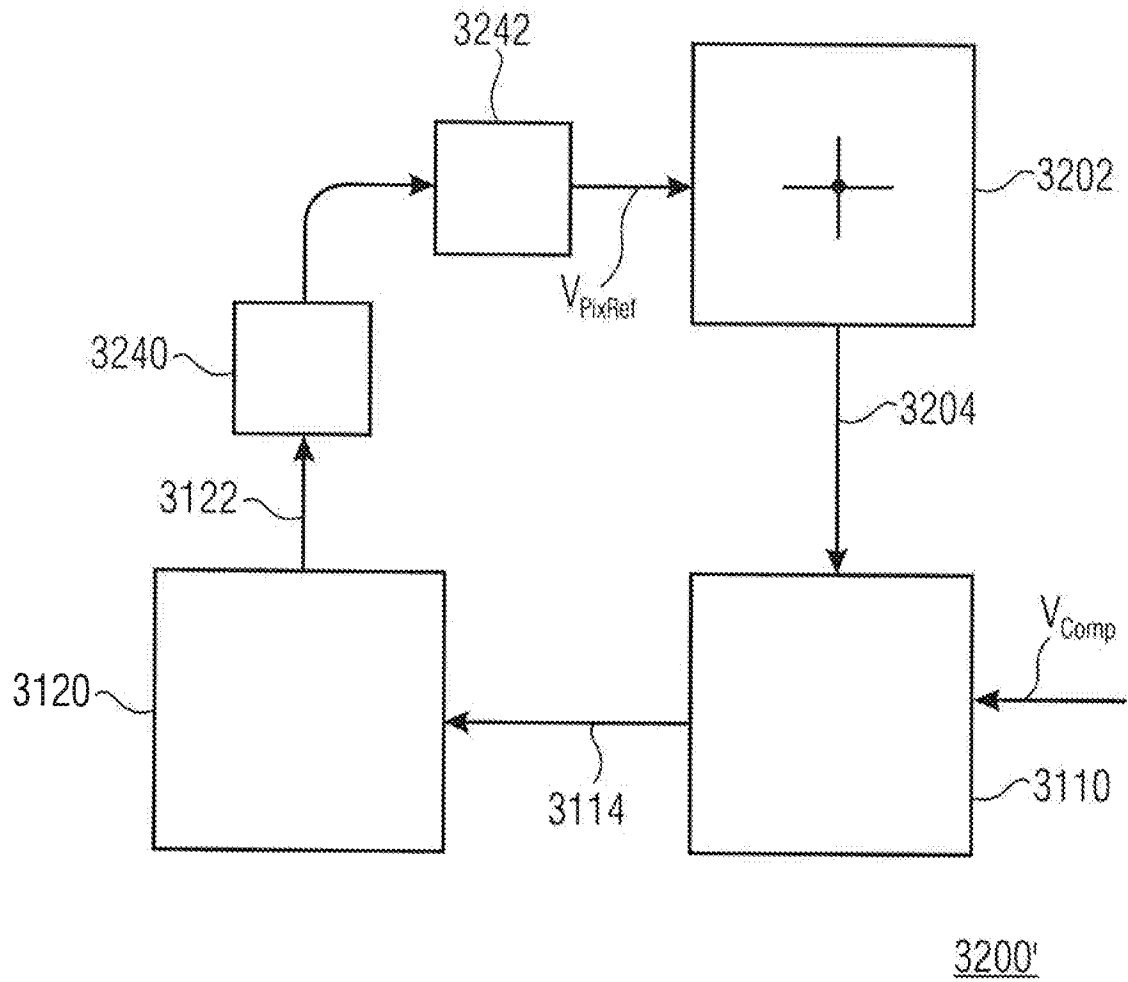


FIG 41E

