

3 Ausleseschaltungen für Photosensoren

Die Umwandlung von Lichteinstrahlung in elektrische Signale innerhalb des Photosensors wurde in Kapitel 2 für CMOS-kompatible Photosensoren untersucht. Ist der Photosensor Teil eines Photosensorarrays, so wird im folgenden von einem Photosensorelement gesprochen. In dieser Arbeit liegt der Schwerpunkt zwar bei eindimensionalen Photosensorarrays, jedoch können die in diesem Kapitel behandelten Schaltungen selbstverständlich auch für zweidimensionale Arrays verwendet werden.

Alle in Kapitel 2 behandelten CMOS-kompatiblen Photosensoren lassen sich allgemein durch einen Zweipol als Kleinsignal-ESB repräsentieren, wobei beim Photo-MOSFET eine konstante Gate-Source-Spannung und beim bipolaren pnp-Phototransistor eine floatende Basis vorausgesetzt wird:

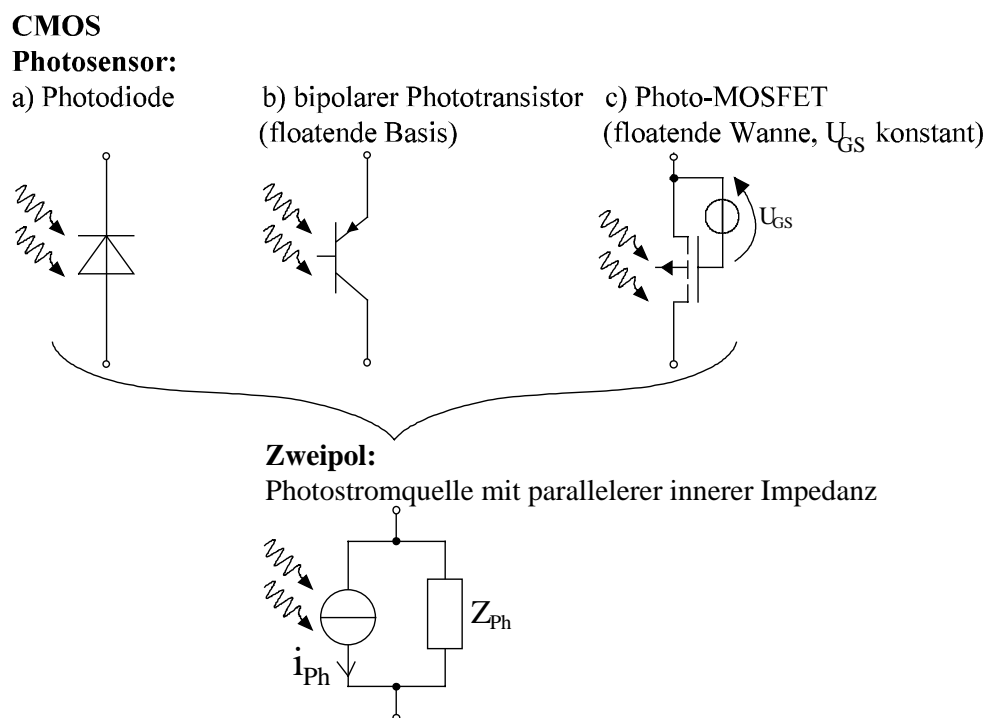


Bild 3.1: Kleinsignal-ESB eines allgemeinen Photosensors

Z_{Ph} beschreibt die innere Impedanz des allgemeinen Photosensors und i_{Ph} bezeichnet den kleinsignalmäßigen Photostrom.

Schaltungsmaßnahmen, die den Photosensor oder das Photosensorelement konditionieren (z.B. Arbeitspunkteinstellung, Kompensation des Dunkelstroms, Rauschunterdrückung, usw.), das elektrische Signal in bestimmter Weise aufbereiten (z.B. Logarithmierung, Verstärkung, Impedanzwandlung, usw.) oder das Photosensorelement eines Arrays auswählen (z.B. Schalter) werden im folgenden verallgemeinert Ausleseschaltungen genannt, da all diese

Maßnahmen dazu beitragen, das elektrische Signal in geeigneter Form aus dem Photosensor auszulesen und es einer darauffolgenden Schaltung zu Verfügung zu stellen. Im einfachen Fall kann die darauffolgende Schaltung eine Treiberschaltung für die Ausgabe des Signals an den Chipausgang sein. Im Fall eines komplexeren integrierten Bildsensorelements ist dies eine Schaltung zur Vorverarbeitung der vom Photosensorarray gelieferten elektrischen Signale (z.B. Kantenextraktion, Maximalwertdetektor, usw.). Bild 3.2 zeigt Beispiele von möglichen Ausleseschaltungen für Photosensorelemente in allgemeiner Form.

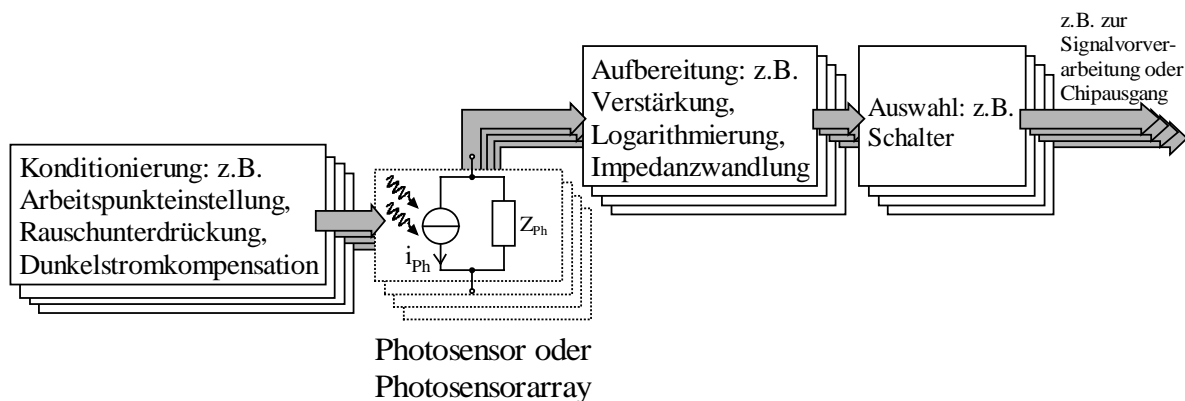


Bild 3.2: Beispiele von Ausleseschaltungen für Photosensoren

Durch geeignete Wahl des Photosensors und der Ausleseschaltung lassen sich verschiedene Transfer-Charakteristiken realisieren. Lineare und logarithmische Transfer-Charakteristiken werden üblicherweise verwendet. Bild 3.3 zeigt die Zusammenhänge bei der Photokonversion einer Photodiode mit anschließender Verstärkung durch die Ausleseschaltung (siehe dazu auch Bild 2.2). Die Verstärkung ist beispielsweise linear oder logarithmisch.

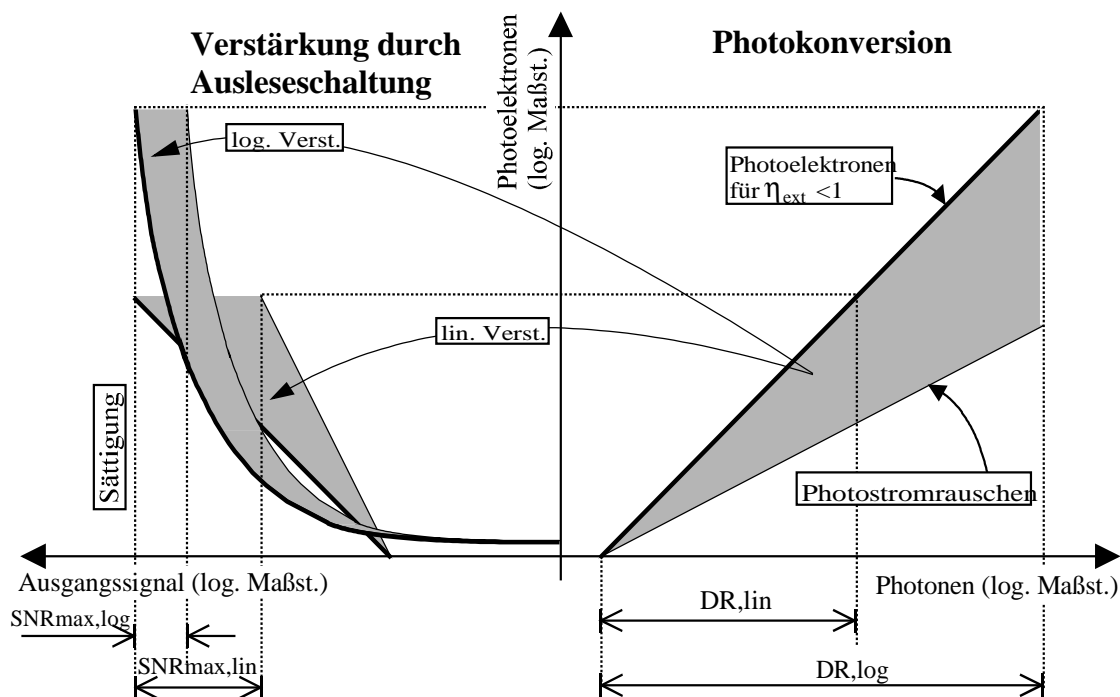


Bild 3.3: Photokonversion und anschließende Verstärkung

Verwendet man eine logarithmische Transfer-Charakteristik, so kann ein sehr großer Dynamikbereich der einfallenden Bestrahlungsstärke erfaßt werden. Jedoch wird ein für viele Anwendung zufriedenstellender Signal-Rausch-Abstand erst für relativ große Bestrahlungsstärken erreicht. Bei linearer Transfer-Charakteristik lassen sich die Ausgangssignale mit weniger Aufwand verrechnen (z.B. externe Korrektur des Fixed-Pattern-Noise) und der Signal-Rausch-Abstand ist bereits für kleine Bestrahlungsstärken relativ hoch. Aber das maximale Ausgangssignal, also der Sättigungsfall, wird schon bei weniger einfallenden Photonen erreicht. Dies ergibt folglich einen geringeren Dynamikbereich als bei logarithmischer Transfer-Charakteristik.

Dieses Kapitel beginnt zunächst mit einer allgemeinen kleinsignalmäßigen Beschreibung von Ausleseschaltungen für Photosensorelemente. Es wird zunächst zwischen der Auslese des Photostroms (Stromauslese) und der vom Photostrom an einem Lastelement erzeugten Spannung (Spannungsauslese) unterschieden. In vielen Fällen liegt das Ausgangssignal der Ausleseschaltung in Form von Spannung vor. Für bestimmte Anwendungen ist es jedoch günstiger, den Ausgangsstrom der Ausleseschaltung direkt weiterzuverarbeiten. Entsprechende Schaltungen bezeichnet man als "Current-Mode" Schaltungen, diese arbeiten normalerweise im zeitkontinuierlichen Betrieb. Es können damit z.B. sehr leicht globale additive Operationen (z.B. Mittelwertbildung) auf dem Chip durchgeführt werden. Für jede vorgestellte Art von Ausleseschaltung werden Schaltungsbeispiele gezeigt, die aufgrund ihres geringen Flächenbedarfs für eine Integration direkt beim Photosensorelement eines Arrays gut geeignet sind, da sie mit wenigen Transistoren auskommen. Es folgen spezielle Beispiele von Ausleseschaltungen für den Photo-MOSFET. Architekturen von Schaltungen zur Signalausgabe sowie ein Schaltungsbeispiel werden zum Ende dieses Kapitels vorgestellt.

