

Analog-Digital-Wandlungsverfahren

Parallelverfahren:

- Word at a time
- Schnell: Wandlung in einem Schritt
- Einsatz: Speicheroszilloskope, Transientenrekorder, schnelle Messtechnik
- aufwändiges Chip-Layout
- Übliche Leistungsdaten:

Auflösung:	8-10 Bit
Samplingrate:	10 bis einige 100 MHz

OSZ - Flash ADC

Wägeverfahren:

- Digit at a time
- Mittelschnell: Wandlung in n Schritten (n: Bit-Breite)
- Einsatz: ältere Speicheroszilloskope, Messtechnik bei mittleren Anforderungen an Auflösung und Wandlungsrate
- Übliche Leistungsdaten:

Auflösung:	8-16 Bit
Samplingrate:	10 kHz bis 1 MHz

MC

Zählverfahren:

- Level at time
- Langsam: Wandlung in 2ⁿ Schritten (n: Bit-Breite)
- Einsatz: Digitalmultimeter, Temperaturmessung, Panelmeter
- Übliche Leistungsdaten:

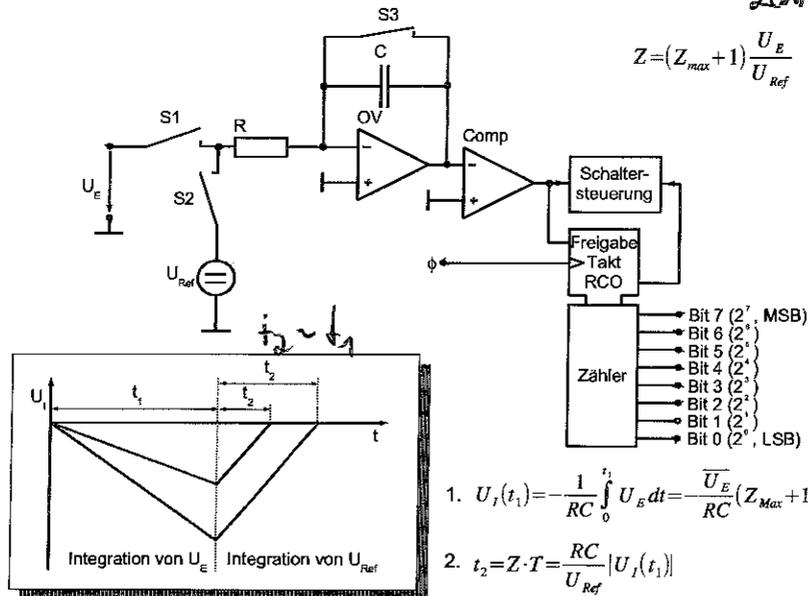
Auflösung:	8-20 Bit
Samplingrate:	< 1 kHz

→ Skalarwert - z.B. 50 kHz Filter

In der modernen Meßtechnik sowohl im Labor als auch in der Prozeßmeßtechnik nimmt der Computer eine zentrale Rolle ein. Er ermöglicht die Speicherung, automatische Auswertung und Dokumentation von Meßwerten. Mittels Analog-Digital-Wandler werden Spannungen in ein für den Computer verarbeitbares Format umgewandelt. Je nach Anforderung an Wandlungsgeschwindigkeit, Wandlungsgenauigkeit und Kostenaufwand kommen unterschiedliche A/D-Wandlungsverfahren zum Einsatz. Die Folie gibt einen Überblick über gängige Verfahren:

Zwei-Rampen-Verfahren (Dual Slope)

Zählverfahren



Das Dual-Slope-Verfahren (Zwei-Rampen-Verfahren) ist ein langsames störsicheres Verfahren mit hoher Auflösung. Es kommt bei der Wandlung von Gleichspannungen zum Einsatz.

Im Prinzip besteht die Schaltung aus einem Integrator, einem Komparator, einem Zähler, einem Steuerwerk und Schaltern. Die Wandlung findet in zwei Phasen statt: In der ersten Phase wird das Spannungs-Zeit-Integral über der zu messenden Spannung während einer festgelegten Zeitdauer gebildet. Hierzu wird die Eingangsspannung so lange an einen analogen Integrator geschaltet, bis eine bestimmte Anzahl Z_1 an Takten aus einem internen Taktgeber abgelaufen ist. Anschließend wird eine negative Referenzspannung an den Integrator gelegt, und mittels eines Zählers die Anzahl der Takte gezählt, bis die Integratorspannung wieder Null beträgt. Der Endzählerstand Z ist proportional zur Höhe der zu messenden Spannung: $Z = Z_1 \cdot U_E / U_{Ref}$

Das Diagramm zeigt die Ausgangsspannung des Integrators für zwei unterschiedliche Eingangsspannungen.

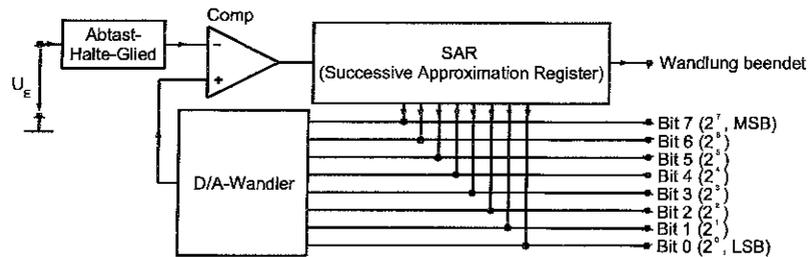
Das Meßergebnis Z ist unabhängig von der Taktfrequenz des Taktgebers. Es muss lediglich gewährleistet sein, daß die Taktfrequenz während der Messung konstant ist. Dies läßt sich schon mit einfachen Taktgebern erreichen. Man kann mit diesem Verfahren leicht Genauigkeiten von 0,01% = 100 ppm realisieren.

Wegen des geringen Schaltungsaufwands und der hohen Genauigkeit wird das Dual-Slope-Verfahren in Digitalvoltmetern eingesetzt. Hier stört die langsame Wandlungszeit nicht.

In die ungeschirmten Messleitungen von Digitalvoltmetern können leicht netzfrequente Störsignale einkoppeln. Um den Einfluß einer eingestreuten Wechselspannung zu eliminieren, wählt man die Taktfrequenz so, daß die Integrationszeit des ersten Schritts gerade der Periodendauer oder einem Vielfachen davon entspricht. Dann mittelt sich ihr Einfluß heraus. Damit die Störunterdrückung sowohl bei 50 Hz als auch bei 60 Hz funktioniert, sind die Integrationszeiten von Digitalmultimetern gewöhnlich auf gemeinsame Vielfache bei den Periodendauern eingestellt, z.B. 0,1 s, 0,2 s usw.