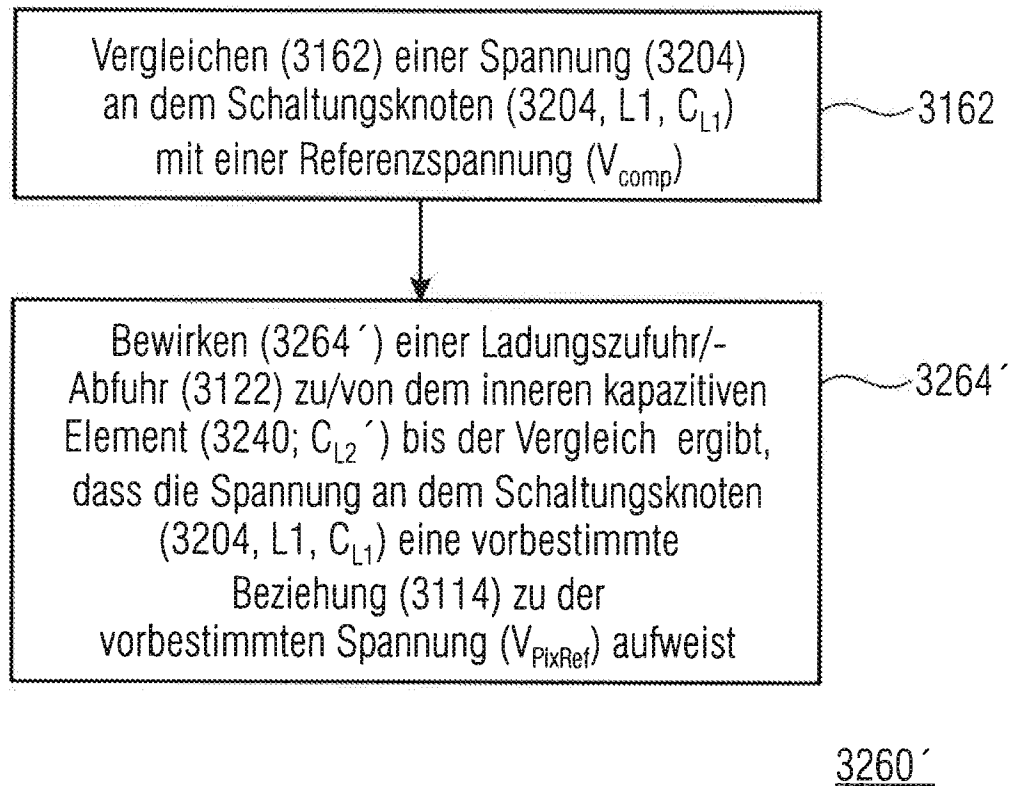


FIG 41F

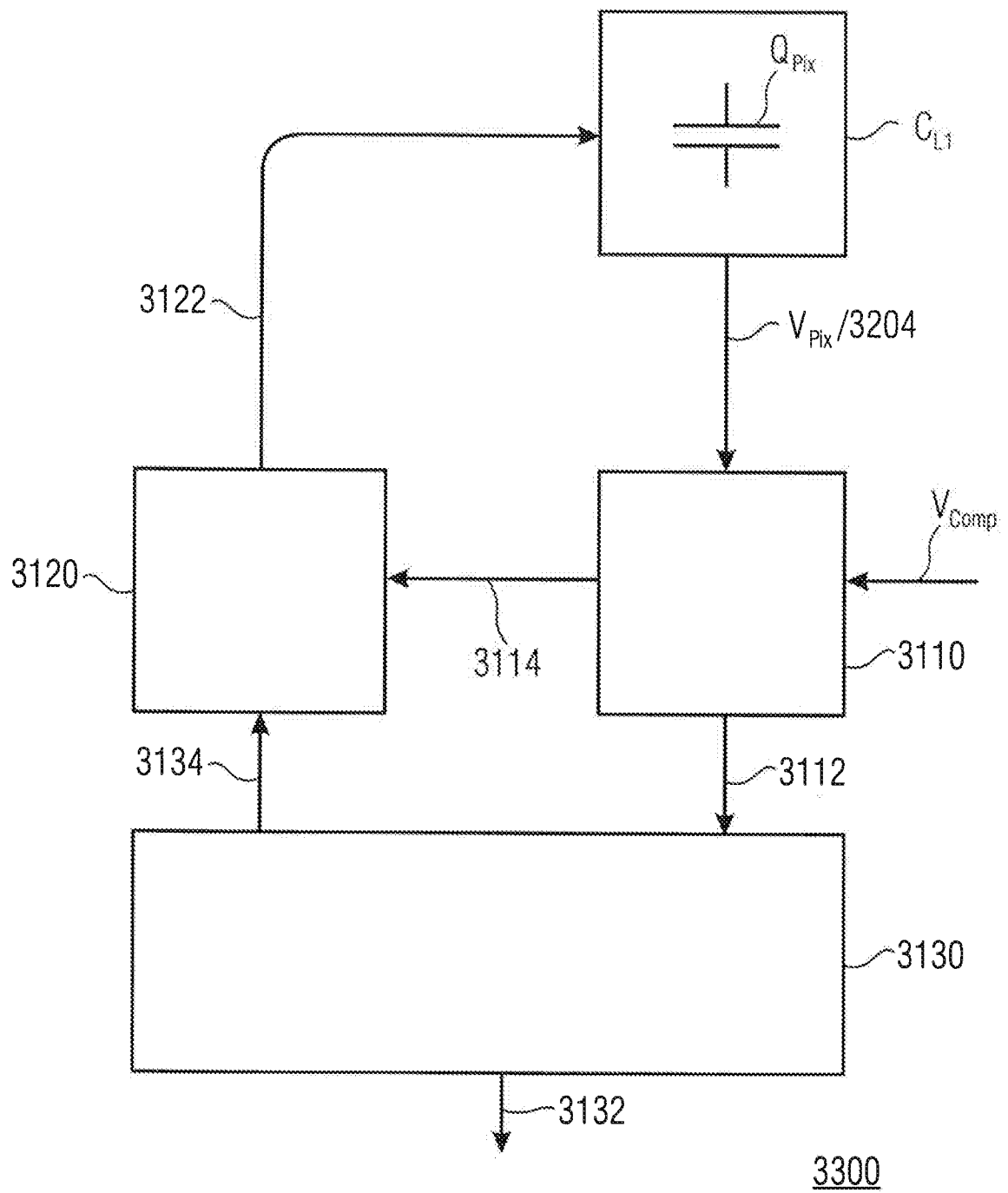


