

Zeitdiskrete analoge Systeme (1/3)

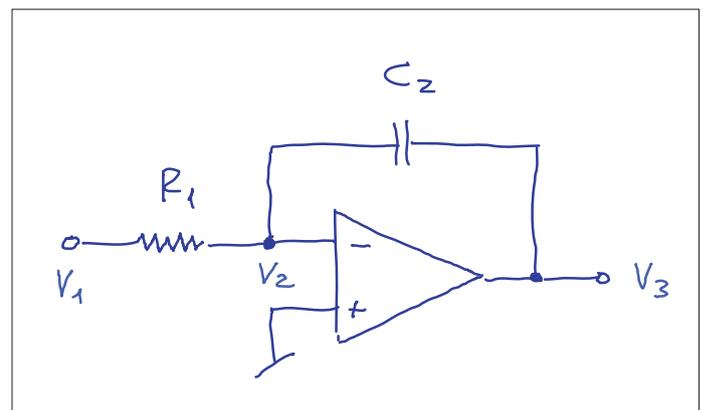
Switched-Capacitor-Schaltungen – elektronische Eimerketten

Mikroelektronische Schaltungen leiden oft sehr darunter, dass Werte von Komponenten wie Widerstände und Kondensatoren sehr stark variieren. Mit der elektronischen Variante der Eimerkette – dem Switched-Capacitor-Filter – kann man dieses Problem elegant lösen und sehr genaue integrierte Filter bauen.

» Dr. Hanspeter Schmid und Dr. Alex Huber, Institut für Mikroelektronik, FHNW

Im letzten «Fokus Mikroelektronik» (Polyscope 14/11) kam die Frage auf: Sollen wir in elektronischen Schaltungen die Signale konventionell als Spannungen darstellen oder lieber als Ströme oder sogar als elektrische Ladungen? Die letzte Variante hat einige Vorteile, ist aber ziemlich anders als konventionelle elektronische Signalverarbeitung: Denn wenn wir das Signal durch Ladungswerte darstellen wollen, müssen wir diese in der Signalverarbeitungskette immer wieder auf Kondensatoren zwischenspeichern. Das geht aber nur zeitdiskret. So stehen wir plötzlich einem zeitdiskreten analogen System gegenüber. Doch zuerst das einfache Operationsprinzip.

Bild 1:
Aktiv-RC-Integrator

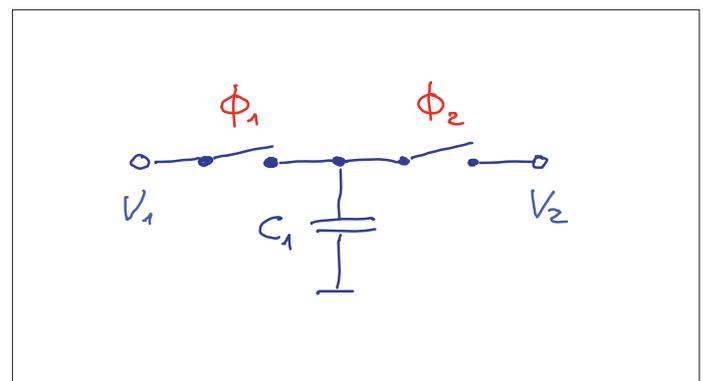


Von Komponententoleranzen auf IC

Bild 1 zeigt einen einfachen Aktiv-RC-Integrator. Es spricht nichts dagegen, ihn genau so auf einem IC zu integrieren, ausser eines: die Toleranzen von R_1 und C_2 . Auf verschiedenen ICs variieren diese zufällig im Bereich ± 30 Prozent. So variiert die RC-Zeitkonstante des Integrators mit ± 42 Prozent, und das ist für fast alle Signalverarbeitungsanwendungen zu viel.