Filterung
Netzfrequenz

Sukzessive Approximation (Wägeverfahren)



Beispiel:

4-Bit- Wandler, Messbereich 0...15V, $U_E = 11\text{ V}$

- | | | | |
|------------------|---------------------|---|----------------------------|
| 1. MSB setzen: | Ausgabe SAR: 1000b | -> $U_{\text{D/A-Wandler}} = 8\text{ V} < 11\text{ V}$ | MSB bleibt gesetzt. |
| 2. nächstes Bit: | Ausgabe SAR: 1100 b | -> $U_{\text{D/A-Wandler}} = 12\text{ V} > 11\text{ V}$ | Bit rücksetzen |
| 3. nächstes Bit: | Ausgabe SAR: 1010b | -> $U_{\text{D/A-Wandler}} = 10\text{ V} < 11\text{ V}$ | Bit bleibt gesetzt |
| 4. LSB: | Ausgabe SAR: 1011b | -> $U_{\text{D/A-Wandler}} = 11\text{ V} = 11\text{ V}$ | = U_E , Wandlung beendet |

Ständiger Vergleich

Verfahren der sukzessiven Approximation oder Wägeverfahren ist ein mittelschnelles Verfahren. Es sind Wandlungszeiten bis herab zu ca. 1 μs bei Auflösungen von bis zu 16-Bit üblich.

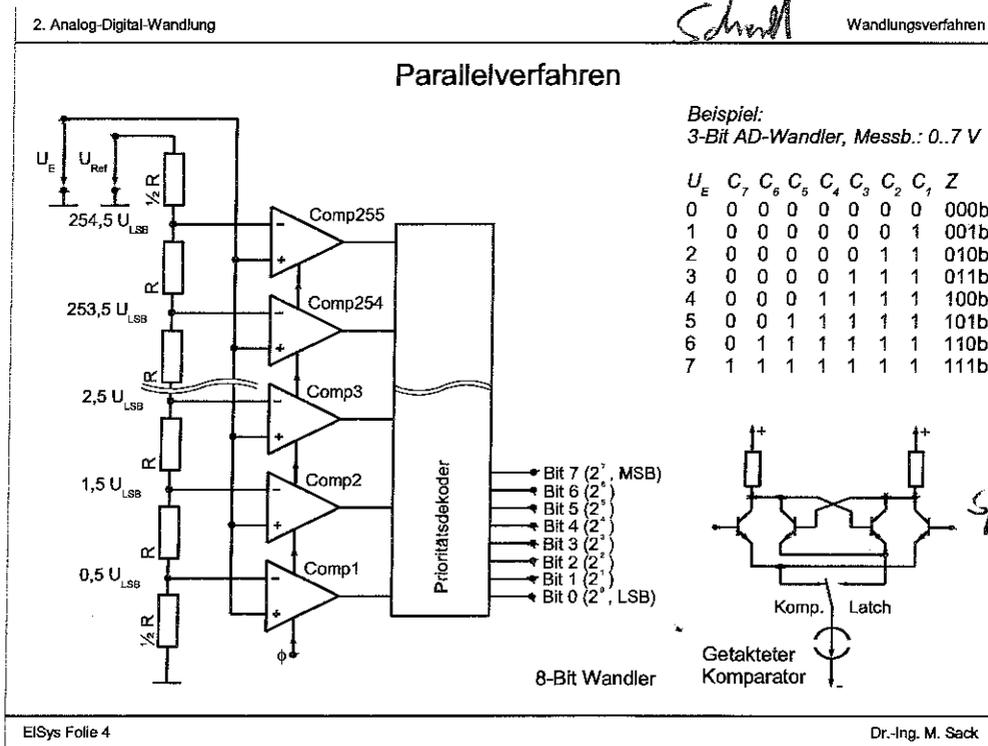
Wie der Name des Verfahrens schon sagt, wird das endgültige Wandlungsergebnis in mehreren Schritten angenähert. Der Wandler besitzt einen Komparator, der das Eingangssignal mit einer von einem D/A-Wandler erzeugten Spannung vergleicht. Der Wandlungsablauf wird von einem Speicherregister SAR (Successive Approximation Register) gesteuert. Zunächst sind alle Bits des Wandlungsergebnisses gelöscht. Beginnend mit dem höchstwertigen Bit wird in jedem Wandlungsschritt ein Bit zunächst versuchsweise gesetzt. Das vorläufige Wandlungsergebnis wird mit einem DA-Wandler in eine Spannung zurückgewandelt und mit dem Eingangssignal verglichen. Liegt die Eingangsspannung über der Vergleichsspannung, bleibt das Bit gesetzt, anderenfalls wird es zurückgesetzt. Anschließend wird das nächst niedrigere Bit bearbeitet. Das Wandlungsergebnis nähert sich so schrittweise der Eingangsspannung an. Die Anzahl der Versuche, d.h. die Anzahl der benötigten Schritte entspricht der Breite des A/D-Wandlers. Bei hohen Auflösungen ergibt sich eine längere Wandlungszeit.

Ein Beispiel soll das Prinzip verdeutlichen:

Fiktiver AD-Wandler: 16V-ADC mit 4 bit, $U_{\text{ein}} = 11\text{ V}$:

- | | | |
|---------------|---------------------------------------|---------------------|
| MSB setzen: | 1000b -> 8V < 11V | MSB bleibt gesetzt. |
| nächstes Bit: | 1100 b -> 12V > 11 V | rücksetzen |
| nächstes Bit: | 1010b -> 10 V < 11 V | bleibt gesetzt |
| LSB: | 1011b -> 11V = 11V = U_{ein} | |

Während der Wandlung darf sich die Eingangsspannung nicht ändern, da dies zu falschen Wandlungsergebnissen führen kann. Man schaltet daher ein Sample- und Hold-Glied voran. Das S&H-Glied enthält i.A. einen Kondensator, dessen Spannung im Sample-Modus der Eingangsspannung folgt. Schaltet man in den Hold-Modus, wird er vom Eingang abgetrennt und seine Spannung bleibt während der Wandlung konstant.



Beispiel:
3-Bit AD-Wandler, Messb.: 0..7 V

U_E	C_7	C_6	C_5	C_4	C_3	C_2	C_1	Z
0	0	0	0	0	0	0	0	000b
1	0	0	0	0	0	0	1	001b
2	0	0	0	0	0	1	1	010b
3	0	0	0	0	1	1	1	011b
4	0	0	0	1	1	1	1	100b
5	0	0	1	1	1	1	1	101b
6	0	1	1	1	1	1	1	110b
7	1	1	1	1	1	1	1	111b

Das Parallelverfahren ist ein sehr schnelles Wandlungsverfahren, es ermöglicht bis zu einigen 100 MSamples pro Sekunde und Auflösungen bis zu 10 Bit.

Die Folie zeigt das Prinzipschaltbild eines 8 Bit- ADC. Der Wandler besitzt so viele Komparatoren wie Quantisierungsstufen, d.h. 2^n , wenn n die Bitbreite des Wandlers ist. Bei dem hier gezeigten 8-Bit-Wandler sind es also 256 Komparatoren. Die Referenzspannung wird durch Teiler in n äquidistante Teilspannungen geteilt und an die Komparatoren gelegt. Jede Teilspannung wird mit der Eingangsspannung verglichen. Jeder Komparator schaltet beim Überschreiten seiner Stufenspannung um.

Zum Abtastzeitpunkt werden die Komparatorzustände gespeichert und von einer nachgeschalteten Schaltfunktion in Binärdarstellung umgesetzt. Die Wandlung erfolgt also in einem Schritt.