3.1 Stromauslese

Der Photostrom des Photosensors kann über einen Stromverstärker mit Stromausgang oder einen Transimpedanzverstärker mit Spannungsausgang ausgelesen werden. Für beide Verstärkerarten stellt eine verschwindende Eingangsimpedanz Z_{ein} des Verstärkers den Idealfall dar, so daß Z_{ph} keinen Einfluß auf das Verhalten der Schaltung hat. Dies kann erreicht werden, wenn der Eingangsknoten des Photosensors durch eine Rückkopplungsmaßnahme auf konstantem Potential gehalten wird.

3.1.1 Stromverstärker

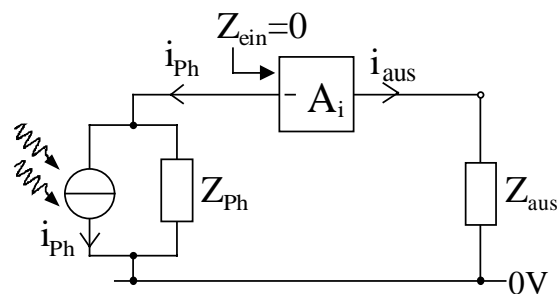


Bild 3.4: Kleinsignal-ESB eines idealen Stromverstärkers

Da die Eingangsimpedanz des idealen Stromverstärkers 0 ist, fließt durch Z_{ph} kein Strom. Der gesamte kleinsignalmäßige Photostrom i_{ph} wird daher mit dem Faktor A_i zum Ausgang hin verstärkt und ist bei einer idealen Stromquelle am Ausgang unabhängig von Z_{aus} :

$$i_{\text{aus}} = A_i \cdot i_{\text{ph}} . \quad (3.1)$$

Beispiel

In [58] wird von Temes eine Stromverstärkerschaltung vorgeschlagen (Bild 3.5), womit der Spannungsabfall am Photosensor über eine Referenzspannungsquelle eingestellt werden kann.

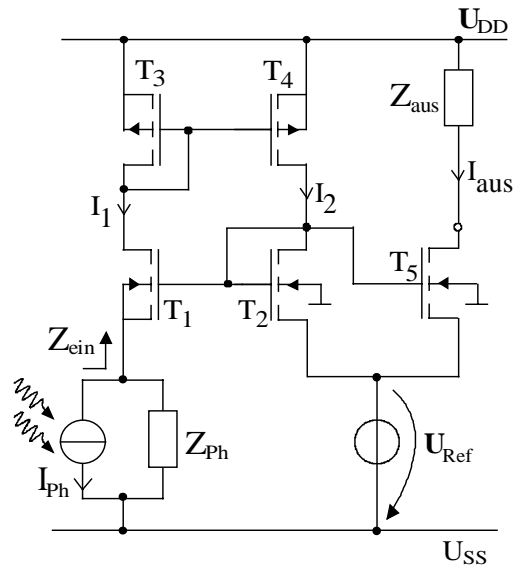


Bild 3.5: Stromverstärker nach [58] (5 Transistoren)

Steigt der Strom I_1 an, so erhöht sich die Spannung über T_3 . I_1 wird über den Stromspiegel T_3 , T_4 in den mittleren Zweig gespiegelt. I_2 , und damit der Spannungsabfall über T_2 , steigt daher ebenso an. T_1 fungiert als Sourcefolger und versucht entgegengesetzt zum Anstieg der Spannung über T_3 das Potential des Eingangsknotens nahezu konstant zu halten. Es stellt sich am Eingangsknoten etwa das Potential $U_{G,2}-U_{T,1}$, also etwa U_{Ref} ein. Der Strom I_2 wird letztlich über den Stromspiegel T_2 , T_5 zum Ausgang gespiegelt. Die Stromverstärkung A_i läßt sich über das Stromspiegelverhältnis von T_3, T_4 oder T_2, T_5 bestimmen.

Führt man eine Kleinsignalbetrachtung durch, kann man die kleinsignalmäßige Eingangsimpedanz am Eingangsknoten Z_{ein} für kleine Frequenzen unter den vereinfachenden Annahmen

$$g_{m,i} \gg g_{d,i}, \frac{1}{R_{Ph}}, \quad i = 1..5 \quad (3.2)$$

und

$$g_{m,2}g_{m,3} = g_{m,1}g_{m,4} \quad (3.3)$$

durch

$$Z_{ein} \approx \frac{1}{g_{m,1}} \left[\frac{g_{d,1} + g_{d,3}}{g_{m,3}} + \frac{g_{d,2} + g_{d,4}}{g_{m,2}} \right] \quad (3.4)$$

ausdrücken. Durch geeignete Dimensionierung der Transistoren und Einhaltung obiger Bedingungen lassen sich für Z_{ein} einige hundert Ohm realisieren.

Würde I_1 ohne Rückkopplungsmaßnahme mittels eines einfachen Stromspiegels in den Ausgangszweig gespiegelt, so wäre dann der kleinsignalmäßige Widerstand für niedrige Frequenzen am Eingangsknoten deutlich größer und läge in der Größenordnung von etwa $20\text{k}\Omega$.

3.1.2 Transimpedanzverstärker

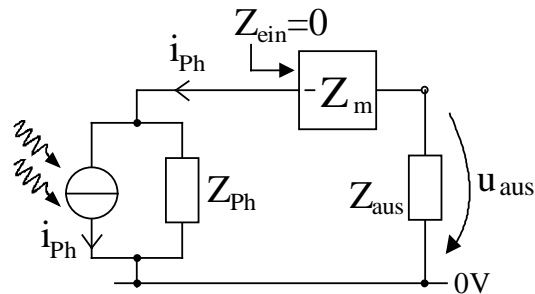


Bild 3.6: Kleinsignal-ESB eines idealen Transimpedanzverstärkers

Wie beim idealen Stromverstärker fließt der gesamte kleinsignalmäßige Photostrom i_{Ph} ebenfalls in den Transimpedanzverstärker und wird mit der Transimpedanz Z_m zu einer Ausgangsspannung u_{aus} konvertiert, die bei einer idealen Spannungsquelle am Ausgang unabhängig von Z_{aus} am Ausgangsknoten abfällt:

$$u_{\text{aus}} = Z_m i_{\text{Ph}} . \quad (3.5)$$

Beispiel

Dieses Beispiel eines linearen Transimpedanzverstärkers besteht aus zwei Transistoren mit minimaler Gateweite W und Gatelänge L (Bild 3.7). T_1 wird dabei von einer Referenzstromquelle gespeist, mit der Z_m sowie eine Verschiebung der Transfer-Charakteristik zwischen I_{ein} und U_{aus} einstellbar ist.

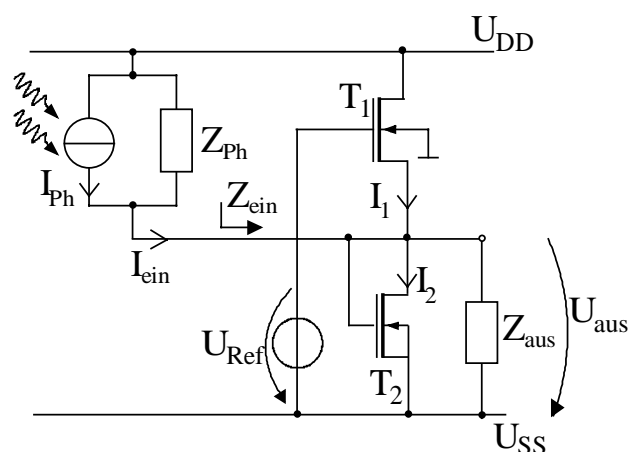


Bild 3.7: Beispiel für Transimpedanzverstärker (2 Transistoren)

T_1 und T_2 müssen in Sättigung arbeiten. Setzt man die Großsignalgleichungen des Photo-MOSFET für den Sättigungsbereich in die Knotengleichung

$$I_{\text{ein}} = I_2 - I_1 \quad (3.6)$$

ein, so erhält man für große Ausgangsimpedanzen Z_{aus} eine lineare Transfer-Charakteristik zwischen U_{aus} und I_{ein} , da sich die quadratischen Terme der Gleichungen aufheben. Es gilt dann für U_{aus} unter der Bedingung gleicher Gatelängen und -weiten von T_1 und T_2 :

$$\begin{aligned} U_{\text{aus}} &= I_{\text{ein}} \left(\frac{L_{\text{eff}}}{W \mu_n C'_{\text{ox}} (U_{\text{Ref}} - U_{T1} - U_{T2})} \right) + U_{\text{Ref}} - U_{T,1} + U_{T,2} \\ &= I_{\text{ein}} Z_m + U_{\text{ref}} - U_{T,1} + U_{T,2} . \end{aligned} \quad (3.7)$$

Das reelle Z_m für kleine Frequenzen ist damit zu

$$Z_m = \frac{L_{\text{eff}}}{W \mu_n C'_{\text{ox}} (U_{\text{Ref}} - U_{T,1} - U_{T,2})} \quad (3.8)$$

bestimmt.

Eine wichtige Bedingung für die Linearität des Transimpedanzverstärkers ist, daß T_1 und T_2 eingeschaltet sind bzw. in starker Inversion arbeiten:

$$U_{\text{Ref}} > U_{T,1} + U_{T,2} . \quad (3.9)$$

Dies gewährleistet auch, daß der Nenner im Term für Z_m nicht Null werden kann.

In diesem Beispiel sind beide verwendete Transistoren nichtimplantierte NMOSFETs (auch NIMOSFET genannt), die in der FhG-IMS-1,5 μm -Standard-CMOS-Technologie eine Schwellenspannung von lediglich -0,2V besitzen.

Durch U_{Ref} läßt sich Z_m variieren und der Schnittpunkt der Transfer-Charakteristik mit $I_{\text{ein}}=0$ verschieben. Da die Summe der Schwellenspannungen $U_{T,1}+U_{T,2}$ für NIMOSFETs negativ ist bzw. unterhalb von U_{DD} liegt, läßt sich die Referenzspannung U_{Ref} von U_{DD} bis U_{SS} variieren.

Bild 3.8 zeigt die simulierte Transfer-Charakteristik zwischen I_{ein} und U_{aus} für verschiedene Referenzspannungen.