FIG 41G

50/55

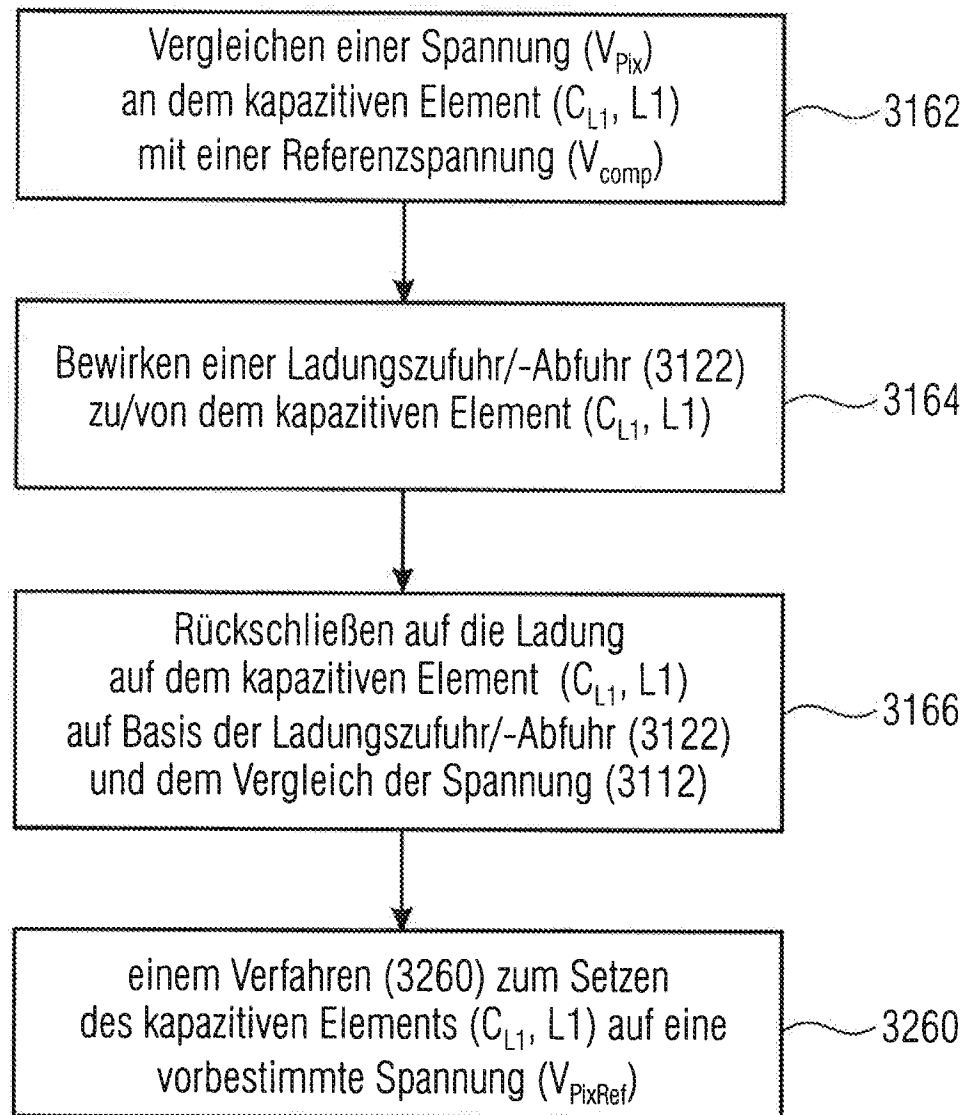