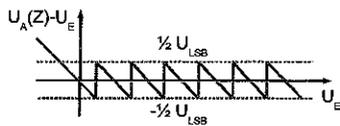
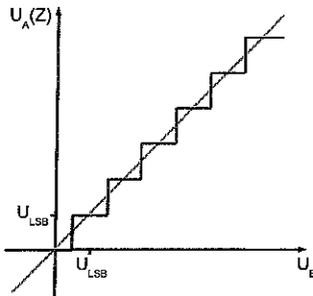
Die Tabelle zeigt die Umsetzung der Komparator-Zustände in die Binärdarstellung am Beispiel eines 3-Bit-Wandlers.

Die eingesetzten Komparatoren sind getaktet. Sie bilden damit sozusagen ein digitales Abtast-Halte-Glied, das viel schneller arbeiten kann als ein analoges (analog nur bis einige MHz). Damit alle 2^n Komparatoren zum gleichen Augenblick schalten, müssen die Signallaufzeiten sowohl der Taktsignale als auch des Eingangssignals zu den Komparatoren alle möglichst gleich sein. Sie sitzen daher auf engem Raum nahe des Eingangs. Um Platz zu sparen, bestehen sie im Prinzip aus einer Kombination von einem Differenzverstärker und einem Flip-Flop. Im Sample-Betrieb arbeitet der Differenzverstärker als Komparator. Im Abtastaugenblick wird der Schalter auf „Latch“ (Speichern) umgelegt. Das Flip-Flop übernimmt bedingt durch die aufgeladenen Streukapazitäten den Schaltzustand des Komparators. Da das Flip-Flop auch als Differenzverstärker aufgebaut ist, genügen schon wenige mV an Spannungsdifferenz, um das Flip-Flop zu schalten. Der Komparator muss also noch nicht vollständig umgeschaltet haben. Dadurch lässt sich der Apertur-Jitter, d.h. die Unsicherheit des Abtast-Zeitpunkts auf wenige Picosekunden reduzieren.

Das Parallelverfahren findet beispielsweise in schnellen Speicheroszilloskopen und Stoßspannungsmesssystemen Anwendung. Es ermöglicht Abtastraten von mehreren 100 MHz. Allerdings ist das Chiplayout aufwändig, was sich auch im Preis widerspiegelt.

Signalbankzeiten zu Komparatoren beachten

Quantisierungsrauschen und effektive Bitanzahl



Quantisierung und Quantisierungsrauschen eines idealen Analog-Digital-Wandlers

Idealer Analog-Digital-Wandler:

Quantisierungsrauschen $U_r = U_A(Z) - U_E$ ist sägezahnförmig.

-> Effektivwert des Rauschsignals: $U_{r,eff} = \frac{U_{LSB}}{\sqrt{12}}$

Sinusförmige Vollaussteuerung: $U_{s,eff} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot 2^N \cdot U_{LSB}$

Signal-Rausch-Abstand:

$$\frac{U_{s,eff}}{U_{r,eff}} = \frac{1}{2} \sqrt{6} \cdot 2^N$$

$$S = 20 \text{ dB} \log \frac{U_{s,eff}}{U_{r,eff}} = N \cdot 6,02 \text{ dB} + 1,76 \text{ dB}$$

Realer Analog-Digital-Wandler:

Erhöhtes Rauschen durch z. B.

- Ungleiche Stufenbreite
- Rauschen und Nichtlinearitäten von vorgeschalteten Verstärker
- Eingangsseitig eingestreute Störspannungen

-> Reduktion der nutzbaren Auflösung

Effektive Bitbreite: $N_{eff} = \frac{S_{Gemessen} - 1,76 \text{ dB}}{6,02 \text{ dB}}$

MT Bin dr!

Quantisierungsrauschen
-> Durch wertdichtestreu eingebrachte Unsicherheit

Meßgrößen sind im Allgemeinen fehlerbehaftet. Aus der Analogtechnik sind Fehlerarten wie Linearitätsfehler, Offset, frequenzabhängige Übertragungsfunktion oder Rauschen bekannt. Durch die Digitalisierung, d.h. die Abtastung und die Quantisierung, treten zusätzliche Fehlerarten auf.

Betrachten wir das Spektrum eines ein bandbegrenzten Analogsignals. Durch die Abtastung erscheint es periodisch bei der Abtastfrequenz und deren Vielfachen fortgesetzt. Es wird also an den Linien $\pm f_0/2$ und $\pm f_0$ fortgesetzt gespiegelt. Das Abtasttheorem besagt bekanntlich, dass für eine eindeutige Rekonstruktion des abgetasteten Signals nur Frequenzanteile bis zur halben Abtastfrequenz im Signal vorkommen dürfen. Treten dennoch höhere Frequenzen auf, kommt es zum sog.

Aliasing:

Die periodisch fortgesetzten Frequenzanteile überlappen dann: Signalanteile aus dem höheren Frequenzbereich werden in das Basisband eingeblendet und führt zu einer Signalverfälschung. Dies zeigt das untere Diagramm; hier ist das Analogsignal breiter als +/- halbe Abtastrate.

An einem Beispiel kann man sich diese Verhalten auch im Zeitbereich veranschaulichen: Das Bild zeigt einen sinusförmigen Signalverlauf, der nur einmal pro Periode abgetastet wird. Verbindet man die Abtastpunkte, erhält man zwar den Signalverlauf (vorausgesetzt, die Signalforn ändert sich nicht), aber mit falscher Frequenz, und zwar mit der Differenzfrequenz zur Abtastrate. Der Kurvenverlauf auf dem Bildschirm setzt sich also aus Abtastwerten aus unterschiedlichen Perioden zusammen und gaukelt ein Signal mit wesentlich geringerer Frequenz vor.

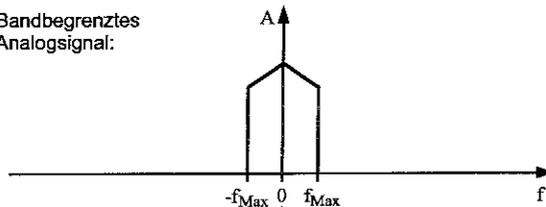
So ein Messsignal kann man gelegentlich an einem Speicheroszilloskop beobachten, wenn man ein Signal aus einer Quelle mit konstanter Frequenz misst, z.B. einem Schwingquartz, und versehentlich eine viel zu große Zeitbasis eingestellt hat. Liegen Signalfrequenz und Abtastfrequenz in einem günstigen Verhältnis, erscheint das Messsignal zwar mit dem richtigen Kurvenverlauf, aber vermeintlich zu geringer Frequenz auf dem Bildschirm.

Kann man nicht ausschließen, dass das zu messende Signal Frequenzanteile oberhalb der halben Abtastfrequenz enthält, sollte man ein Anti-Aliasing-Filter vorschalten. Das Filter sollte relativ steiflankig sein, mindestens ein Filter 2. Ordnung, d.h. mit 12 dB/Dekade an Dämpfung zunehmen.