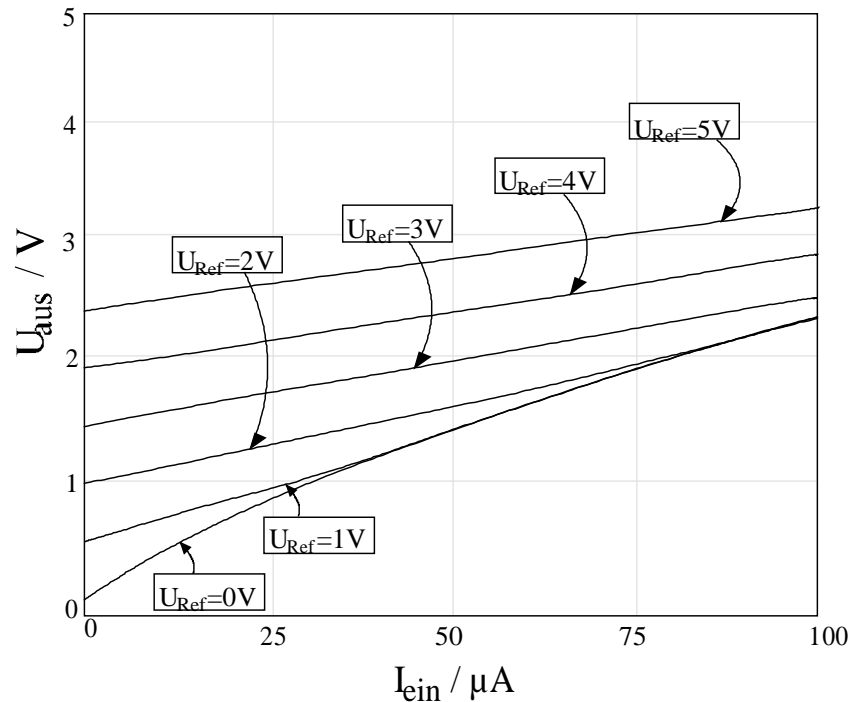


Bild 3.8: Simulationsergebnisse der Transfer-Charakteristik des Transimpedanzverstärkers

Aus einer Kleinsignalbetrachtung ergibt sich die Eingangsimpedanz Z_{ein} für den Arbeitspunkt unter Vernachlässigung des Substrateffektes mit der Bedingung:

$$\frac{1}{Z_{\text{aus}}} \ll g_{m,1} + g_{m,2} \quad \text{zu} \quad (3.10)$$

$$Z_{\text{ein}} = \frac{1}{g_{m,1} + g_{m,2}}. \quad (3.11)$$

3.1.3 Signal-Rausch-Abstand bei idealer Stromauslese

Für den idealen Strom- und Transimpedanzverstärker erhält man den folgenden Signal-Rausch Abstand :

$$\text{SNR} = 20 \log_{10} \frac{I_{\text{Ph}}}{\sqrt{I_{\text{R,Photosensor}}^2 + I_{\text{R,Verst.}}^2}}, \quad (3.12)$$

wobei $\overline{I_{\text{R,Sensor}}^2}$ den mittleren quadratischen Rauschstrom des Photosensors und $\overline{I_{\text{R,Verst.}}^2}$ den eingangsbezogenen mittleren quadratischen Rauschstrom der Verstärker bezeichnet (hier darf keine Rauschspannung angenommen werden, da die Verstärker als ideal mit verschwindender Eingangsimpedanz angenommen werden).

3.2 Spannungsauslese

Der Photosensor kann einen Spannungsabfall z.B. mit Hilfe eines Lastelementes Z_{Last} erzeugen, der dann entweder über einen Spannungsverstärker mit Spannungsausgang oder einen Transkonduktanzverstärker mit Stromausgang ausgelesen werden kann. Für beide Verstärkerarten stellt eine gegen unendlich strebende Eingangsimpedanz des Verstärkers den Idealfall dar, so daß die Spannung am Photosensor ausschließlich von Z_{Ph} und Z_{Last} bestimmt wird.

3.2.1 Spannungsverstärker

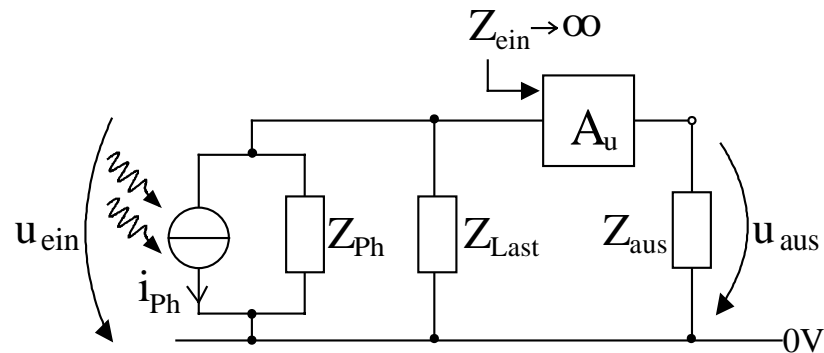


Bild 3.9: Kleinsignal-ESB eines idealen Spannungsverstärkers

Wegen der unendlich großen Eingangsimpedanz des idealen Spannungsverstärkers, verteilt sich der kleinsignalmäßige Photostrom i_{Ph} über Z_{Ph} und Z_{Last} . Die damit an Z_{Ph} abfallende Spannung u_{ein} wird mit dem Faktor A_u zum Ausgang hin verstärkt und fällt bei einer idealen Spannungsquelle am Ausgang unabhängig von Z_{aus} am Ausgangsknoten ab:

$$u_{\text{aus}} = A_u i_{\text{Ph}} \frac{Z_{\text{Ph}} Z_{\text{Last}}}{Z_{\text{Ph}} + Z_{\text{Last}}} \quad (3.13)$$

und für den Fall $Z_{\text{Ph}} \gg Z_{\text{Last}}$:

$$u_{\text{aus}} = A_u i_{\text{Ph}} Z_{\text{Last}} \quad (3.14)$$

Beispiel 1

Im folgenden Beispiel wird ein Transistor als nichtlineares Lastelement verwendet, um eine logarithmische Transfer-Charakteristik zwischen I_{Ph} und U_{ein} zu realisieren. Hierzu muß der Lasttransistor T_{Last} in schwacher Inversion arbeiten, was geringe bis mittlere Photoströme voraussetzt.

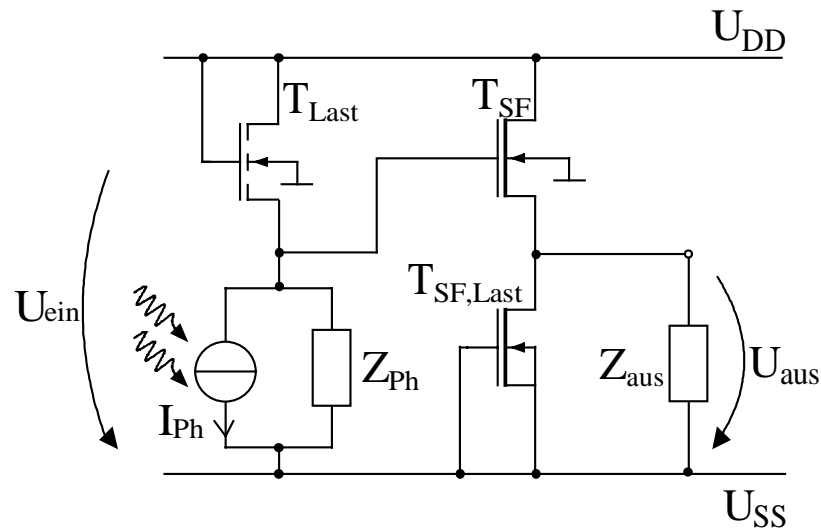


Bild 3.10: Spannungsausleseschaltung mit log. Transfer-Charakteristik (3 Transistoren)

Setzt man die Großsignalgleichung für die schwache Inversion (Gleichung 2.119) an, so erhält man U_{ein} für den Fall $Z_{\text{Ph}} \gg Z_{\text{Last}}$:

$$U_{\text{ein}} = U_{\text{DD}} + \frac{U_{\text{DD}} - U_{\text{T,Last}} - U_{\text{Temp}} \ln\left(\frac{I_{\text{Ph}}}{I_{\text{C}}}\right)}{n}. \quad (3.15)$$

Die nachfolgende Sourcefolger-Stufe bestehend aus T_{SF} und $T_{\text{SF,Last}}$ eignet sich als Spannungsquelle aufgrund der Impedanzwandlung zwischen U_{ein} und U_{aus} , was einen hochohmigen Eingangsknoten und niederohmigen Ausgangsknoten bedeutet. Als Sourcefolgertransistor T_{SF} dient hier ein NIMOSFET mit der Schwellenspannung von $-0,2\text{V}$, dadurch bleibt der Potentialversatz zwischen U_{ein} und U_{aus} sehr gering. Als Lastransistor für den Sourcefolger $T_{\text{SF,Last}}$ wird in diesem Beispiel ebenfalls ein NIMOSFET verwendet, da hier kein zusätzlicher Referenzspannungsanschluß zur Arbeitspunkteinstellung nötig ist, wenn man das Gate von $T_{\text{SF,Last}}$ direkt an U_{SS} anschließt.

Unter Vernachlässigung des Substrateffektes und bei der Bedingung

$$g_{\text{m,SF}} \gg g_{\text{ds,SF}} + g_{\text{ds,SF,Last}} + \frac{1}{Z_{\text{aus}}} \quad (3.16)$$

wird eine Spannungsverstärkung von $A_{\text{V}} \cong 1$ erreicht. Gelten obige Bedingungen nicht, so ist die Verstärkung stets kleiner als 1.

Beispiel 2

Ein Spezialfall der Spannungsauslese, wie sie allgemein in Bild 3.9 gezeigt ist, stellt die zeitliche Integration von I_{Ph} auf einer Lastkapazität dar, die in diesem Beispiel die Raumladungskapazität einer Photodiode C_{RLZ} ist (dieses Prinzip wurde bereits 1967 von Weckler vorgeschlagen [59]).

Die innere Impedanz des Photosensors Z_{Ph} ist dann also:

$$Z_{\text{Ph}} = \frac{1}{s C_{\text{Diode}}}, \quad (3.17)$$

wobei s die komplexe Kreisfrequenz ist.

Die zeitliche Integration beginnt mit dem Rücksetzen des Kathodenpotentials der Photodiode U_{ein} (bezgl. U_{SS}) über den geschlossenen MOSFET-Schalter ($U_{\text{reset}}=U_{\text{DD}}$). Zum Zeitpunkt t_0 wird der Schalter geöffnet ($U_{\text{reset}}=U_{\text{SS}}$) und die Photodiode wird im Leerlauf betrieben. C_{RLZ} wird vom Diodenstrom I_{Diode} ($I_{\text{Diode}} = I_{\text{Ph}} + I_{\text{S}}$) mit der Zeit entladen und es stellt sich nach Verstreichen von Δt die Spannung

$$U_{\text{ein}}(t_0 + \Delta t) = U_{\text{DD}} - \frac{I_{\text{Diode}}}{C_{\text{RLZ}}} \Delta t \quad (3.18)$$

ein (siehe auch Gleichung 2.82). Zur Impedanzwandlung wird wie in Beispiel 1 ebenfalls eine Sourcefolgerschaltung aus zwei NIMOSFETs verwendet. Für konstantes Δt ist die Transfer-Charakteristik zwischen I_{Diode} und U_{aus} damit linear.