Es lohnt sich hier, den Widerstand auf eine andere Art zu implementieren: nämlich als Switched-Capacitor-Schaltung (SC-Schaltung). Bild 2 zeigt einen SC-Widerstand mit zwei Schaltern und einer Kapazität. Die Schalter werden von einem digitalen Controller nacheinander geschlossen. Zuerst ist Schalter 1 zu und Schalter 2 offen, C_1 lädt sich auf V_1 auf und hat somit die Ladung $Q_1 = V_1 C_1$. Dann wird zuerst Schalter 1 geöffnet und dann Schalter 2 geschlossen. C_1 lädt sich auf V_2 auf und hat dann die Ladung $Q_2 = V_2 C_1$. Dabei wird – ähnlich wie eine

Bild 2:
SC-Widerstand



Portion Wasser in einer Eimerkette – eine Ladung $\Delta Q = Q_2 - Q_1 = (V_2 - V_1) C_1$ übertragen. Wenn das mit der Taktfrequenz f_s wiederholt wird, dann fließt ein mittlerer Strom von $f_s \Delta Q = (V_2 - V_1) f_s C_1$. Es stellt sich heraus, dass dies einem Widerstand mit folgendem Wert entspricht:

$$R = \frac{1}{f_s} \cdot C_1$$

Nur, was bringt das in Bezug auf Toleranzen? Für den Widerstandswert selber bringt es nichts; C_1 variiert immer noch ± 30 Prozent und damit R auch. Bei der Zeitkonstante des Integrators sieht es aber anders aus, denn

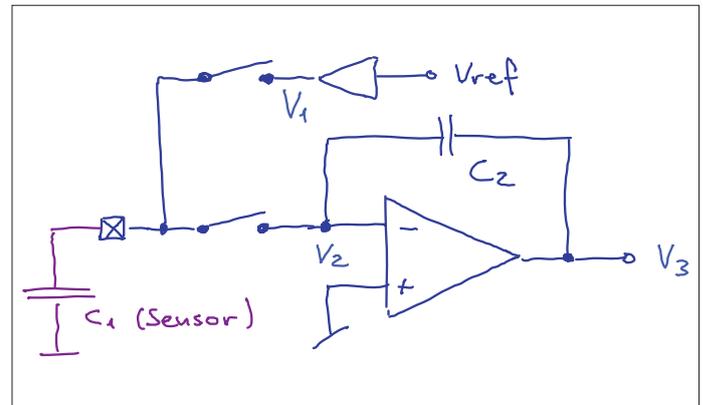
$$\tau = R C_2 = \frac{C_2}{f_s} \cdot C_1 \quad \text{oder schöner:} \quad \tau = \frac{1}{f_s} \cdot \frac{C_2}{C_1} \rightarrow$$

Nun ist das Verhältnis von zwei nahe beieinanderliegenden Kondensatoren auf einem IC auf $\pm 0,5$ Prozent genau, auch wenn die Absolutwerte weit streuen, und f_s ist sowieso sehr genau, weil es von einer Quarzfrequenz abgeleitet wird. So erlaubt es die SC-Technik, auch in wesentlich komplizierteren Schaltungen sehr genaue Zeitkonstanten auf einem IC zu erhalten, und weil Schalter in CMOS nicht schwierig zu bauen sind, kommen SC-Schaltungen in der Mikroelektronik heute in sehr vielen Anwendungen vor. SC-Schaltungen verbrauchen allerdings mehr Leistung als Aktiv-RC-Schaltungen, denn in einem 100-kHz-Aktiv-RC-Filter reichen OpAmps mit 1 MHz Gain-Bandwidth-Product (GBWP), während man einen SC-Filter mit 100 kHz Bandbreite schon mal mit sicher 1 MHz Samplingfrequenz betreiben muss, um Aliasingeffekte zu vermeiden, und wenn der OpAmp die Ladungen schnell genug verschieben können muss, dann braucht er ein GBWP um die 10 MHz.

Kapazitive Sensoren

In vielen Sensoranwendungen – von Drucksensoren über Durchfluss- und Beschleunigungssensoren bis hin zu Mikrofonen – repräsentiert die Kapazität eines Kondensators die zu messende physikalische Grösse. Die SC-Technik kann man auch verwenden, um einen solchen Sensor auszulesen (Bild 3). In

Bild 3:
Einfacher SC-Sensor-Verstärker – Reset-schalter sind nicht abgebildet



der ersten Phase wird der Sensor auf eine Referenzspannung aufgeladen und gleichzeitig die Ladung auf der Kapazität C_2 gelöscht. In der zweiten Phase wird der OpAmp C_1 auf virtuelle Masse entladen und damit die Ladung von C_1 komplett auf C_2 übertragen. Ein ideales C rauscht nicht, aber die Schalter haben Innenwiderstände, die rauschen.