Problem Abtasten
-> Wiederholungs-Spektrum

Effektive Bitbreite: Nutzbare Auflösung unter Einwirkung von Störgrößen die für Ungenauigkeiten in dem LSB sorgen

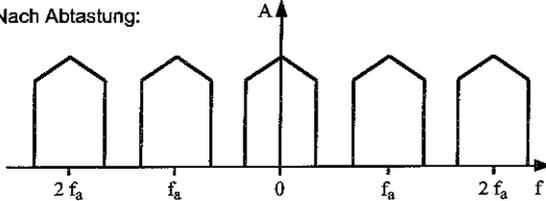
Unterabtastung: Aliasing

Bandbegrenzt
Analogsignal:Nyquist-Kriterium: $f_A \geq 2 f_{Max}$

Bei Abtastung:

Periodische Fortsetzung des Spektrums

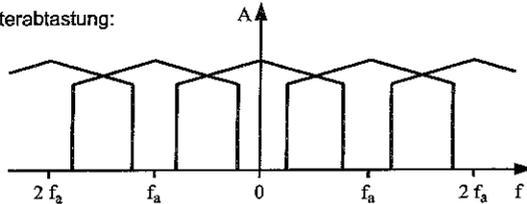
Nach Abtastung:



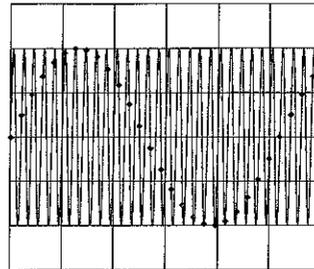
Bei Unterabtastung:

Spiegelung von Frequenzanteilen
in das Basisband.

Unterabtastung:



Unterabtastung (Zeitbereich):



Durch die Quantisierung tritt das Quantisierungsrauschen auf. Betrachten wir einen idealen AD-Wandler: Da der Wandler nicht feiner auflösen kann als die Spannung, die dem kleinsten Bit (LSB) entspricht, kommt es bei einer einzelnen Abtastung zu einem Quantisierungsfehler, der zwischen $-0,5 U_{LSB}$ und $+0,5 U_{LSB}$ liegt. Bei kontinuierlicher Abtastung macht sich dieser Fehler als Rauschen bemerkbar. Um den Effektivwert dieser Rauschspannung zu berechnen, betrachten wir eine linear ansteigende Eingangsspannung. Sie wird zu einer treppenförmigen Funktion digitalisiert. Die Fehlerfunktion, d.h. die Rauschspannung, ist sägezahnförmig. Ihr Effektivwert berechnet sich zu $0,5 U_{LSB} / \sqrt{12}$. Da sich ein beliebiger Spannungsverlauf durch Geraden annähern lässt, gilt diese Beziehung auch für beliebige Eingangsspannungsverläufe. Da im Allgemeinen alle Frequenzen bis zur halben Samplingrate vorkommen können, kann man das Rauschen als im Frequenzbereich zwischen 0 und $f_s/2$ gleichverteilt betrachten.

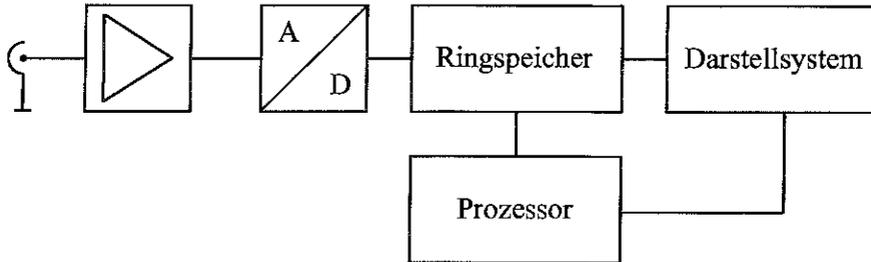
Das bestmögliche Signal-Rausch-Verhältnis ergibt sich bei Vollaussteuerung des AD-Wandlers. Bei sinusförmiger Vollaussteuerung lässt sich der Effektivwert des Signals darstellen durch: ...

Der Signal-Rausch-Abstand ist abhängig von Anzahl der Bits n und berechnet sich für einen idealen AD-Wandler zu $6,02n+1,76$. Wird ein AD-Wandler nur teilweise angesteuert, verschlechtert sich der Signal-Rausch-Abstand entsprechend. Ein realer AD-Wandler weist zusätzliches Rauschen auf, dessen Ursache u.a. im Rauschen der analogen Bauelemente liegt. Außerdem treten Verzerrungen auf. Der Apertur-Jitter, d.h. die Unschärfe der Abtastzeit, führt insbesondere bei steilen Signalfanken, d.h. hohen Frequenzen, zu einem weiteren Meßfehler. Auch können eingangsseitig Störspannungen eingestreut werden.

Die Anzahl der auswertbaren Bits reduziert sich dadurch. Man gibt häufig die effektive Anzahl an Bits an: Man mißt das tatsächliche Signal-Rausch-Verhältnis bei Vollaussteuerung mit einem sinusförmigen Signal und errechnet daraus die effektive Bit-Anzahl: $n_{eff} = S/(N+D)$ gemessen $- 1,76\text{dB} / 6,02\text{ dB}$. D.h. die Anzahl an Bits, die ein idealer AD-Wandler bei gemessenem Rauschpegel und Vollaussteuerung hätte. Dies ist im Allgemeinen keine ganze Zahl. In Datenblättern wird neben der tatsächlichen Bit-Anzahl auch die effektive Bit-Anzahl angegeben.

Digitalspeicheroszilloskop (DSO)

Prinzipschaltbild:



Eigenschaften:

- Permanente A/D-Wandlung des Signals
- Datenspeicherung im Ringspeicher, ältester Wert wird überschrieben
- Triggerung: Zeitlicher Bezug,
Beschreiben des Ringspeichers stoppt nach definierter Anzahl von Abtastungen
-> Signalvorgeschichte darstellbar
- Digitale Signalverarbeitung: Diverse Werkzeuge zur Signalauswertung,
Rechnerschnittstellen (Datenübertragung, Steuerung)

Das Digital-Speicheroszilloskop hat sich in den vergangenen Jahren gegenüber dem Analog-Oszilloskop weitgehend durchgesetzt. Daher möchte ich kurz auf seinen Aufbau und die Funktionsweise eingehen.

Folie 7 zeigt das Prinzipschaltbild eines digitalen Speicheroszilloskops:

Das analoge Eingangssignal gelangt über den Eingangsabschwächer und den Verstärker zum A/D-Wandler. Der AD-Wandler tastet das Signal permanent ab. Die Abtastwerte werden in einem Ringspeicher abgelegt. Dabei werden die jeweils ältesten Werte im Speicher wieder durch neue Werte überschrieben. Beim analogen Oszilloskop wird hekanntlich durch die Triggerung der Schreibstrahl ausgelöst. Beim DSO dagegen stoppt die Triggerung die Aufzeichnung. Dies erfolgt entweder sofort, oder nachdem noch eine gewisse Anzahl von Abtastwerten in den Speicher geschrieben wurden. Je nach em wieviele Samples nach dem Triggerereignis die Erfassung gestoppt wird, kann ein mehr oder weniger großer Teil der Vorgeschichte, also des Signalverlaufs vor dem Triggerereignis, angezeigt werden.

Moderne Speicheroszilloskope haben Abtstraten bis zu 50 GSamples/s. Eingesetzt werden Wandler nach dem Flash-Prinzip. Ein einzelner Wandler erreicht jedoch zur Zeit noch nicht solch hohe Abtstraten. Daher werden mehrere Wandler eingesetzt: Das Signal ist parallel an mehrere Wandler geführt, die reihum das Signal mit kurzer Aperturzeit sammeln und anschließend wandeln. Die einem einzelnen Wandler nachgeschaltete Logik sowie Speicherchips müssen nur für die Wandlungsrate dieses Wandlers ausgelegt sein. Bei manchen mehrkanaligen Speicheroszilloskopen kann die maximale Abtstrate nur bei der Messung mit einem Kanal erzielt werden. Dann werden die Wandler, die bei kleineren Abtstraten verschiedenen Kanälen zugeordnet sind, auf nur einen Kanal geschaltet.