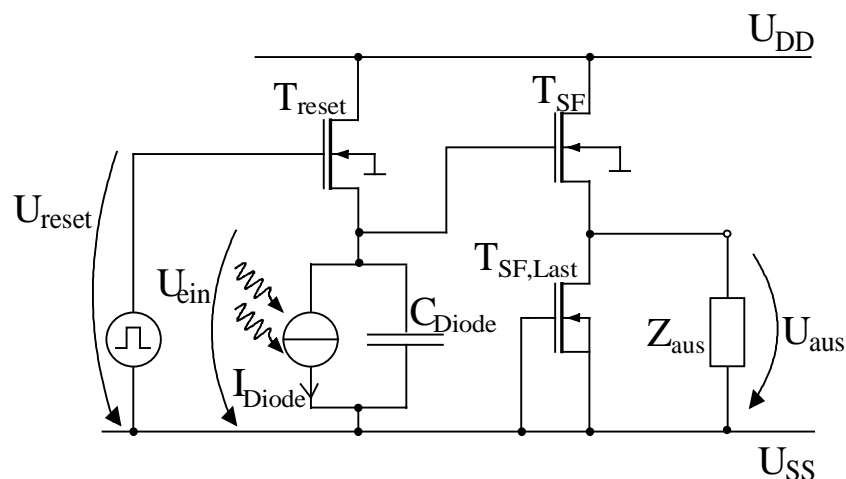


Bild 3.11: Zeitdiskrete Ausleseschaltungen mit Spannungsausgang (3 Transistoren)

Es empfiehlt sich, auch für T_{reset} einen NIMOSFET zu verwenden, da er einerseits beim "Reset" das Kathodenpotential U_{ein} nahezu auf U_{DD} anhebt (dies kann man zwar auch mit einem PMOSFET realisieren, jedoch hat dieser aufgrund der benötigten n-Wanne einen wesentlich größeren Flächenbedarf). Andererseits kann U_{ein} während der Integrationsphase Δt bei sehr großen Bestrahlungsstärken nicht unterhalb U_{SS} absinken, weil der NIMOSFET im ausgeschalteten Zustand in diesem Fall wieder zu leiten beginnt und seinerseits das Kathodenpotential wiederum anhebt.

Dieses Beispiel läßt sich im Gegensatz zu allen anderen vorgestellten Beispielen nur zeitdiskret betreiben, während die übrigen Beispiele sowohl zeitdiskret durch Abtastung des Ausgangssignals als auch zeitkontinuierlich betreibbar sind.

3.2.2 Transkonduktanzverstärker

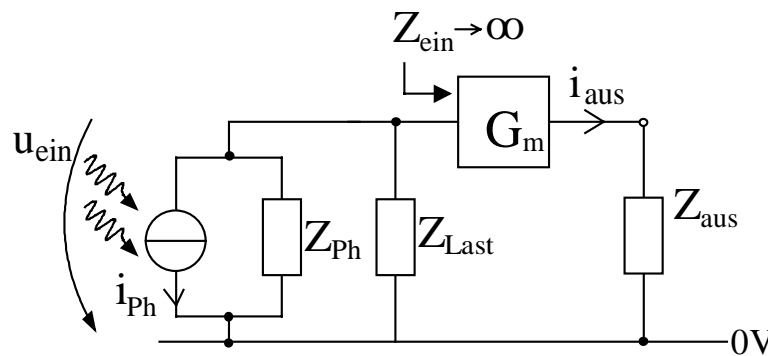


Bild 3.12: Kleinsignal-ESB eines idealen Transkonduktanzverstärkers

Wie beim idealen Spannungsverstärker verteilt sich der kleinsignalmäßige Photostrom i_{Ph} über Z_{Ph} und Z_{Last} . Die damit an Z_{Ph} abfallende Spannung u_{ein} wird mit der Transkonduktanz G_m in einen Ausgangsstrom konvertiert, der bei einer idealen Stromquelle am Ausgang unabhängig von Z_{aus} in den Ausgangsknoten abfließt:

$$i_{\text{aus}} = G_m i_{\text{Ph}} \frac{Z_{\text{Ph}} Z_{\text{Last}}}{Z_{\text{Ph}} + Z_{\text{Last}}} \quad (3.19)$$

bzw. für $Z_{\text{Ph}} \gg Z_{\text{last}}$:

$$i_{\text{aus}} = G_m i_{\text{Ph}} Z_{\text{Last}}. \quad (3.20)$$

Beispiel 1

Ein einfacher linearer Transkonduktanzverstärker kann durch das Ausnutzen des linearen Verhaltens im Anlaufgebiet eines MOSFET realisiert werden.

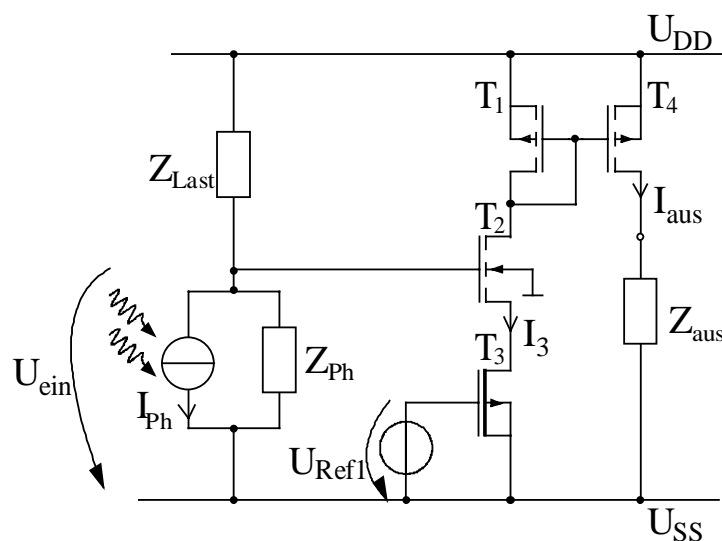


Bild 3.13: Einfacher Transkonduktanzverstärker mit einstellbarem G_m (4 Transistoren)

Die Drain-Source-Spannung von T_3 wird näherungsweise linear mit U_{ein} über T_2 variiert, da T_2 als Sourcefolger arbeitet. I_3 wird über den Stromspiegel T_1 , T_4 in den Ausgangszweig gespiegelt. Der Substrateffekt von T_2 führt zu einer geringen Nichtlinearität.

Wenn die Bedingung

$$U_{\text{DS},3} < U_{\text{GS},3} - U_{\text{T},3} \quad (3.21)$$

was auch etwa bedeutet daß

$$U_{\text{ein}} < U_{\text{Ref1}} + U_{\text{T},2} - U_{\text{T},3} \quad (3.22)$$

erfüllt ist, arbeitet T_3 im Anlaufgebiet und es gilt dann mit

$$U_{\text{DS},3} = U_{\text{ein}} - U_{\text{GS},2} : \quad (3.23)$$

$$I_3 \cong \mu_n C'_{\text{ox}} \frac{W_3}{L_3} (U_{\text{GS},3} - U_{\text{T},3}) (U_{\text{ein}} - U_{\text{GS},2}) . \quad (3.24)$$

Mit $W_2 \gg L_2$ gilt

$$U_{\text{GS},2} \cong U_{\text{T},2} . \quad (3.25)$$

Aus Gleichung 3.25 folgt dann für G_m :

$$G_m = \mu_n C'_{\text{ox}} \frac{W_3}{L_3} (U_{\text{Ref1}} - U_{\text{T},3}) . \quad (3.26)$$

Für T_3 sollte ein NIMOSFET verwendet werden, da obige Bedingung wegen der geringeren Schwellenspannung für einen größeren Bereich von U_{ein} erfüllt ist als bei einem NMOSFET. Mit U_{Ref1} ist G_m gemäß Gleichung 3.27 einstellbar. Für eine lineare Transfer-Charakteristik muß weiterhin gelten, daß alle Transistoren eingeschaltet sind bzw. in starker Inversion arbeiten, und damit muß folgende Bedingung für U_{ein} ebenfalls erfüllt sein:

$$U_{\text{ein}} > U_{\text{T},1} , \quad (3.27)$$

$$U_{\text{ref1}} > U_{\text{T},3} \quad \text{und} \quad (3.28)$$

$$U_{\text{ein}} < (U_{\text{DD}} - U_{\text{SS}}) - U_{\text{T},1} . \quad (3.29)$$

Die Transfer-Charakteristik zwischen U_{ein} und I_{aus} läßt sich durch Verändern von $U_{\text{T},2}$ verschieben, wenn man für T_2 auch einen NIMOSFET statt einen NMOSFET wählt.

Bild 3.14 zeigt die Simulation der Transfer-Charakteristiken zwischen U_{ein} und I_{aus} , wobei die Transistorweiten und -längen minimal gewählt wurden.

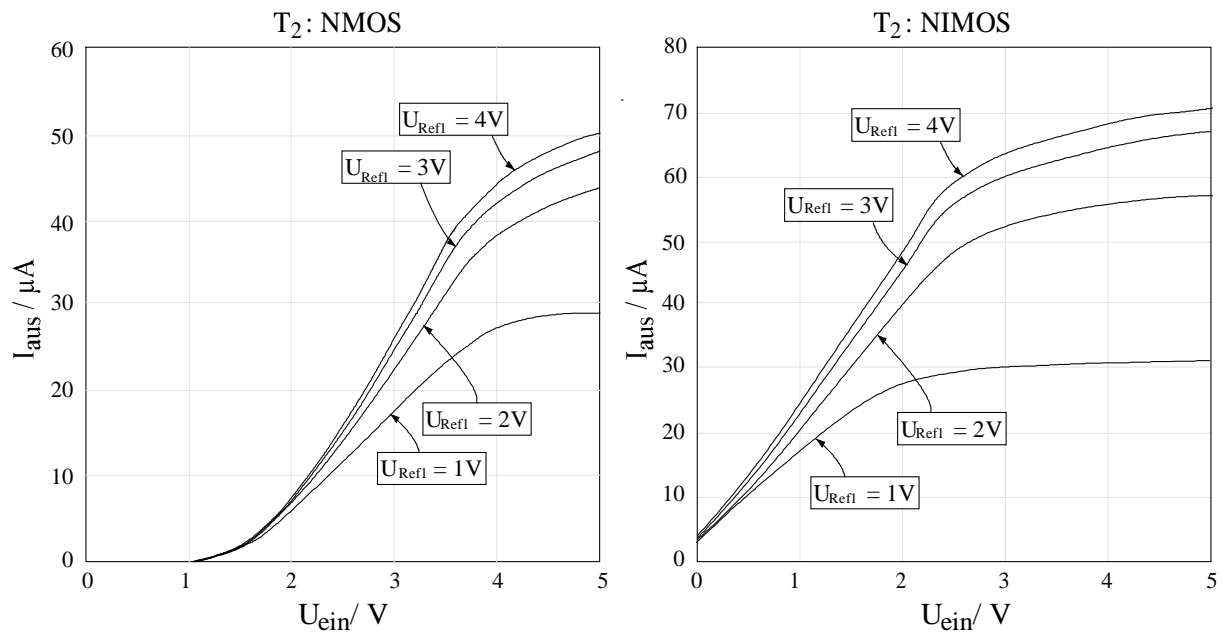


Bild 3.14: Transfer-Charakteristiken des einfachen Transkonduktanzverstärkers

Beispiel 2

Dieses Beispiel für einen Transimpedanzverstärker stellt eine Erweiterung des ersten Beispiels dar. Mit dieser Schaltung besteht die Möglichkeit, eine Verschiebung der Transfer-Charakteristik zwischen I_{ein} und U_{aus} mit einer zweiten Referenzspannung U_{Ref2} einzustellen. T_1 , T_4 , T_7 , T_8 bilden einen Stromsubtrahierer, der jedoch nur dann den Strom $I_2 - I_5$ in den Ausgangszweig herausspiegelt, sofern $I_2 > I_5$ ist. Dies ist dann gleichbedeutend mit $U_{\text{ein}} > U_{\text{Ref2}}$.