3360

FIG 41H

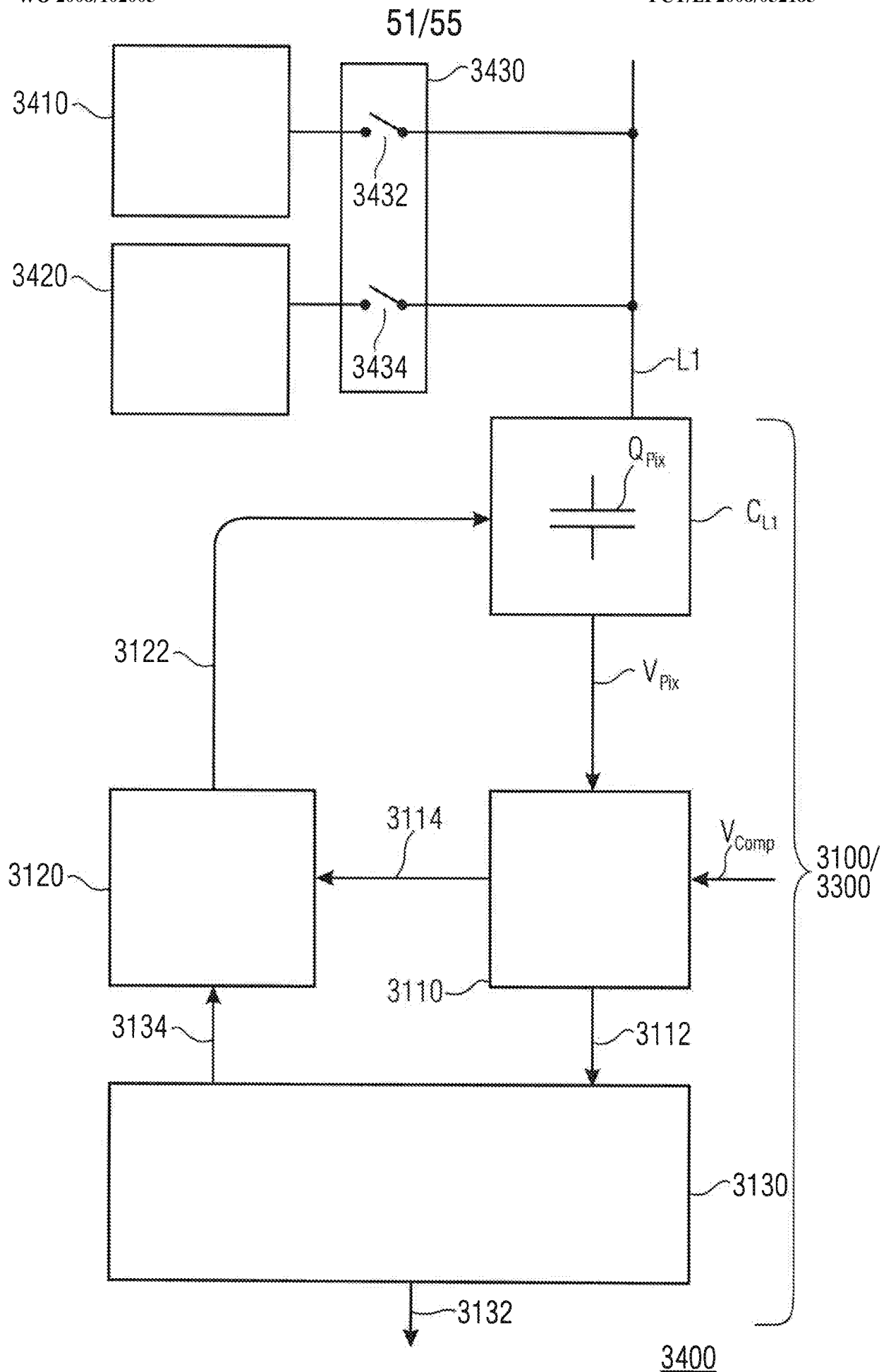