Nach der Aufzeichnung wird der Speicherinhalt vom im Speicheroszilloskop enthaltenen Rechner auf dem Oszilloskopbildschirm dargestellt und kann auch über eine Schnittstelle an ein angeschlossenes Rechnersystem zur Weiterverarbeitung übertragen werden.

In allen modernen Speicheroszilloskopen sind Funktionen zur Kurvenauswertung und -vermessung implementiert. So können beispielsweise mittels-Kursoren einzelne Kurvenpunkte angefahren und Spannungs- und Zeitwerte direkt abgelesen werden, das Oszilloskop kann automatisch Frequenz- und Periodenmessungen durchführen, die Anstiegszeit bestimmen, den Effektivwert berechnen, oder auch eine Integration, beispielsweise zur Ladungsbestimmung bei einer Strommessung, vornehmen.

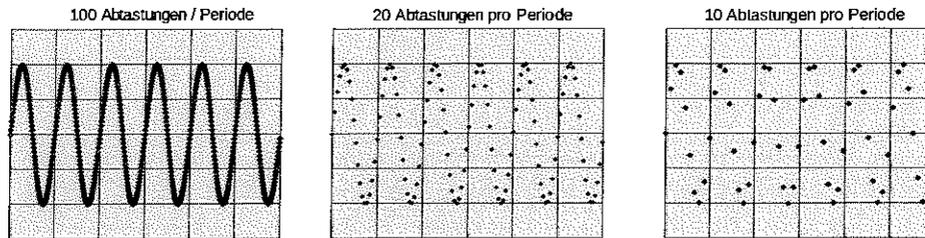
Doch trotz der komfortablen Bedienung, die ein Speicheroszilloskop bietet, sollte man stets die Grenzen dieser Meßmethode berücksichtigen:

Die Genauigkeit, mit der sich ein Analogsignal durch das Digitalsignal darstellen läßt, hängt wesentlich von drei Gerätespezifikationen ab: der horizontalen Auflösung, d.h. der Abtstrate bzw. Abtastfrequenz, der vertikalen Auflösung, d.h. der Auflösung des AD-Wandlers und der Analogbandbreite, d.h. der Bandbreite des analogen Eingangsteils und Verstärkers. Je nach Ausführung und Meßart bestimmen Analogbandbreite oder Abtastfrequenz die Grenzfrequenz des Oszilloskops.

Begehrungen beachten

Speicherbandbreite, Interpolation

Darstellung des Kurvenverlaufs aus den Abtastwerten ohne Interpolation:



Speicherbandbreite:

Ohne Interpolation: $B_{SP} = f_0/20$
 Lineare Interpolation: $B_{SP} = f_0/10$
 Sinus-Interpolation: $B_{SP} = f_0/2,5$

Betrachten wir zunächst die Messung periodischer Signale: Das Phänomen des Aliasing bei zu niedriger Abtastrate haben wir bereits betrachtet. Aber man kann beim Speicheroszilloskop nicht den gesamten Frequenzbereich bis zur halben Abtastfrequenz ausnutzen:

Werden einzelne Abtastpunkte eines sinusförmigen Kurvenverlaufs auf dem Bildschirm dargestellt, sind mindestens ca. 25 Punkte nötig, um mit dem Auge den Kurvenzug rekonstruieren zu können. Die Anzahl der benötigten Punkte variiert mit der Signalamplitude. Bei geringerer Amplitude sind weniger Punkte erforderlich, da sie auf dem Bildschirm näher beieinander liegen. Werden mehrere Perioden mit weit weniger als der benötigten Mindestanzahl an Punkten dargestellt, verbindet das Auge nahe beieinander liegende Punkte zu einem Kurvenverlauf mit scheinbar niedriger Frequenz. Man nennt dies perzeptorisches Aliasing. Im Beispiel erscheint der Kurvenzug von einer Hüllkurve umgeben, als sei er amplitudenmoduliert (Hüllkurvenfehler).

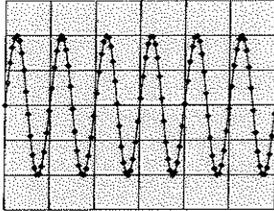
Die Bandbreite aufgrund der Abtastung ist also nicht durch die Nyquist-Frequenz des Abtasttheorems begrenzt, sondern schon bei niedrigeren Frequenzen durch die Darstellung auf dem Oszilloskopbildschirm. Die sog. nutzbare Speicherbandbreite ist bei Punktdarstellung wie folgt definiert: Nutzbare Speicherbandbreite [MHz] = Abtastfrequenz [MHz] / 25.

Durch Interpolation, d.h. durch Einfügen zusätzlicher Datenwörter zwischen die Abtastwerte, läßt sich die Erkennbarkeit eines Kurvenzuges mit weniger Abtastpunkten steigern. Bei linearer Interpolation steigt die Speicherbandbreite auf $f_a/10$, bei Sinus-Interpolation auf bis zu $f_a/2,5$.

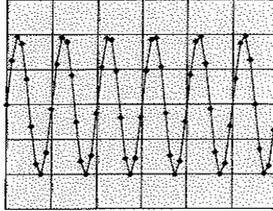
Beispiele zu linearer und Sinus-Interpolation

Lineare Interpolation:

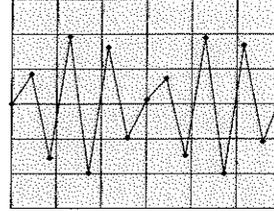
20 Abtastungen pro Periode



10 Abtastungen pro Periode

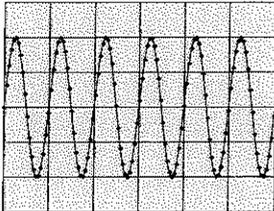


2,5 Abtastungen pro Periode

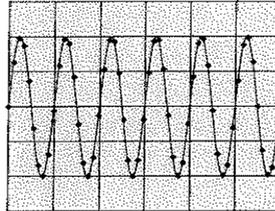


Sinus-Interpolation:

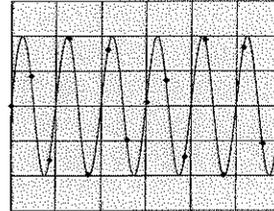
20 Abtastungen pro Periode



10 Abtastungen pro Periode



2,5 Abtastungen pro Periode

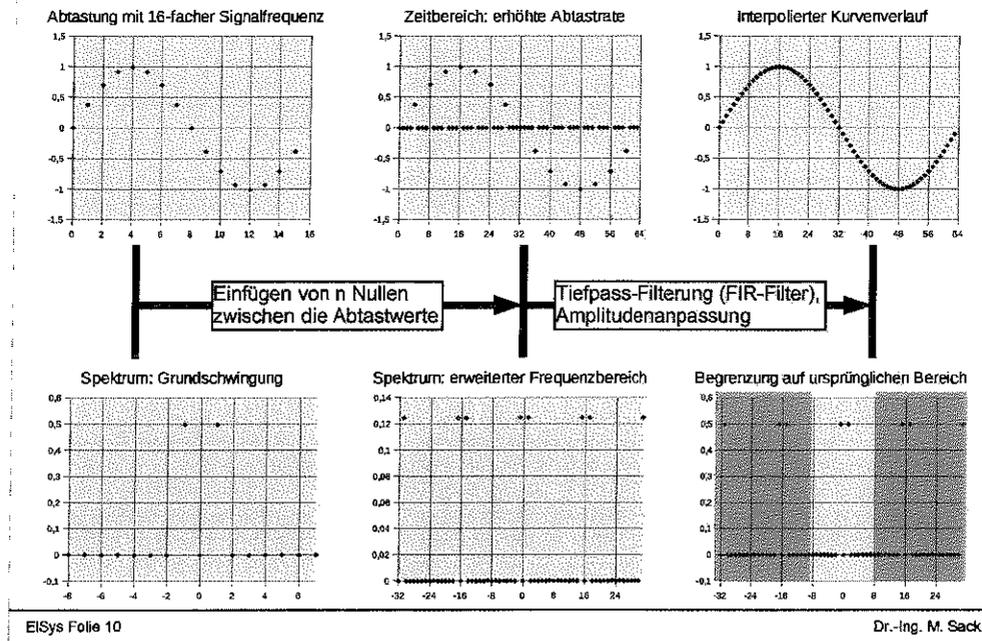


Diese Folie zeigt einige Beispiele für lineare- und Sinus-Interpolation.

Bei der linearen Interpolation, auch Impuls-Interpolation genannt, verbindet man die einzelnen Abtastpunkte durch Geradenstücke. Mit dieser Darstellungsform vergrößert sich die Nutzbandbreite wie gesagt auf $f_0/10$. Allerdings bleiben Hüllkurvenfehler bestehen. Die Sinus-Interpolation verbessert die Erkennbarkeit sinusartiger Signale weiter. Hierbei werden die Zwischenwerte mit einer $\sin x/x$ -Interpolationsfunktion berechnet. Es existieren unterschiedliche Algorithmen für diese Interpolation und der Divisor in der Formel zur Berechnung der Nutzbandbreite ist davon abhängig. Für das Speicheroszilloskop 2430 von Tektronix wird beispielsweise die Nutzbandbreite bei Sinusinterpolation zu $f_0/2,5$ angegeben.

Bei steilen, stufenförmigen Signalfanken mit nur wenigen Abtastwerten kann diese Interpolationsfunktion jedoch ein Überschwingen des Signals vorgaukeln. Für solche Signale schaltet man besser auf die lineare Interpolation um.

Sinus-Interpolation



Zero padding

Werfen wir kurz einen Blick auf den Algorithmus, mit dem die $\sin(x)/x$ -Interpolation durchgeführt wird: Wollte man die Interpolationsfunktion für jeden zu füllenden Zwischenraum direkt berechnen, bräuchte der Signalprozessor viel mehr Zeit, als für die Anzeige zur Verfügung steht. Statt dessen nutzt man eine Eigenschaft von Abtastsystemen. Ergänzt man die Zwischenräume zwischen den Abtastwerten mit Nullen, ändert sich das ursprüngliche Spektrum nicht. Das kann man sich verdeutlichen, wenn man die Abtastwerte als eine Folge von Dirac-Impulsen darstellt. Fügt man Impulse mit der Wertigkeit 0 ein, ändert das an der ursprünglichen Impulsfolge nichts. Der höheren Auflösung im Zeitbereich entspricht ein weiterer Frequenzbereich. D.h. man betrachtet nun einen größeren Frequenzausschnitt, und die periodischen Fortsetzungen werden sichtbar. Gleichzeitig nimmt die Amplitude der Frequenzkomponenten im gleichen Verhältnis ab, wie die Abtastfrequenz durch das Einfügen erhöht wurde. Durch eine entsprechende Neugewichtung kann man das ausgleichen. Filtert man nun mit einem digitalen Tiefpass-Filter den Bereich des ursprünglichen Spektrums heraus, sieht das Signal im Zeitbereich so aus, als ob es mit einer höheren Abtastrate aufgenommen worden wäre.

Im Beispiel wird ein sinusförmiges Signal mit dem 16-fachen seiner Frequenz abgetastet. Entsprechend erscheint es im Spektrum als Grundschwingung. Nun soll die Abtastrate durch Interpolation scheinbar auf das 4-fache erhöht werden. Es werden also jeweils 3 Abtastwerte zu 0 zwischen die ursprünglichen Abtastwerte eingefügt. Der Zeitvektor umfasst jetzt 64 Abtastwerte, der bei der DFT in einen Spektralvektor von ebenfalls 64 Werten umgesetzt wird. Die periodischen Fortsetzungen des Spektrums erscheinen, und die Amplituden der einzelnen Harmonischen reduzieren sich auf $1/4$. Dies wird im nächsten Schritt wieder korrigiert (Multiplikation mit 4). Gleichzeitig wird über einen digitalen Tiefpass Signalanteile außerhalb des ursprünglichen Frequenzbereichs weggeschnitten. Das Resultat ist der interpolierte Kurvenverlauf.

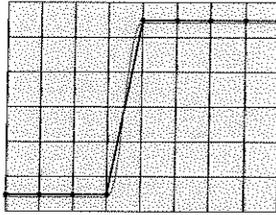
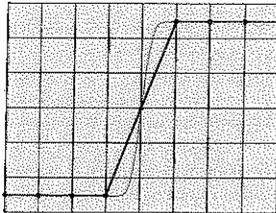
*Erweiterung
um $1/4$ hilft*

Die genannten Betrachtungen gelten für die einmalige Abtastung eines Signalverlaufs.

Es gibt DSOs, insbesondere ältere Typen, bei denen die analoge 3dB-Bandbreite höher ist als die Abtastrate, z.B. 150 MHz bei maximal 100 MSamples/s. Dies ist nützlich bei der Messung schneller Impulsflanken, bei denen auch die höheren Harmonischen noch übertragen werden werden. Aber auch bei der Messung periodischer Signale kann es sinnvoll sein: Bei der sog. Äquivalenz-Zeit-Abtastung wird die Anzeige aus mehreren nacheinander erfassten Kurvenzügen aufgebaut. Dazu verschiebt das DSO die Phasenlage aufeinanderfolgender Abtastungen derart, dass bei einem Folgedurchlauf Lücken der vorherigen Durchläufe aufgefüllt werden. Somit lässt sich bei periodischen Signalen trotzdem die komplette Analogbandbreite ausnutzen.

*Verschiebung
der Phasen
zu hinter
aufholen*

Anstiegszeit

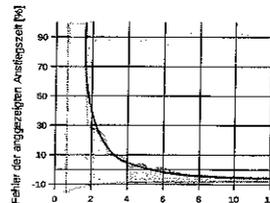
Gemessen: $t_a = 0,8 T_S$ Gemessen: $t_a = 1,6 T_S$ 

Fehler in der Messung der Anstiegszeit sind abhängig von der zeitlichen Lage der Abtastungen

Analoges Oszilloskop: $t_a \approx \frac{0,35}{B}$

$$t_{a, \text{Gesamt}} \approx \sqrt{t_{a, \text{Signal}}^2 + t_{a, \text{Osz}}^2}$$

Digitales Oszilloskop:
Zusätzlich Unsicherheit durch die Abtastung:



Simulation des Anzeigefehlers der Anstiegszeit bei linearer Interpolation für einen exponentiell verlaufenden Sprung im Vergleich zu einem Analogoszilloskop mit der normierten Anstiegszeit $T_{a, \text{Osz}} = 1,6$.