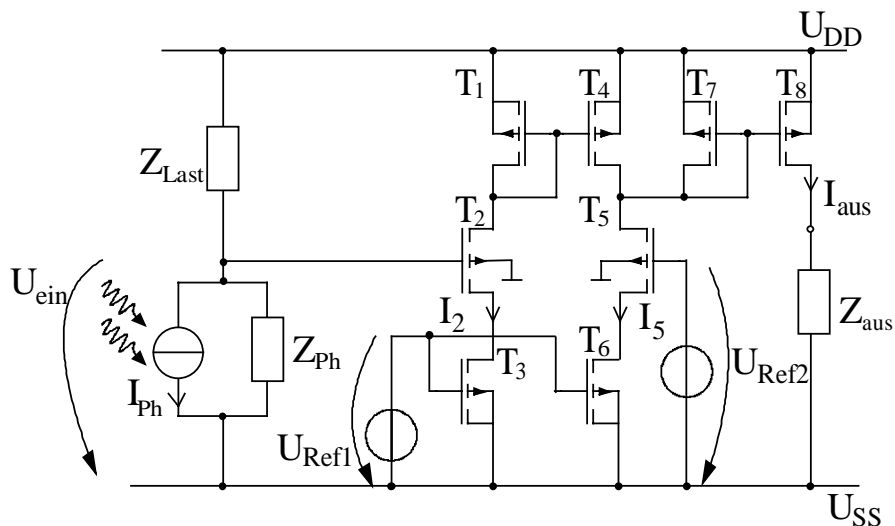


Bild 3.15: Erweiterter Transkonduktanzverstärker mit einstellbarem G_m und verschiebbarer Transfer-Charakteristik (8 Transistoren)

Bild 3.16 zeigt die simulierte Transfer-Charakteristik des erweiterten Transkonduktanzverstärkers, wobei auch hier T_2, T_5 jeweils vom Typ NMOS bzw. vom Typ NIMOS gewählt wurden.

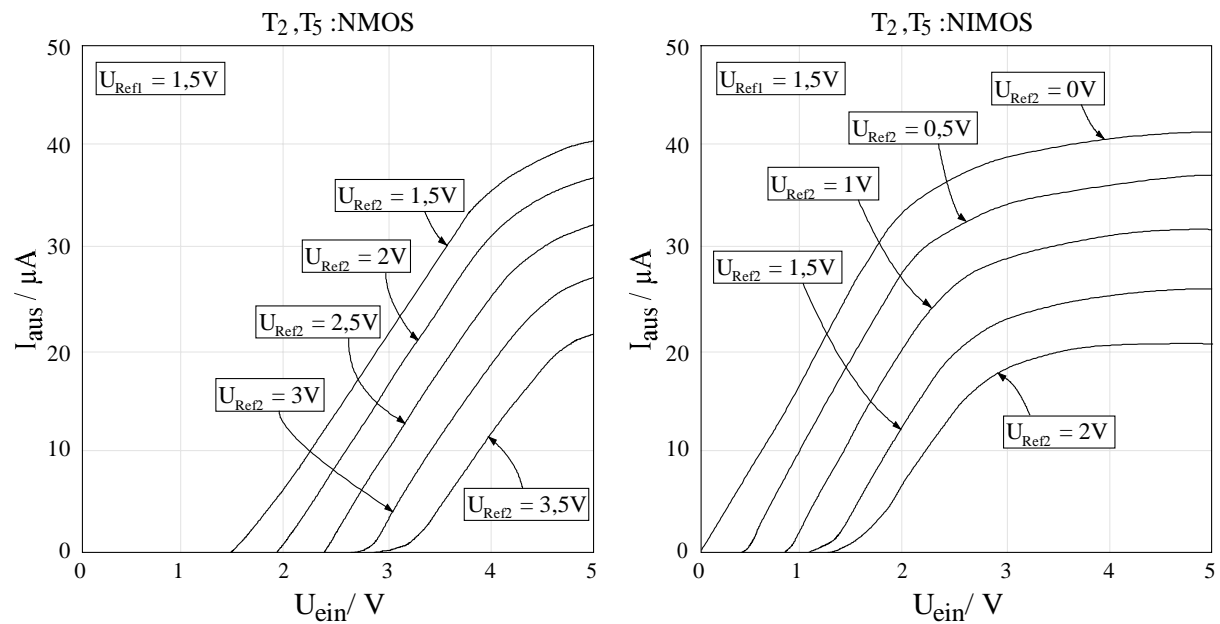


Bild 3.16: Transfer-Charakteristiken des erweiterten Transkonduktanzverstärkers

3.2.3 Signal-Rausch-Abstand bei idealer Spannungsauslese

Für den idealen Spannungs- und Transkonduktanzverstärker erhält man den folgenden Signal-Rausch Abstand SNR:

$$\begin{aligned}
 \text{SNR} &= 20 \log_{10} \frac{I_{\text{Ph}} \frac{Z_{\text{Ph}} Z_{\text{Last}}}{Z_{\text{Ph}} + Z_{\text{Last}}}}{\sqrt{I_{\text{R, Photosensor}}^2 \left(\frac{Z_{\text{Ph}} Z_{\text{Last}}}{Z_{\text{Ph}} + Z_{\text{Last}}} \right)^2 + \overline{U_{\text{R, Verst.}}^2}}} \\
 &= 20 \log_{10} \frac{I_{\text{Ph}}}{\sqrt{I_{\text{R, Photosensor}}^2 + \overline{U_{\text{R, Verst.}}^2} \left(\frac{Z_{\text{Ph}} + Z_{\text{Last}}}{Z_{\text{Ph}} Z_{\text{Last}}} \right)^2}},
 \end{aligned} \tag{3.30}$$

wobei $\overline{U_{\text{R, Verst.}}^2}$ die eingangsbezogene mittlere quadratische Rauschspannung der Verstärker bezeichnet.

Dies zeigt, daß der Signal-Rausch-Abstand für eine komplexe Sensorimpedanz $Z_{\text{Ph}}(s) = R_{\text{Ph}} \parallel \frac{1}{sC_{\text{Ph}}}$ (Beispiel 1 aus Kapitel 3.2.1) bei hohen Frequenzen als Folge der Sensorkapazität sinkt. Für den zeitkontinuierlichen Fall ist die Stromauslese demgegenüber hinsichtlich des SNR vorzuziehen.

3.3 Spezielle Ausleseschaltungen für den Photo-MOSFET

Wie in Kapitel 2.5 gezeigt wurde, zeichnet sich der Photo-MOSFET durch seine hohe Flexibilität aus: Der Arbeitspunkt des Photo-MOSFET und damit dessen Photoempfindlichkeit sowie Transfer-Charakteristik (logarithmisch oder linear) kann mit einer konstanten Gate-Source-Spannung U_{GS0} wahlfrei eingestellt werden. Dieser Freiheitsgrad wirkt sich in den folgenden vorgestellten Ausleseschaltungen für den Photo-MOSFET vorteilhaft aus.

3.3.1 Stromverstärker mit Dunkelstromkompensation

Bild 2.25 beschreibt den Anstieg des Drainstroms aufgrund der bestrahlungsstärkeabhängigen Verschiebung der Übertragungskennlinie. Hieraus wird deutlich, daß der Dunkelstromanteil des Drainstroms I_{D0} am gesamten Drainstrom des Photo-MOSFETs $I_{D,Ph}$ wesentlich größer sein kann, als der Dunkelstromanteil einer Photodiode I_S am gesamten Diodenstrom I_{Diode} .

I_{D0} wird hier wegen des Vergleichs mit der Photodiode als Dunkelstrom bezeichnet, ansonsten wäre "Ruhestrom" die geeignetere Bezeichnung für I_{D0} .

Will man die hohe Photoempfindlichkeit des Photo-MOSFET ausnutzen, so muß u.U. ein Dunkelstromanteil in Kauf genommen werden, der über 90% des gesamten Drainstroms ausmachen kann. Der Photo-MOSFET kann beispielsweise als Stromverstärker aufgefaßt werden, bei dem der Diodenstrom der Wannensubstrat-Diode durch den Drainstrom $I_{D,Ph}$ verstärkt wird (siehe Kapitel 2.5). Der Dunkelstrom des Photo-MOSFET sollte kompensiert werden, da der hohe Dunkelstromanteil den erzielbaren Dynamikbereich erheblich reduziert. Hierzu wird (auch im Fall eines Photosensorarrays) mindestens ein photounempfindliches Referenzelement T_{Ref} benötigt, dessen Wanne entweder mit U_{DD} kontaktiert wird oder aber z.B. durch eine Metallage abgeblendet ist und das den Dunkelstromanteil I_{D0} liefert. Mit der in Bild 317 gezeigten Stromspiegel-Schaltung kann I_{D0} auf einfache Weise durch Subtraktion

$$I_{aus} = I_{D,Ph} - I_{D0} \quad (3.31)$$

kompensiert werden. Somit stellt diese Schaltung ein weiteres Beispiel für einen Stromverstärker dar, der den Vorteil einer einstellbaren Transfer-Charakteristik (linear oder logarithmisch, siehe Kapitel 2.5) aufweist.

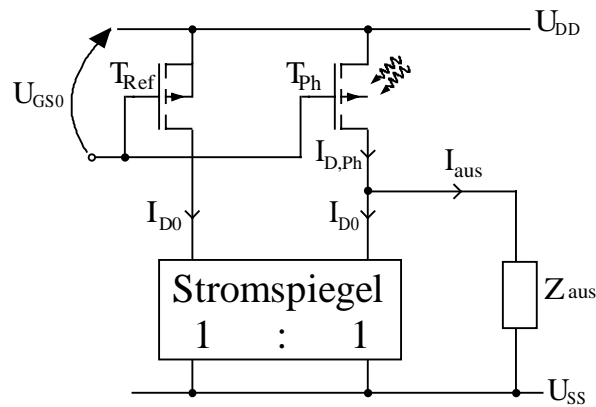


Bild 3.17: Dunkelstromkompensation

Bei einer Verwendung der Schaltung als Photosensorarray reicht pro Pixel lediglich ein zusätzlicher Transistor für den Stromspiegel aus. Durch die Dunkelstromkompensation wird die Temperaturabhängigkeit des Ausgangsstroms aufgrund des Dunkelstroms ebenfalls kompensiert. Der Arbeitspunkt und damit die Photoempfindlichkeit des Photo-MOSFET verbleibt jedoch temperaturabhängig.

3.3.2 Spannungsauslese mit Lasttransistor

Verwendet man einen NMOSFET als Lastelement T_{Last} zur Spannungsauslese für den Photo-MOSFET T_{Ph} , so erhält man einen weiteren Freiheitsgrad durch die einstellbare Gate-Source-Spannung des Lastelementes $U_{\text{GS,Last}}$. Wie im folgenden gezeigt wird, kann man mit dieser Ausleseschaltung die Art der Transfer-Charakteristik zwischen Bestrahlungsstärke H und U_{aus} (linear oder logarithmisch) bestimmen, sowie Steigung und Verschiebung der Transfer-Charakteristik unabhängig voneinander einstellen. Bild 3.18 zeigt die Spannungsauslese mit NMOS-Lasttransistor.

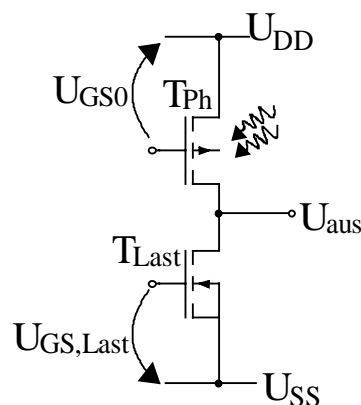


Bild 3.18: Spannungsauslese mit aktivem Lastelement

Bild 3.19 zeigt schematisch die Ausgangskennlinien des Photo-MOSFET T_{Ph} bei Lichteinfall (Bestrahlungsstärke $H > 0$) und bei Dunkelheit ($H = 0$) sowie die Ausgangskennlinie des Lasttransistor T_{Last} , die mit $U_{GS,Last}$ fest eingestellt ist.