FIG 41I

52/55

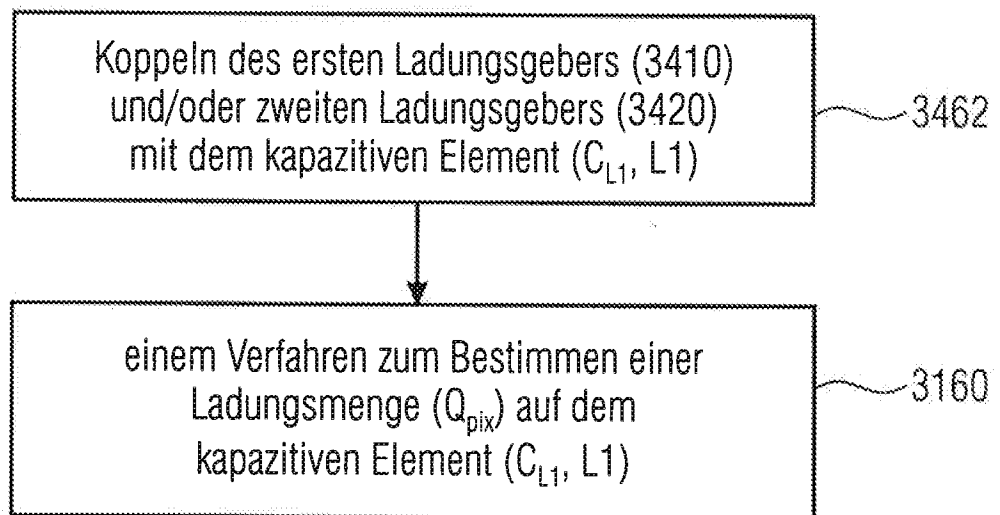