Abtastungen pro angezeigter Anstiegszeit
Analoges Osz. $T_{a, \text{Osz}} = 1,6$
Digitales Oszilloskop

$$\text{Fehler} = \frac{t_{\text{angezeigt}} - t_{\text{Signal}}}{t_{\text{angezeigt}}}$$

Nutzbare Anstiegszeit: $t_a = T_a \cdot 1,6 = \frac{1,6}{f_a}$

Bei der Aufnahme von einmaligen schnellen Spannungsimpulsen, wie sie in der Hochspannungstechnik beispielsweise in der Pulsleistungstechnik auftreten, kommt der Anstiegszeit des Meßsystems eine zentrale Bedeutung zu. Misst man mit einem analogen Oszilloskop, muss man im Grenzbereich, d.h. bei schnellen Signalanstiegen, die Anstiegszeit der Verstärker im Oszilloskop mit berücksichtigen. Die Eigenanstiegszeit der Oszilloskopverstärker beträgt näherungsweise $0,35/B$. Für gaus'sche Systeme gilt, dass sich die Gesamtanstiegszeit durch die geometrische Addition der Einzelanstiegszeiten ergibt. Entsprechend errechnet sich die Gesamtanstiegszeit für analoge Oszilloskope näherungsweise aus der geometrischen Addition aus Signalanstiegszeit und Geräteanstiegszeit. Gaus'sche Systeme sind Tiefpass-Systeme, bei denen die Dämpfung oberhalb der Grenzfrequenz mit 12 dB/Oktave zunimmt. Die begrenzte Geräteanstiegszeit rührt also vom Tiefpassverhalten und nicht von einer begrenzten slew rate der Verstärker her.

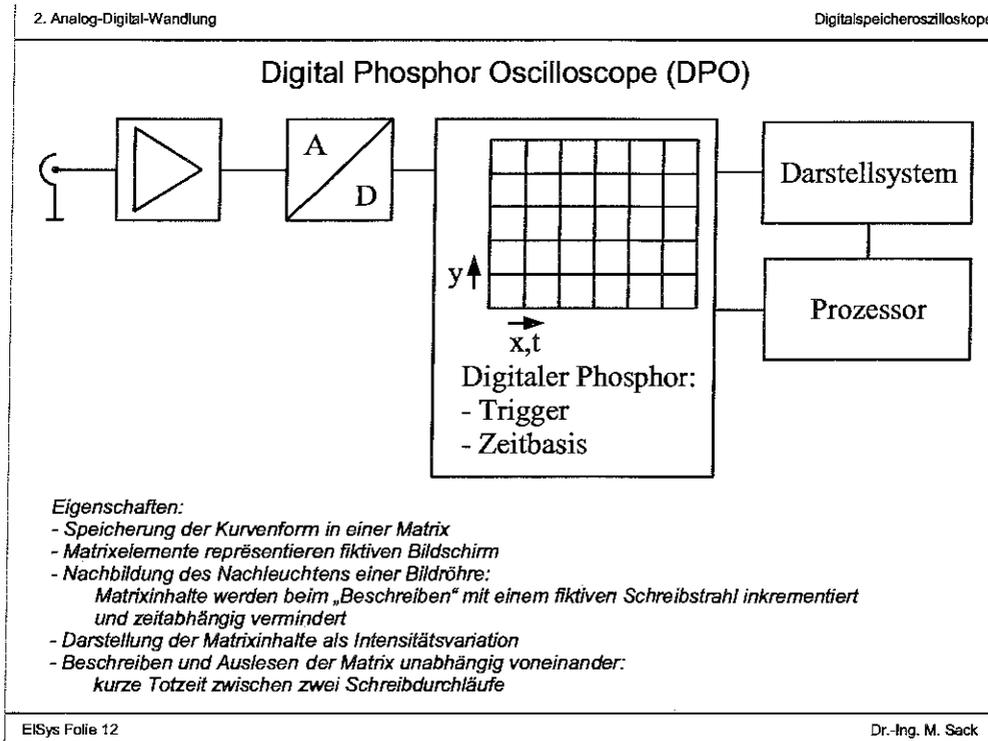
Bei Digitalspeicheroszilloskopen muß allerdings zusätzlich ein Meßfehler aufgrund der Abtastung berücksichtigt werden: Abhängig von der zeitlichen Lage der Abtastpunkte zum Signal ergeben sich unterschiedliche Werte. Die beiden Bilder zeigen zwei Extreme: Im ersten Fall fällt der Sprung genau zwischen zwei Abtastungen. Wird das Signal mittels linearer Interpolation dargestellt, erhält man eine Anstiegszeit, die dem 0,8-fachen der Abtastperiode entspricht. (Anstiegszeit definitionsgemäß gemessen zwischen dem 10% und 90%-Wert). Im zweiten Fall fällt eine Abtastung genau auf die Signalmitte. Die gemessene Anstiegszeit ist hier genau doppelt so groß. Welcher Fall vorliegt, kann man beim Betrachten des Oszillogramms nicht entscheiden. Natürlich kommen zufallsbedingt auch alle Zwischenwerte vor. Man kann also keinen festen Wert für den tatsächlichen Fehler einer Anstiegszeitmessung angeben, sondern lediglich Fehlergrenzen. Mit Hilfe eines Rechnermodells kann man zeigen, daß bei linearer Interpolation die obere Grenze des Fehlerbandes dem Fehler eines analogen Oszilloskops mit einer nominellen Eigenanstiegszeit von 1,6 Abtastintervallen ähnlich ist. Man definiert daher die Nutzbare Anstiegszeit als das 1,6-fache minimale Abtastintervall. Diese Definition gilt nur bei Benutzung der linearen Interpolation.

Wird statt dessen mit der Sinus-Interpolation gearbeitet und wurde ein Sprung nur mit wenigen Abtastungen digitalisiert, erscheinen auf dem Bildschirm Vor- und Überschwinger, die ihren Ursprung in der Interpolation haben und nicht im Signal enthalten sind.

Da im Gegensatz zur Anstiegszeit bei analogen Oszilloskopen die Nutzbare Anstiegszeit lediglich eine Fehlergrenze darstellt, kann aus einer gemessenen Anstiegszeit über die tatsächliche Signalanstiegszeit nur eine Abschätzung im Rahmen dieser Fehlergrenzen gemacht werden. Eine direkte Umrechnung ist nicht möglich.

Bei manchen Digitalspeicheroszilloskopen liegt die Begrenzung durch die Abtastrate jedoch oberhalb der Begrenzung durch den Analogteil. Für ein DSO mit einer Bandbreite von 100 MHz und einer maximalen Abtastrate von 1GSamples/sek. beträgt die Anstiegszeit des Analogteils ca. 3,5 ns, die nutzbare Anstiegszeit des Digitalteils bei 1,6 ns.

