

# Ansteuern der Eingänge von A/D-Wandlern

## Hinweise zur Optimierung des Analog-Frontends

Die meisten hochauflösenden A/D-Wandler auf dem Markt besitzen eine im Chip integrierte ‚Sample-and-Hold‘-Stufe, die vor jeder Umwandlung neu geladen werden muss. Dazu wird in der Regel ein externer Operationsverstärker eingesetzt. Leider reduziert der Sampling-Kondensator die Stabilität des Verstärkers, sodass an dessen Ausgang ein geringes Nachschwingen auftritt. Dadurch ist es sehr schwierig, den Sampling-Kondensator innerhalb einer kurzen Zeit (400 Nanosekunden) auf eine sehr hohe Genauigkeit (40  $\mu\text{V}$ ) neu zu laden. Dieses Problem und die Optimierung des Analog-Frontend sind Inhalt des Artikels. FRANK OHNHAUSER

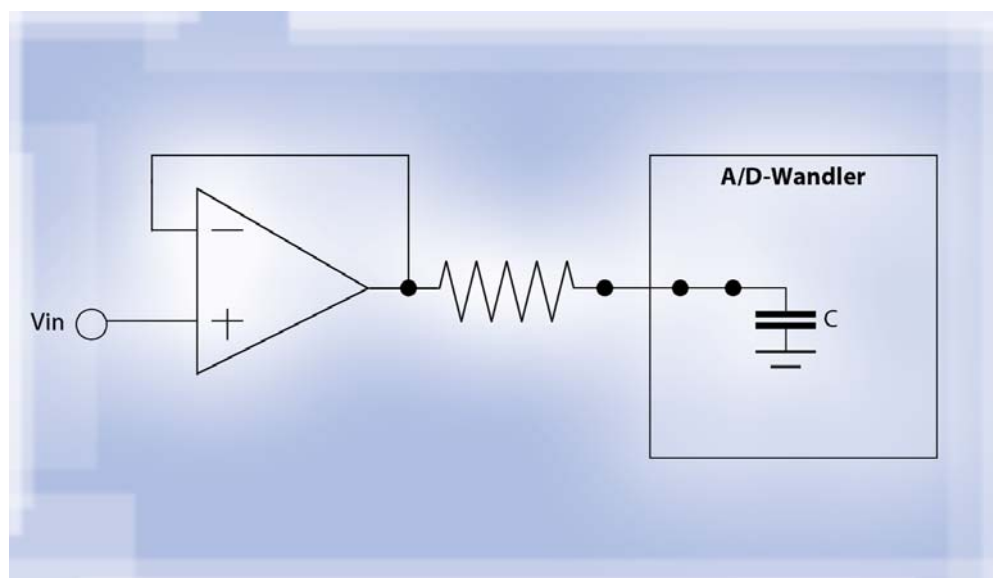


Abb. 4: Analog-Frontend des Wandlers



Dipl.-Ing. Frank Ohnhauser entwickelt A/D-Wandler für Burr-Brown (heute Texas Instruments) in Erlangen. Sein Spezialgebiet sind schnelle SAR-A/D-Wandler und Wandler mit simultaner Abtastung für Motorsteuerungen.

Der Eingang der meisten A/D-Wandler besteht aus einem Sample-Kondensator. Vor Beginn der Umwandlung wird der Kondensator auf die Eingangsspannung geladen (Abb. 1a). Der Eingangsschalter ist geschlossen. Bei  $t_0$  wird das Signal durch Öffnen des Eingangsschalters gehalten (Abb. 1b). Jetzt kann der Wandler das Signal verarbeiten. Die Kom-

bination aus Kondensator und Schaltern wird oft als ‚Sample-and-Hold‘-Stufe bezeichnet. Die Entwickler von A/D-Wandlern müssen die Kapazität dieses Kondensators auswählen. Je größer die Kapazität, desto geringer das Sampling-Rauschen ( $kT/C$ -Rauschen). Der Kondensator muss jedoch während der Sampling-Zeit des Wandlers (Erfassungszeit, Acquisition Time) neu geladen werden. Dies kann zu