Das heisst: Eigentlich möchten wir C_1 auf die Referenzspannung aufladen, aber weil der Widerstand im Schalter rauscht, werden wir nach dem Öffnen des Schalters nicht die Referenzspannung auf C_1 haben, sondern eine verrauschte Version davon.

Zum Glück lässt sich dieses Rauschen sehr einfach bestimmen. Der Widerstand muss nämlich bestimmt so klein sein, dass der Aufladeprozess einschwingt, bis der Schalter wieder geöffnet wird, das heisst, der Sensor kommt in einen thermodynamischen Gleichgewichtszustand. Die thermodynamische Energie in einem System mit einem Freiheitsgrad ist

$$E = \frac{kT}{2}$$

wobei k die Boltzmannkonstante ist und T die Temperatur in Kelvin. Die Energie auf einer Kapazität, abhängig vom RMS-Wert der Spannung, ist

$$E = C \cdot \frac{V_{\text{rms}}^2}{2}$$

Setzen wir die zwei Energien gleich, wird der RMS-Wert des Rauschens

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\frac{kT}{C}}$$

Dieses «k-T-über-C»-Rauschen ist unabhängig von der Abtastfrequenz. Für eine Abtastfrequenz f_s wird die Rauschdichte von 0 bis $f_s/2$

$$\bar{V}_{\text{rms}}^2 = \frac{2kT}{f_s C}$$

Für einen 30-pF-Sensor, der bei Raumtemperatur mit 1 MHz abgetastet wird, gibt das 16,6 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$.

Grenzen von SC-Schaltungen

Daraus zeigt sich: Wollen wir in einer SC-Schaltung wenig Rauschen, brauchen wir grosse elektrische Kapazitäten oder müssen einfach schneller abtasten. Und vor allem Letzteres wird dank den grossen Fortschritten in den CMOS-Technologien immer einfacher.

Denn das Limitierende bei der Geschwindigkeit ist, dass immer dann, wenn man einen CMOS-Schalter öffnet, ein Teil der Kanalladung des Transistors in den Kondensator fliesst und dabei Fehler verursacht. Macht man die Schalter breiter, sodass sie einen kleineren Widerstand haben und das C schneller laden können, dann gibt es auch mehr Fehlerladung. Dieser Effekt nimmt nun aber mit dem Quadrat der Transistorlänge ab, sodass sich die maximal mögliche Taktfrequenz von SC-Schaltungen ungefähr wie Moore's Law entwickelt: eine Verdoppelung alle 18 Monate. Genau dieser Umstand erklärt den unaufhaltsamen Siegeszug der SC-Technik in der Mikroelektronik.

Im nächsten «Fokus Mikroelektronik» schauen wir eine Anwendung von SC-Schaltungen genauer an: Die heute typische Art, Präzisions-ADC zu bauen, sogenannte Sigma-Delta-Wandler. <<

Infoservice

Dr. Hanspeter Schmid, FHNW/IME
Steinackerstrasse 1, 5210 Windisch
Tel. 056 462 46 25

hanspeter.schmid@fhnw.ch, www.fhnw.ch/ime

Switched-Capacitor-Schaltungen

Das Institut für Mikroelektronik der FHNW setzt Switched-Capacitor-Schaltungen in den meisten Projekten ein: als Verstärker für kapazitive Sensoren, für einfache Filterfunktionen, als Teile von komplizierteren Verstärkern, um zeitkontinuierliche Signale zu sampeln, als Baublöcke von Analog-zu-Digital-Wandlern und sogar als DC/DC-Wandler, mit denen man eine Versorgungsspannung mit über 80 Prozent Wirkungsgrad skalieren (verdoppelt, halbiert, 2/3 ...) kann. Es gibt aber auch von verschiedenen Herstellern käufliche Bausteine: z.B. einen Tiefpass-Besselfilter achter Ordnung mit genau einstellbarer Grenzfrequenz zwischen 0,1 Hz und 25 kHz (Maxim MAX 293 / MAX 294) oder bis 50 kHz (MAX 297) oder den Linear Technologies LTC 1064, mit denen man verschiedenste Filterfunktionen realisieren kann. Auch die meisten hochauflösenden A/D-Wandler, wie z.B. der 24-Bit-Wandler AD 7793 von Analog Devices, basieren auf der Switched-Capacitor-Technik.