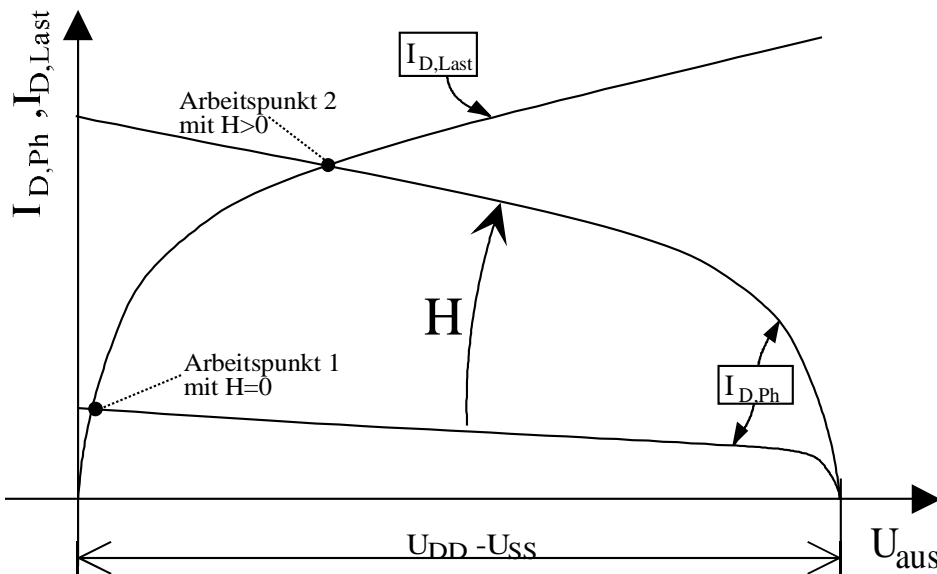


Bild 3.19: Ausgangskennlinien des Photo-MOSFET und des Lastelementes

Die kleinsignalmäßige Änderung des Drainstroms vom Photo-MOSFET soll mit i_{Ph} bezeichnet werden. Die kleinsignalmäßige Änderung der Ausgangsspannung u_{aus} ist dann durch

$$u_{aus} = \frac{i_{Ph}}{g_{ds,Ph} + g_{ds,Last}} \quad (3.32)$$

gegeben.

Im Arbeitspunkt 1 mit $H=0$ befindet sich T_{Last} noch im Anlaufgebiet, in dem $g_{ds,Ph}$ relativ groß ist und u_{aus} wird damit vergleichsweise gering. Steigt die Bestrahlungsstärke an, so daß T_{Ph} die Sättigung erreicht (Arbeitspunkt 2 mit $H > 0$), sind $g_{ds,Ph}$ und $g_{ds,Last}$ relativ klein und für einen großen Bereich von U_{aus} nahezu konstant. Dieser Bereich soll hier als Verstärkungsbereich bezeichnet werden. Innerhalb des Verstärkungsbereichs ist der Zusammenhang zwischen U_{aus} und I_{Ph} nahezu linear. Die Transfer-Charakteristik dieser Ausleseschaltung ist demnach und nach den Ergebnissen von Kapitel 2.5 linear, wenn T_{Ph} in schwacher Inversion arbeitet, und logarithmisch, wenn sich T_{Ph} in starker Inversion befindet.

Durch die Wahl von $U_{GS,Last}$ ist $g_{ds,Last}$ und damit auch das relevante $g_{ds,Ph}$ im Verstärkungsbereich vorgegeben. Mit $U_{GS,Last}$ läßt sich also außer der Transfer-Charakteristik auch noch die Photoempfindlichkeit der Ausleseschaltung bestimmen.

Wählt man U_{GS0} so, daß zunächst eine gewisse Bestrahlungsstärke auftreten muß, bis die Schaltung im Verstärkungsbereich arbeitet, so kann abhängig von U_{GS0} eine "Parallelverschiebung" der Transfer-Charakteristik erreicht werden. Damit ist der Bereich der

Bestrahlungsstärke wählbar, für den der Verstärkungsbereich gilt. Bild 3.20 zeigt gemessene Kennlinien bei einer Betriebsspannung $U_{DD}-U_{SS}$ von 5V.

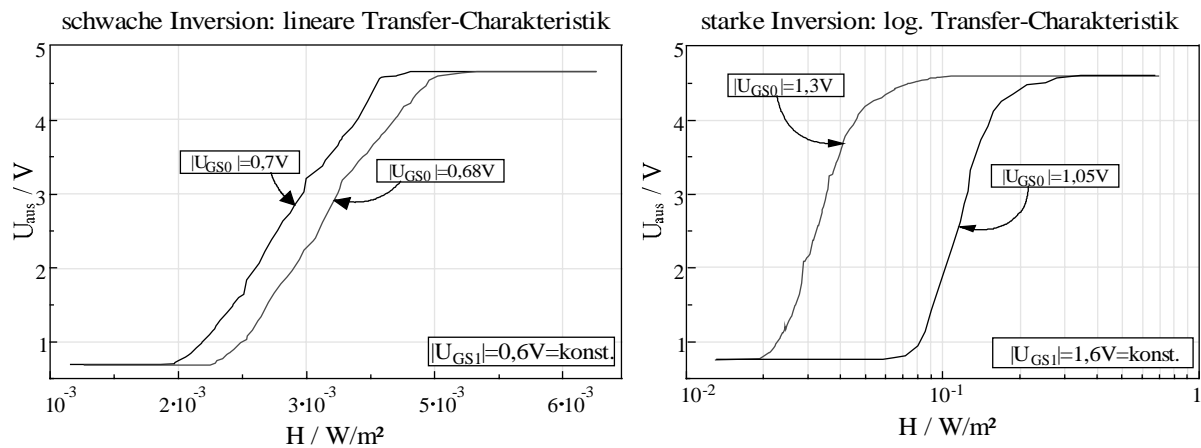


Bild 3.20: Kennlinien für schwache und starke Inversion bei 5V Versorgungsspannung

Bei großen Betriebsspannungen ergibt sich auf Grund des Kink-Effektes für große Drain-Source-Spannungen, die für den Photo-MOSFET wegen der Variation von U_{aus} auftreten können, ein Knick innerhalb des Verstärkungsbereichs (siehe auch Bild 2.26). Bild 3.21 zeigt die gemessenen Transfer-Charakteristik in starker Inversion für 10V Versorgungsspannung mit der Auswirkung des Kink-Effektes. Die gestrichelten Kennlinien deuten den Wechsel der Kennlinien an, die bei verschiedenen Schwellenspannungen des Photo-MOSFET ohne den Kink-Effekt gültig sind.

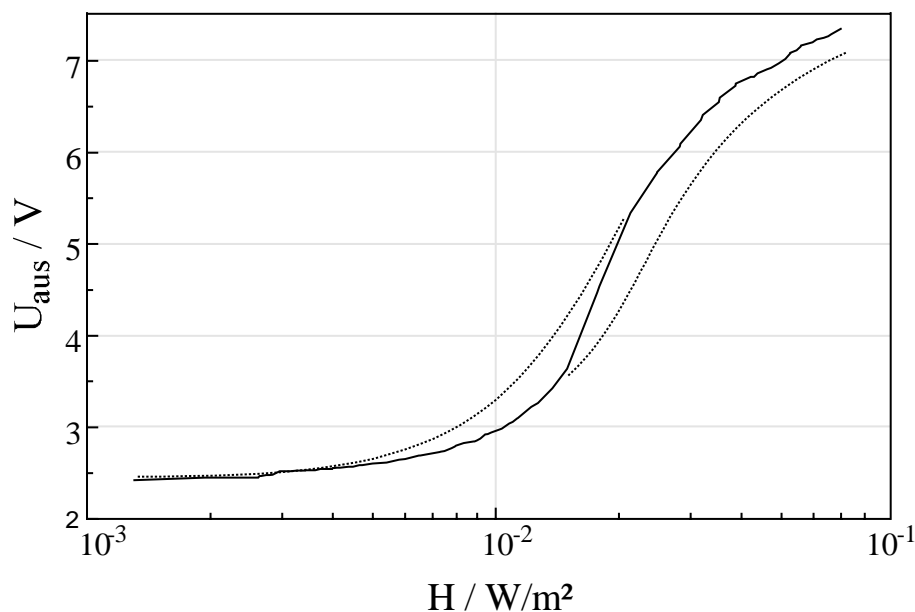


Bild 3.21: Kennlinie der Ausleseschaltung für 10V Versorgungsspannung in starker Inversion

Die Temperaturabhängigkeit der Schwellenspannung von PMOS- und NMOSFET beträgt etwa $2\text{mV}/^\circ\text{C}$. Dies hat je nach Arbeitspunkt der Ausleseschaltung eine starke Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung zur Folge.

Bild 3.22 zeigt die gemessene Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung für zwei beispielhafte Arbeitspunkte (schwache und starke Inversion).

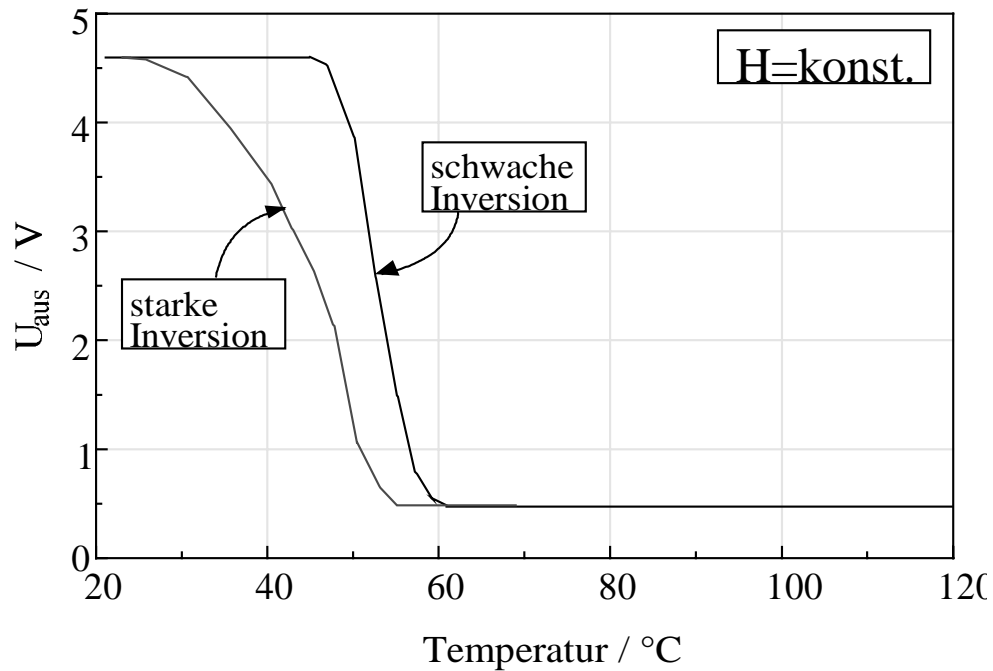


Bild 3.22: Ausgangsspannung über der Temperatur (schwache und starke Inversion)

Stellt man $U_{\text{GS}0}$ und $U_{\text{GS,Last}}$ über Stromspiegel ein, so sind die eingestellten Arbeitspunkte in erster Näherung nur noch von den Strömen $I_{\text{Ref,Ph}}$ und $I_{\text{Ref,Last}}$ abhängig. Leitet man $I_{\text{Ref,Ph}}$ und $I_{\text{Ref,Last}}$ aus einem einzigen Strom $I_{\text{Ref,Ph}}$ ab, so verbleibt die Temperaturabhängigkeit von $I_{\text{Ref,Ph}}$. $I_{\text{Ref,Ph}}$ kann z.B. extern von einer temperaturkompensierten Stromquelle eingespeist werden. Befindet sich die Stromquelle für $I_{\text{Ref,Ph}}$ auf dem Chip und ist $I_{\text{Ref,Ph}}$ temperaturabhängig, so kann der Temperatureinfluß minimiert werden, wenn beide Referenzströme etwa denselben Betrag aufweisen. In diesem Fall verbleibt nur noch die Temperaturabhängigkeit des Diodenstroms der aktiven Wannensubstrat-Photodiode als dominanter Anteil (siehe Kapitel 2.3.7).