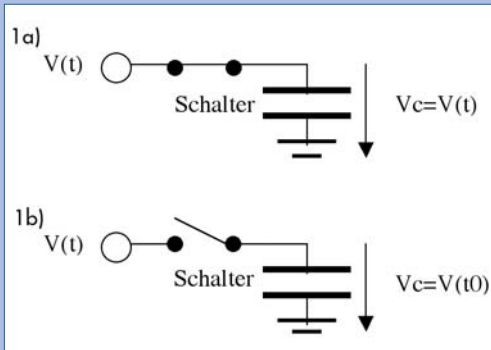


Abb. 1: Sample-and-Hold-Stufe a) beim Sampling und b) beim Halten des Eingangssignals

Schwierigkeiten führen, wie das folgende Beispiel verdeutlicht. Der ‚ADS8361‘ von Texas Instruments ist ein A/D-Wandler mit einer Datenbreite von 16-Bit und einer Frequenz von 500kHz. Die Kapazität des Sampling-Kondensators beträgt 20pF, und die Erfassungszeit (Acquisition Time) liegt bei ca. 400ns. Das Signal sollte sich mindestens auf die halbe Größe des geringstwertigen Bits (LSB) ausregeln. Dies lässt sich in Relation zur Full-Scale-Range (FSR) folgendermaßen berechnen:

$$1\text{LSB} = \text{FSR}/2^{16}$$

Die erforderliche Bandbreite ( $f_{3\text{dB}}$ ) des Wiederaufladeprozesses kann anhand dieser Daten ermittelt werden. Innerhalb der Erfassungszeit ( $T_a = 400\text{ns}$ ) muss sich der Operationsverstärker auf die Hälfte eines LSB ausregeln. Bei einem 16-Bit-Wandler ist dies  $\frac{1}{2}^{16+1}$  der Full-Scale-Range (FSR). Falls das Eingangssignal  $V_{\text{in}}$  zwischen zwei Wandlungsvorgängen um die FSR verändert wird, und die Wiederaufladung in erster Linie eine exponentielle Kurve ist, dann wird am Eingang des Kondensators die folgende Spannung ( $V_c$ ) empfangen:

$$V_c(t) - V_{\text{in}} = \text{FSR} \cdot e^{-T_a/\tau} < \text{FSR}/2^{16+1} \quad (1)$$

$$-T_a/\tau < \ln(1/2^{16+1}) = -(16+1) \cdot \ln 2 \quad (2)$$

$$\tau < T_a / ((16+1) \cdot \ln 2) = 34\text{ns} \quad (3)$$

$$f_{3\text{dB}} = 1/(2\pi\tau) = (16+1) \cdot \ln 2 / (2\pi \cdot T_a) = 4,7\text{MHz} \quad (4)$$

Wenn der Ausgangsstrom des ansteuernden Operationsverstärkers begrenzt ist, dann erfolgt die Ausregelung nicht exponentiell sondern linear über der Zeit, der Verstärker zeigt so genanntes Slewling

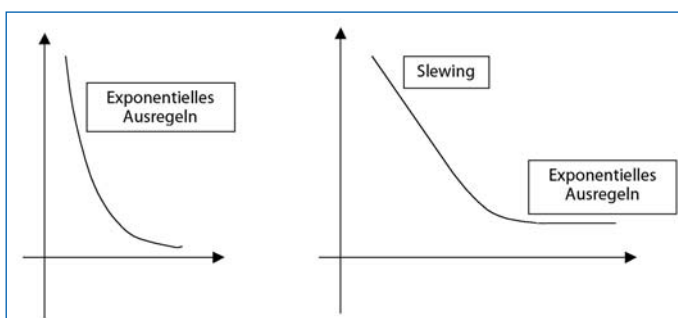


Abb. 2: Ausregelverhalten eines Operationsverstärkers beim Wiederaufladen einer kapazitiven Last