FIG 41J

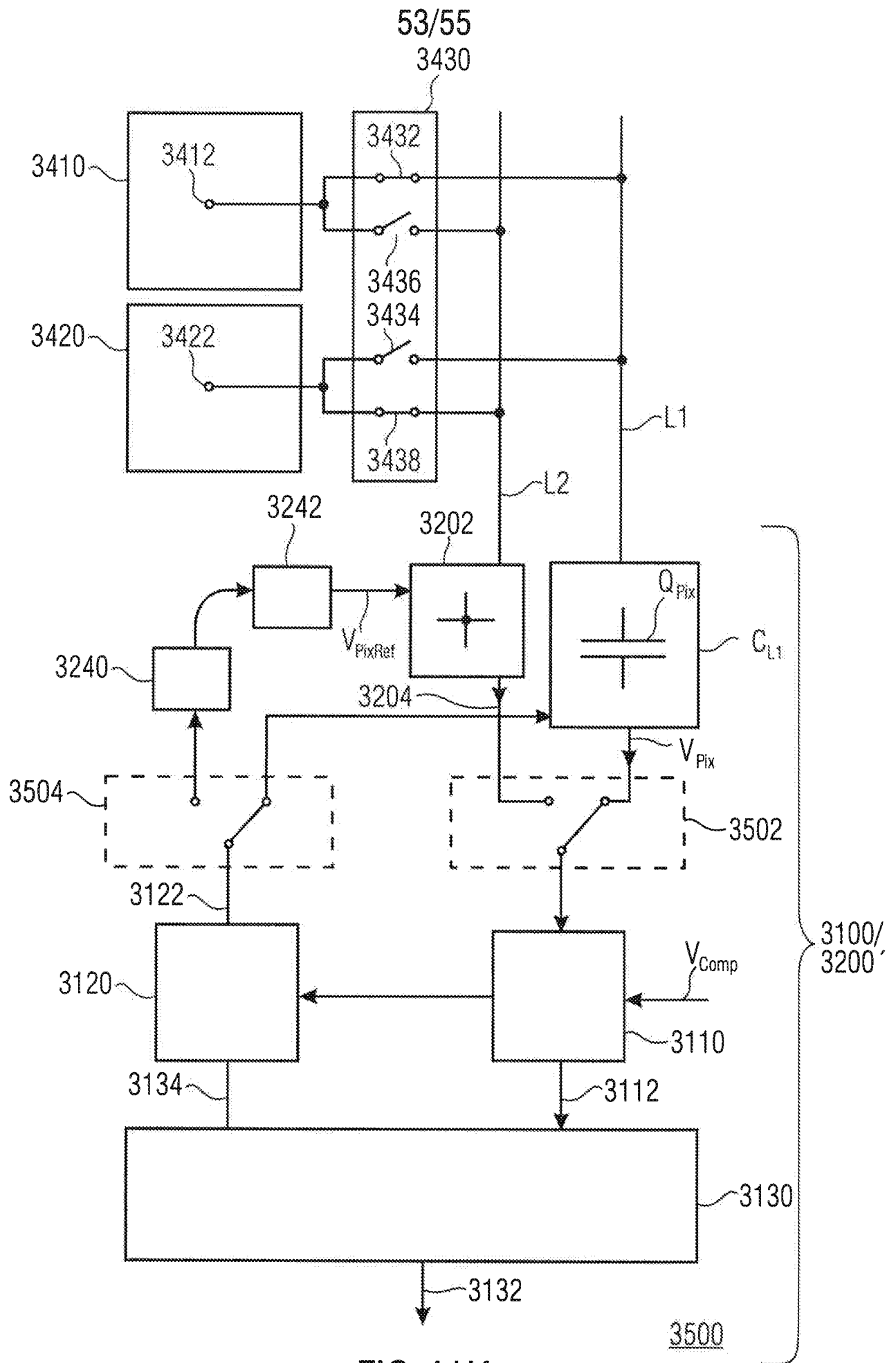


FIG 41K