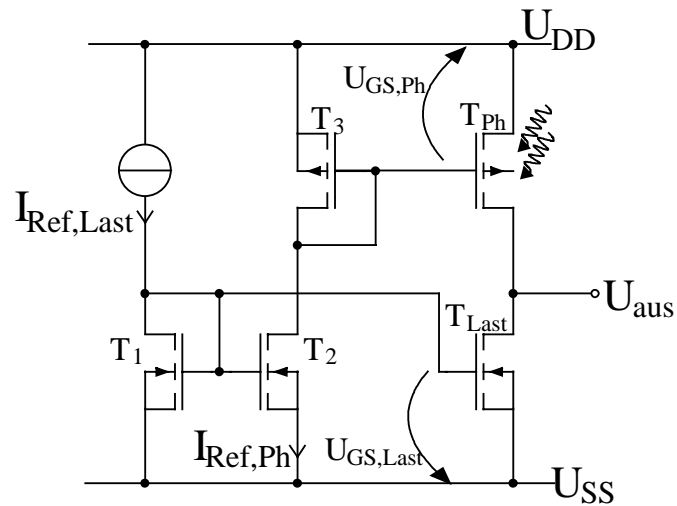


Bild 3.23: Ausleseschaltung mit aktiver Last

Bild 3.24 zeigt die verbleibende gemessene Temperaturabhängigkeit für das Ausgangssignal bei verschiedenen Bestrahlungsstärken H bei konstant eingespeistem Referenzstrom I_{Ref} .

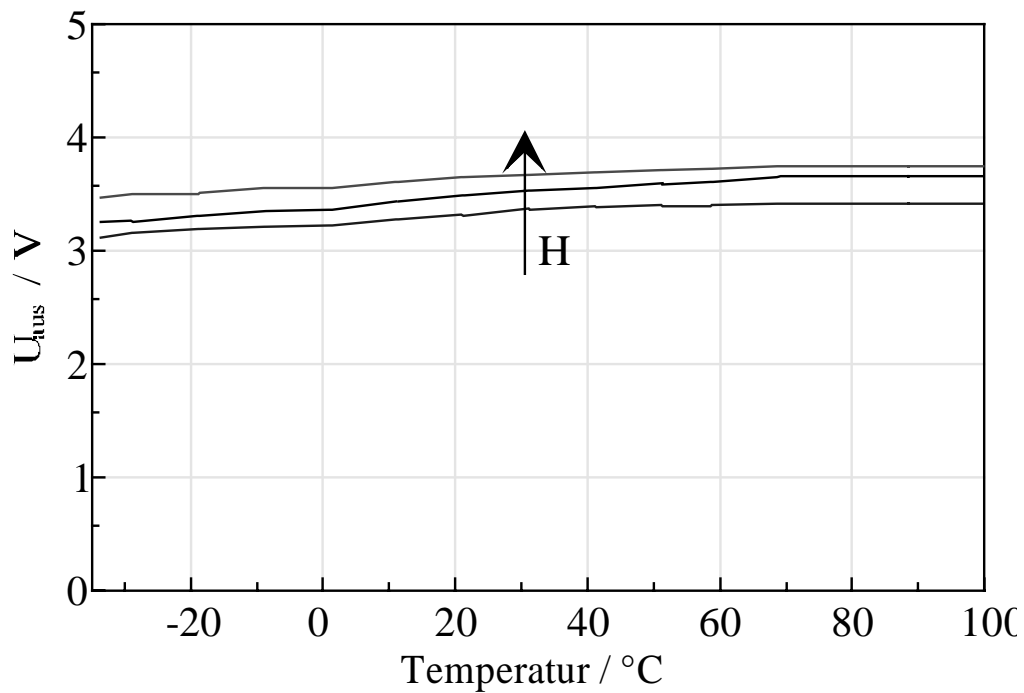


Bild 3.24: Ausgangsspannung über der Temperatur bei konstantem Referenzstrom

3.4 Schaltungen zur Signalausgabe

Die Ausgangssignale der Ausleseschaltungen eines Photosensorarrays werden in der CMOS-Technologie über Auswahlschalter zur Signalausgabe adressiert bzw. ausgewählt. Bei den in der Einleitung erwähnten CCD-Photosensorarrays hingegen gelangen die Ausgangssignale der Photosensorelemente durch sukzessiven Transport von Ladungen zum Chipausgang.

In der CMOS-Technologie besteht die Möglichkeit, verschiedene Architekturen zur Signalausgabe auszuwählen und zu kombinieren. Es kann eine Aufteilung der Architekturen in wahlfreie Ausgabe oder sukzessiven Ausgabe erfolgen. Diese kann dann parallel oder seriell ausgeführt sein. Bild 3.25 zeigt die schematisch möglichen Architekturen. Welche Methode ausgewählt wird, hängt vom Designaufwand, der Chipfläche, Geschwindigkeitsanforderungen, der Option zur Bereichsauswahl und von der Umgebung des integrierten Bildsensorsystems (z.B. Anzahl der Chipausgänge) ab.

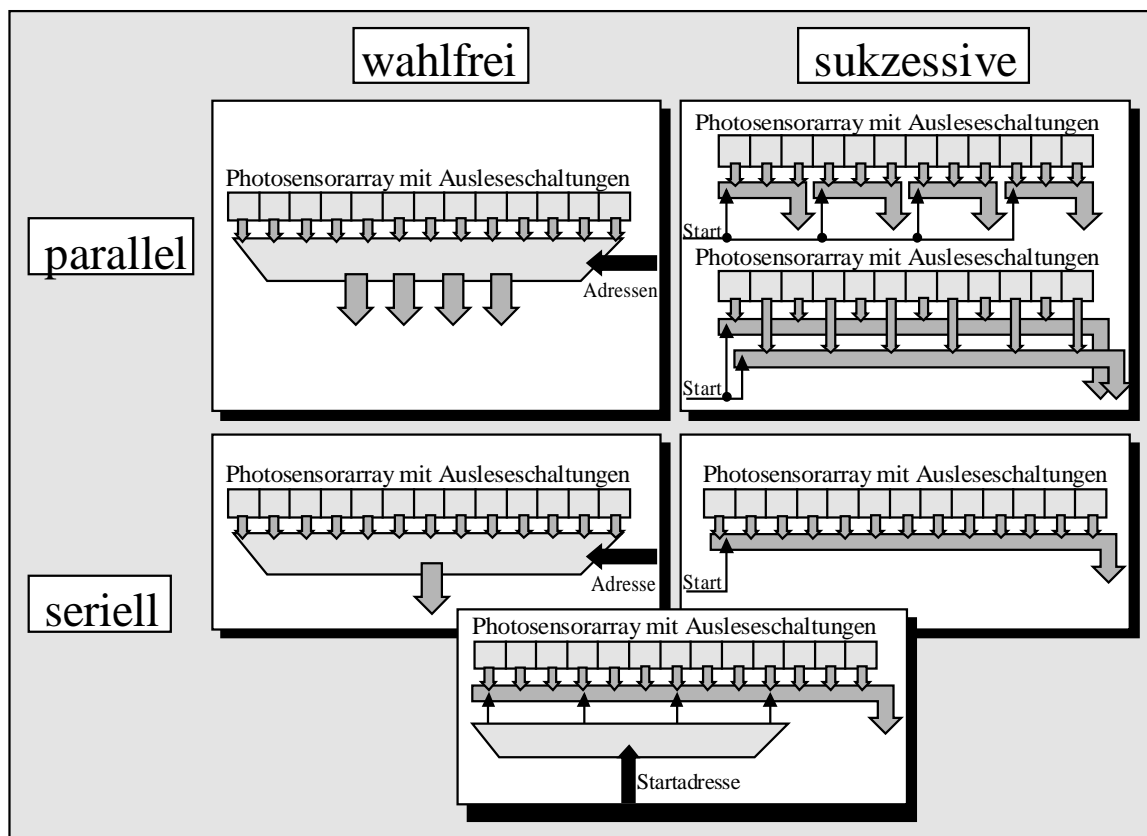


Bild 3.25: Aufteilung der Architekturen zur Signalausgabe

Wahlfreie serielle Signalausgabe wird z.B. in [60] verwendet, weil dort die Option zur Ausgabe eines Teilbereichs des Arrays gegeben sein soll. Die Signalausgabe ist in [61] und [62] seriell und sukzessiv realisiert, da für die dort bestehenden Anwendungen die

Bereichsauswahl nicht unbedingt notwendig ist. In [63] ist die Signalausgabe beispielsweise 4fach parallel und sukzessive ausgeführt, da bei der gegebenen Systemumgebung eine schnelle A/D-Umsetzung, die dort ebenfalls parallel erfolgt, erforderlich ist. Gleichzeitig wurde für diese Anwendung keine Bereichsauswahl benötigt. Eine serielle und kombinierte wahlfreie/sukzessive Signalausgabe wurde in [64] verwendet, bei der eine blockweise Adressierung für den Start der sukzessiven Signalausgabe realisiert wurde, um eine Bereichsauswahl mit relativ geringem Designaufwand zu ermöglichen.

3.4.1 Beispiel für serielle sukzessive Signalausgabe

In vielen Fällen ist die sukzessive parallele Signalausgabe die geeignetste Variante auf Grund des geringen Flächenbedarfs und Designaufwands. Dies gilt z.B. dann, wenn stets die Ausgangssignale des gesamte Photosensorarrays ausgegeben werden sollen und der Chip aufgrund der Systemumgebung nur einen Ausgang besitzt.

Für diesen Fall ist ein Schieberegister zur sukzessiven Adressierung bzw. als Komponente eines Demultiplexers geeignet. Ein für eine Taktperiode am Eingang des ersten D-Flip-Flop anliegender High-Puls durchläuft das Schieberegister und betätigt, wie in Bild 3.26 gezeigt, die Auswahlshalter an den Ausgängen der Ausleseschaltungen des Photosensorarrays. Dieses Verfahren zeichnet sich durch geringen Designaufwand wegen der hochregulären Struktur sowie durch geringen Flächenbedarf und hohe Zugriffsgeschwindigkeit aufgrund der wenigen Gatterdurchläufe der Auswahl aus.