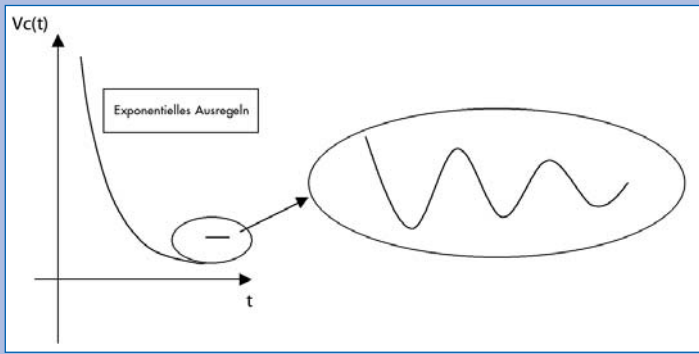


Abb. 3: Ausregelverhalten eines nachschwingenden Verstärkers

(Abb. 2). Dadurch verlängert sich die Ausregelzeit. Es sei wieder angenommen, dass das Delta des Ausgangssignals zwischen zwei Umwandlungen der Full-Scale-Range ist. Dieser beträgt 5 V beim hier betrachteten Wandler. Wenn die Hälfte der Erfassungszeit für das Slewing verwendet wird, dann muss die Slew-Rate des Verstärkers mindestens den folgenden Wert besitzen:

$$SR = 5V / 0,2\mu s = 25V / \mu s \quad (5)$$

Der maximale Ausgangsstrom muss größer sein als der mit Hilfe der Gleichungen 6 und 7 berechnete Wert:

$$C = \Delta Q / \Delta V = I \cdot (\Delta t / \Delta V) = I / SR \quad (6)$$

$$I = C \cdot SR = 20pF \cdot 25V / \mu s = 0,5mA \quad (7)$$

Leider haben die meisten Verstärker Probleme mit kapazitiven Lasten. Kondensatoren haben die Tendenz, den Phasenrand des ansteuernden Verstärkers zu reduzieren und ihn instabil zu machen. Deshalb treten am Verstärkerausgang häufig Nachschwingungen auf (Abb. 3).

Das Nachschwingen ist in der Regel so gering, dass es mit einem Oszilloskop nicht sichtbar ist. Es kann jedoch mit dem A/D-Wandler gemessen werden. Hierzu muss am Eingang des treibenden Operationsverstärkers eine Gleichspannung angelegt werden. Wenn der Aus-

gangsscode des Wandlers mit zunehmender Erfassungszeit oszilliert, dann liegt höchstwahrscheinlich ein Nachschwingen des Verstärkers vor.

Um das Nachschwingen des Verstärkers zu verhindern, muss dieser vom Kondensator entkoppelt werden. Dies kann mithilfe eines Widerstands zwischen Ver-

stärker und Kondensator geschehen (Abb. 4). Der Maximalwert des Widerstandes ( $R_{max}$ ) lässt sich mittels der in Gleichung (3) berechneten Zeitkonstante  $t$  ermitteln:

$$\tau = R_{max} \cdot C$$

$$R_{max} = \tau / C = 1,7k\Omega$$

Statt des Widerstandes kann auch ein RC-Glied eingesetzt werden. In diesem Fall muss in der oben stehenden Gleichung der externe Kondensator  $C_{ex}$  zum internen Kondensator  $C$  addiert werden. Ebenso muss der Eingangswiderstand des A/D-Wandlers aufgenommen werden, der in den meisten Fällen jedoch vernachlässigt werden kann, weil er nur wenige Ohm beträgt.

Der Widerstand bietet den zusätzlichen Vorteil, dass der Verstärker kein Slewing mehr aufweist, solange der maximale Ausgangsstrom über dem folgenden Wert liegt:

$$I_{max} = FSR / R (= 5V / 1,7k\Omega = 2,90mA) \quad (8)$$

Dadurch wird das Ausregelverhalten besser vorhersagbar.