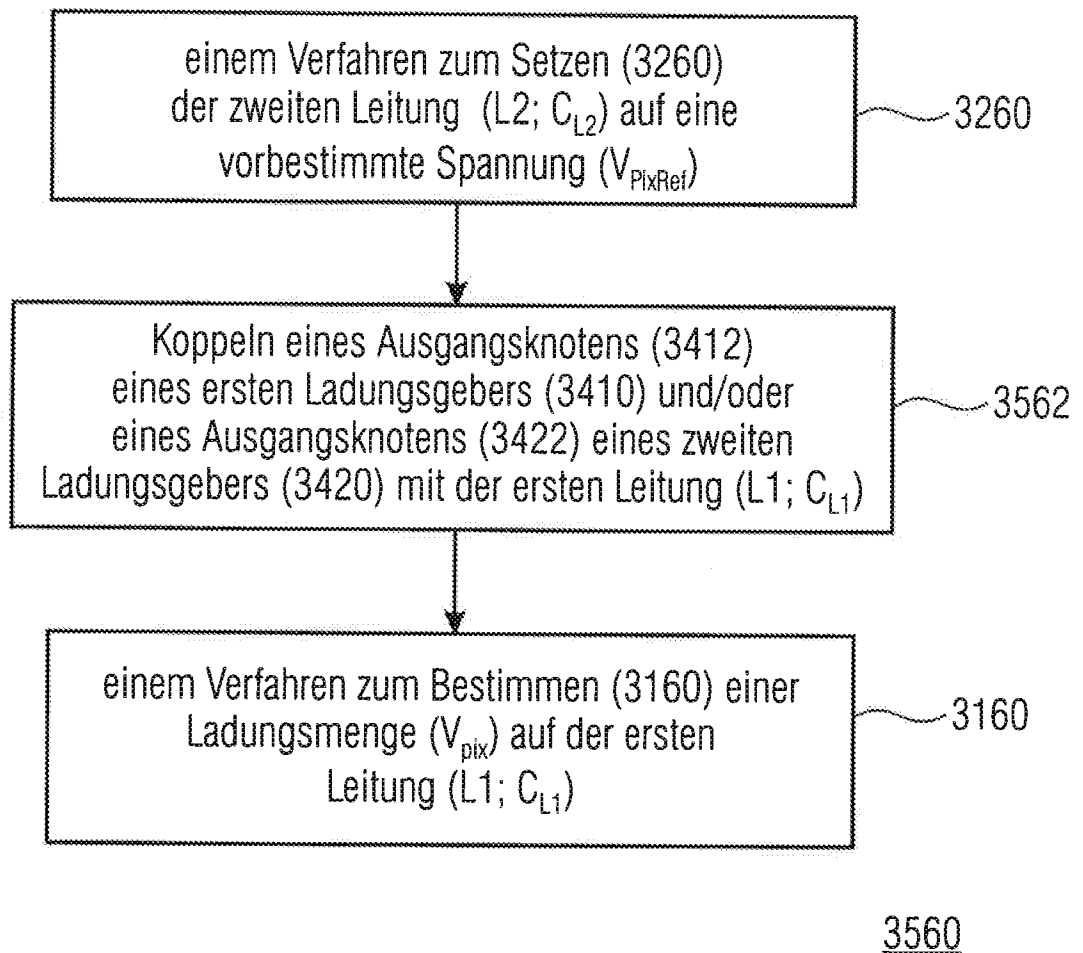


FIG 41L

55/55