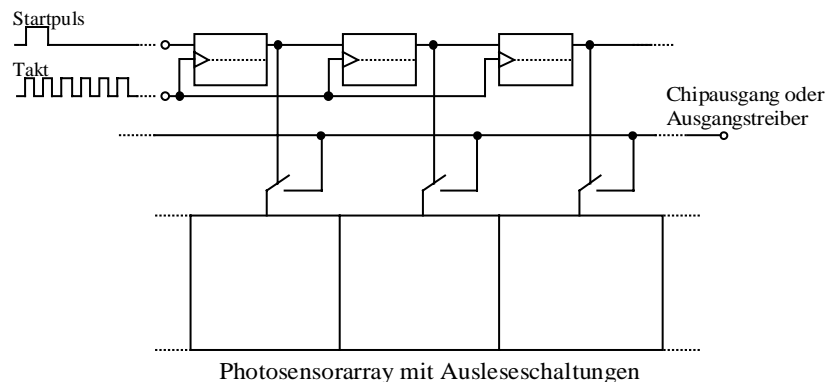


Bild 3.26: Schaltungsprinzip der seriellen sukzessiven Signalausgabe mit Schieberegister

Bild 3.27 zeigt ein D-Flip-Flop, welches aus relativ wenigen MOSFETs besteht. Es wird ein nichtüberlappender zweiphasiger Takt (Φ_1, Φ_2) benötigt, der mit wenig Designaufwand auf dem Chip bereitgestellt werden kann (siehe [65]). Die jeweiligen logischen Zustände in der Master- und Slave-Zelle des D-Flip-Flops werden über einen rückgekoppelten Inverter durch einen einzelnen Schalttransistor stabilisiert, der dann bei einer Übernahme eines neuen Signals abgeschaltet wird. Zum "reset" ist ebenso nur ein einziger Schalttransistor nötig, während die als ideal eingezeichneten Schalter aus Geschwindigkeitsgründen als Transmission-Gates (2 komplementäre parallele MOSFETs) ausgeführt sind. Insgesamt kommt das D-Flip-Flop mit nur 15 MOSFETs mit minimaler Gatelänge und -weite aus.

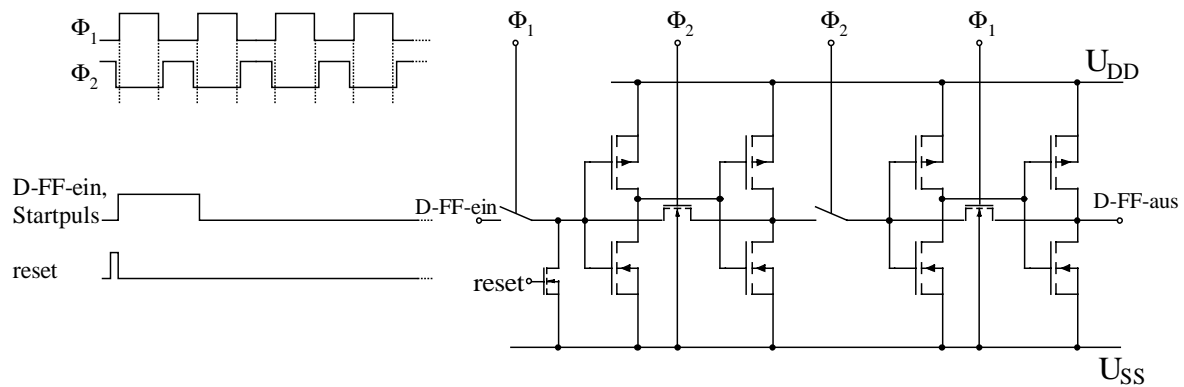
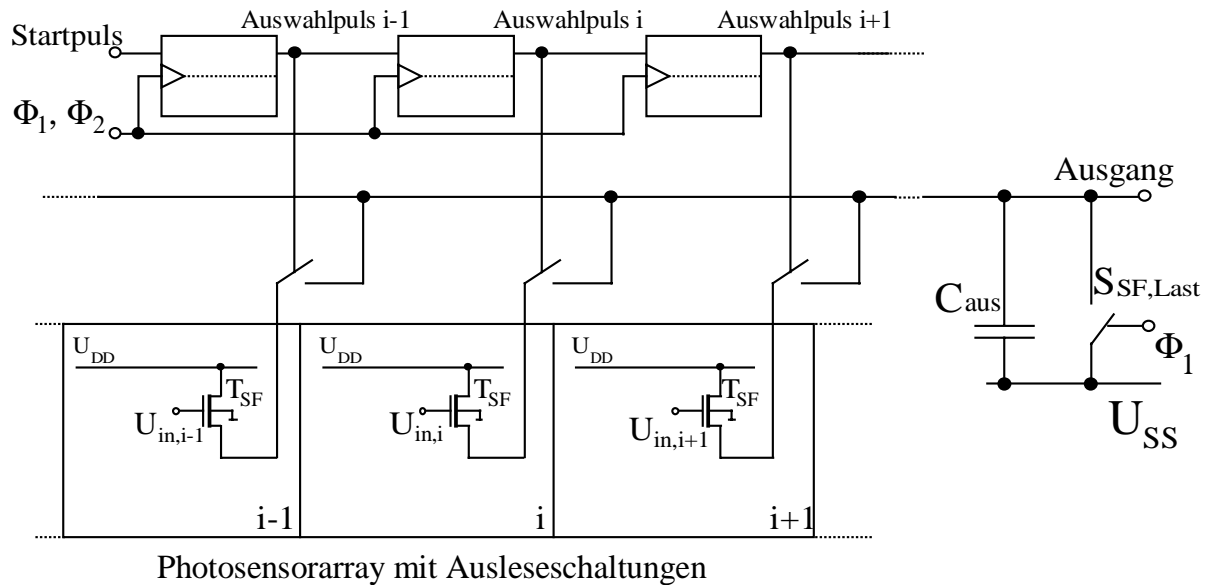


Bild 3.27: D-Flip-Flop mit nichtüberlappendem zweiphasigen Takt

Der Auslesezyklus beginnt gemäß Schema aus Bild 3.27 mit einem einzelnen Puls, der mit der fallenden Clock-Flanke im Master gültig wird.

3.4.2 Schnelle Signalausgabe mit getakteter Sourcefolgerlast

Bei einer schnellen sukzessiven Signalausgabe kommt es mitunter darauf an, daß die parasitäre Kapazität C_{aus} der gemeinsame Ausgangsleitung schnell von den Ausgängen der Ausleseschaltungen des Arrays aufgeladen oder entladen wird. Daher muß jeder Ausleseschaltung ein Treiber für die Ausgangsleitung zu Verfügung gestellt werden. Hierzu eignet sich ein Sourcefolger mit einem nichtimplantierten NIMOSFET. Verwendet man einen Lasttransistor, welcher einen nahezu konstanten Strom aufnimmt, wie in Kapitel 3.2.1, so muß ein Kompromiß zwischen Spannungsverstärkung (ideal wäre 1) und geringem Ausgangswiderstand, der für ein schnelles Auf- und Entladen von C_{aus} wichtig ist, eingegangen werden. Dieser Kompromiß läßt sich umgehen, wenn man den Lasttransistor als getakteten Schalter betreibt, was hier ohne weiteres möglich ist, da die Ausgabeschaltung ohnehin getaktet ist. Das Lastelement des Sourcefolgers T_{Last} kann dabei entfallen und von einem einzelnen Schalter $S_{\text{SF,Last}}$ für das gesamte Array ersetzt werden (siehe Bild 3.28).

**Bild 3.28:** Auslesevorgang

Eine Ausleseschaltung ist jeweils für eine Taktperiode Φ_1 adressiert. In der ersten Hälfte von Φ_1 wird C_{Last} von $S_{\text{SF,Last}}$ sehr schnell entladen. Während dieser Phase bildet $1/g_{\text{ds}}$ des adressierten Sourcefolger-Transistores zusammen mit dem Widerstand des eingeschalteten Schalters $S_{\text{SF,Last}}$ einen Spannungsteiler. Die Spannung, die sich auf der gemeinsamen Ausgangsleitung und damit an C_{aus} einstellt, ist damit vom Signal $U_{\text{in},i}$ sowie dem o.g. Widerstandsverhältnis abhängig und beträgt nicht notwendigerweise U_{SS} . In der zweiten Hälfte von Φ_1 wird $S_{\text{SF,Last}}$ geöffnet. Nun soll die Schaltung großsignalmäßig betrachtet werden. T_{SF} ist nur noch in der Lage, C_{aus} auf einen höheren Spannungswert aufzuladen, da sich keine resistive Last mehr am Ausgangsknoten befindet. Diese Bedingung ist stets erfüllt und T_{SF} kann seinen gesamten Strom zum schnellen Aufladen von C_{aus} zur Verfügung stellen, wobei $U_{\text{in},i}$ nahezu mit eins zum Ausgang hin verstärkt wird. Bild 3.29 zeigt das zeitliche Schema des oben beschriebenen Vorgangs (bezogen auf die Schaltung in Bild 3.28) sowie einen beispielhaften Verlauf von U_{aus} .

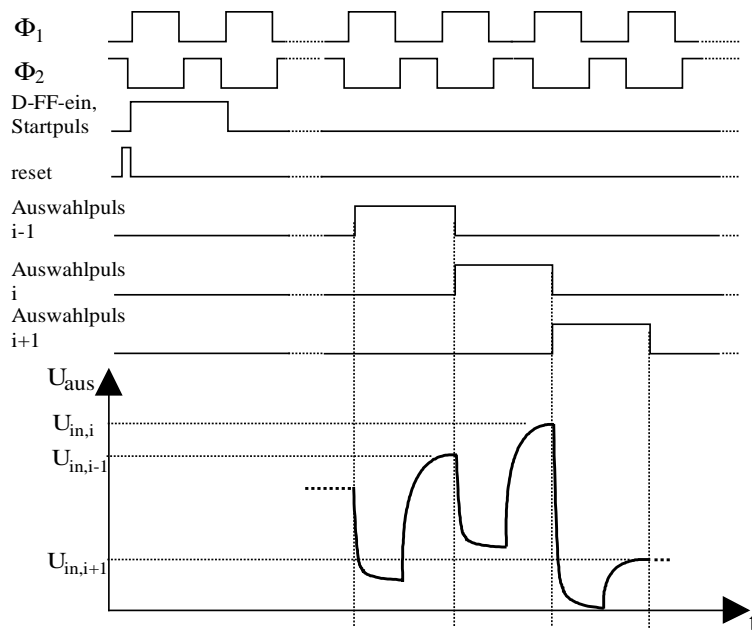


Bild 3.29: Verlauf der Spannung auf der gemeinsamen Ausgangsleitung

Schon bei relativ kleinen W/L -Verhältnissen von T_{SF} können bereits so große Ausgangslasten C_{aus} getrieben werden, daß T_{SF} zusammen mit $S_{SF,Last}$ den Ausgangstreiber des Chips ersetzen kann. In [66] z.B. wird der Chipausgang, der mit einem A/D-Umsetzer belastet ist, direkt mit einer oben beschriebenen Sourcefolgerschaltung, die den Ausgang für eine Spalte eines zweidimensionalen Arrays bildet, getrieben. Das W/L -Verhältnis von T_{SF} beträgt dabei $80\mu\text{m}/4\mu\text{m}$. Bei einer gesamte Lastkapazität des Ausgangs C_{aus} von etwa 25pF ist die Taktfrequenz des Schieberegisters 5MHz . In einem weiteren Beispiel [67] wird von einer in Bild 3.28 dargestellten Sourcefolger-Signalausgabe eine kapazitive Last von ca. 20pF getrieben. Der Sourcefolgertransistor hat in diesem Beispiel ein W/L -Verhältnis von $80\mu\text{m}/2,4\mu\text{m}$ und das Schieberegister wird mit einer Frequenz von 16MHz getaktet.