Falls die harmonische Verzerrung (THD) ein wichtiges Kriterium für die Applikation ist, könnte der maximal erlaubte Widerstand durch die Applikation begrenzt werden.

Der Widerstand und der Sampling-Kondensator bilden zusammen ein Tiefpassfilter. Deshalb ist im Ausgangscode des A/D-Wandlers

nur das Frequenzspektrum des Systemrauschens enthalten, das unter der aus Gleichung 10 berechneten 3-dB-Frequenz liegt. Der treibende Verstärker bringt ebenfalls Rauschen in die Applikation. Um sicherzustellen, dass dieses Rauschen nicht das Systemrauschen dominiert, sollte das gesamte RMS-Rauschen gerin-

ger sein als das Rauschen des Wandlers. Angenommen, das RMS-Rauschen des Wandlers liegt bei ca. 30µV. Dies bedeutet ein Peak-to-Peak-Rauschen von 180µV (ca. 2,5 LSB beim ADS8361). Mit der aus Gleichung 4 berechneten Bandbreite von 4,7 MHz sollte das Rauschen des Verstärkers unter dem folgenden Wert liegen:

$$\text{Rauschen} = 30\mu V / \sqrt{4,7MHz} = 13,8nV / \sqrt{1Hz} \quad (9)$$

Hierbei ist zu beachten, dass es sich lediglich um eine grobe Schätzung handelt. Da das Tiefpassfilter nur eine Flankensteilheit von 20 dB/Dekade besitzt, tritt ein gewisses Rauschen oberhalb der 3-dB-Frequenz am A/D-Wandler auf. Für eine sichere Schätzung muss die Frequenz mit dem Faktor 1,5 multipliziert werden. Ferner besitzt der ADS8361 Differenzeingänge. Daher wird Rauschen am positiven und negativen Eingang eingespeist, durch die der Faktor  $\sqrt{2}$  in die Berechnung einfließt.

$$\text{Rauschen} = 30\mu V / \sqrt{2} \cdot \sqrt{4,7MHz \cdot 1,5} = 7,8nV / \sqrt{1Hz} \quad (10)$$

Dieses Rauschen ist unabhängig von der Bandbreite des Verstärkers (sofern diese über der 3-dB-Frequenz des RC-Glieds liegt).

Für den ADS8361 könnte beispielsweise der OPA227 von TI verwendet werden. Um eine zusätzliche Reserve zu erhalten, sollte der externe Widerstand weniger als 1,7kΩ betragen (für die weiteren Berechnungen wurde 1,2kΩ verwendet). Jetzt muss die Bandbreite des Verstärkers gleich oder größer als die 3-dB-Frequenz des RC-Glieds sein ( $f_{3dB, RC} = 1 / (2\pi RC) = 6,6MHz$ ). Der maximale Ausgangsstrom muss mindestens 4,2 mA (Gl.8) betragen. Das Rauschen sollte unter 6,7nV liegen (Gl.10). Der OPA227 kann diese Anforderungen erfüllen und bietet einen hervorragenden Offset zu einem günstigen Preis. Der OPA227 ist auch in Zweifach- oder Vierfach-Versionen für Differenzeingänge oder Mehrkanal-Applikationen erhältlich.

A/D-Wandler benötigen ein passendes Analog-Frontend. Falls die Auswahl nicht sorgfältig erfolgt, könnte zusätzliches Rauschen und Lowlevel-Oszillieren auftreten. Ferner wäre eine Offset-Verschiebung und eine Beeinträchtigung der Linearität möglich.

Dieser Artikel enthielt Hinweise zur Optimierung des Analog-Frontends einschließlich dem externen Widerstand, der Bandbreite und dem Rauschen des Verstärkers. Jedoch ist zu bedenken, dass einige Applikationen sehr spezifische Anforderungen haben können, die hier nicht berücksichtigt werden konnten.