Die Nutzbare Anstiegszeit ist 1,6 und so lang wie die Abtastzeit



Moderne Speicheroszilloskope ermöglichen neben dem "normalen" Erfassungsmodus, der Einmalabtastung, weitere Erfassungsmodi:

Im Modus zur Spitzenwernererkennung werden für Erfassungsintervalle jeweils kleinster und größter Wert bestimmt. Dies geschieht bei manchen Oszilloskopen durch einen analogen Schaltkreis. Dann können einerseits Aliasing-Effekte eingegrenzt werden, andererseits kurze Störimpulse erkannt werden, die bei normaler Abtastung zwischen den Abtastwerten liegen können und dann nicht erfasst werden. Wird die Spitzenwernererkennung jedoch nach der Abtastung durchgeführt, hat man diese Vorteile nicht.

Durch Oversampling kann die effektive Bitbreite erhöht werden. Dies wird im sog. "High Resolution"-Modus ausgenutzt, indem jeder Anzeigewert als Mittelwert mehrerer Abtastungen berechnet wird. Dies ist allerdings nur bei Zeitbasis-Einstellungen mit kleineren Abtastraten möglich, die noch genügend Reserve des AD-Wandlers für das Oversampling bieten. Durch Mittelwertbildung über mehrere Erfassungen können Umgebungs- und Rauschstörungen ausgeblendet werden. Die Anzahl der Erfassungen ist dabei meist einstellbar.

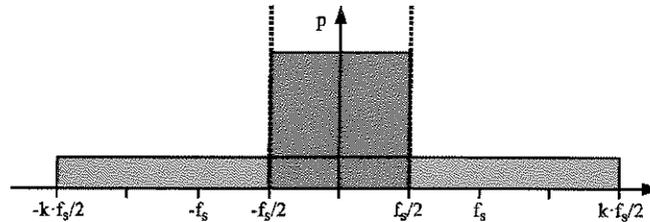
Vergleicht man bei der Messung komplexer, zeitvariabler Signale die Anzeige eines analogen Oszilloskops mit der eines DSOs fällt auf, dass am analogen Oszilloskop Stellen, die der Schreibstrahl bei schnell aufeinander folgender Triggerung häufiger trifft, heller sind als andere. Man kann also erkennen, welche Signalformen häufiger bzw. weniger häufig auftreten. Dies ist insbesondere bei der Suche von sporadisch auftretenden Fehlern in einem Gerät nützlich. Das DSO zeigt dagegen nur eine erfasste Kurve und hat eine vergleichsweise lange Totzeit, bis es erneut eine Kurve erfassen kann. In dieser Zeit auftretende kurzzeitige Signaländerungen bleiben verborgen. Dieser Nachteil ist bei den DSOs der neuesten Generation ausgeräumt worden. Sie besitzen eine digitale Nachbildung der integrierenden Funktion des Phosphors. Sie heißen daher DPOs (Digital Phosphor Oscilloscopes).

Die Daten des ADCs werden nicht in einen Ringspeicher eingelesen, sondern dienen zum Füllen einer Matrix. Folie 12 zeigt die prinzipielle Struktur eines DPOs. In den Matrixelementen wird gezählt, wie häufig ein fiktiver Schreibstrahl abhängig von der aktuellen Zeit und dem AD-Wandlergebnis das Matrixfeld überstreicht. Zur Darstellung am Bildschirm wird dieser Wert in eine Farbe bzw. Intensitätsinformation umgesetzt. Das Abklingen wird durch ein zeitgesteuertes Vermindern der Matrixelemente erzeugt. Die Rechenoperationen zur Darstellung und Weiterverarbeitung des Matrixinhalts werden unabhängig vom Beschreiben der Matrix durchgeführt. Die Totzeit zwischen zwei Beschreibungsdurchläufen kann daher wesentlich kürzer als bei einem herkömmlichen DSO sein. Sie beträgt nur die Zeit, die zur nächsten Triggerung gebraucht wird. Das Auslesen und Darstellen erfolgt z.B. mit 30 Bildern/sek.

Oversampling

Prinzip des Oversampling:

- Abtastung mit höherer Abtastrate als nach dem Nyquist-Kriterium nötig
- Mittelwertbildung aus aufeinanderfolgenden Abtastwerten:
 - Dadurch: - höhere Auflösung
 - Reduktion der Wortrate auf die nach dem Nyquist-Kriterium notwendige Rate

Mittelwertbildung durch Tiefpass-Filterung:**Quantisierungsrauschen:**

$$P_Q = \frac{U_{LSB}^2}{12}$$

$$= \int_{-f_s/2}^{f_s/2} p_q df = \int_{-k f_s/2}^{k f_s/2} \tilde{p}_q df$$

Tiefpass-Filterung:

$$P_{Q,TP} = \int_{-f_s/2}^{f_s/2} \tilde{p}_q df$$

$$= \int_{-f_s/2}^{f_s/2} \frac{P_Q}{k \cdot f_s} df = \frac{P_Q}{k}$$

Reduzierte Rauschspannung:

$$U_{R,eff,TP} = \sqrt{\frac{P_{Q,TP}}{k}} = \frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \frac{U_{LSB}}{\sqrt{12}} = \frac{1}{\sqrt{k}} \cdot U_{R,eff}$$

Signal-Rausch-Abstand:

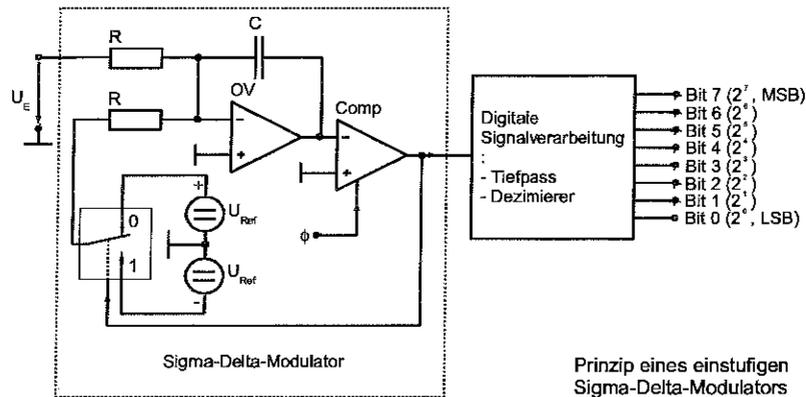
$$S = N \cdot 6,02 \text{ dB} + 1,76 \text{ dB} + 10 \text{ dB} \cdot \log k$$

Wie bereits bei der Beschreibung des DSO kurz erwähnt, lässt sich die Auflösung bei der AD-Wandlung durch Oversampling erhöhen. Dazu bildet man das arithmetische Mittel aus mehreren aufeinanderfolgenden Abtastwerten und fasst sie so zu einem einzigen Abtastwert höherer Auflösung zusammen. Dadurch erhält der Strom der Abtastwerte auch wieder seine ursprüngliche Abtastrate. Für ein zusätzliches Bit muss man mit vierfacher Abtastrate sampeln. Allgemein gilt: Um die Auflösung um N Bit zu erhöhen, muss man die Abtastfrequenz um 2^{2N} erhöhen.

In der Praxis führt man die Mittelwertbildung mittels eines digitalen Tiefpasses durch. Seine Grenzfrequenz liegt bei der halben Grundabtastrate. Nach dem Tiefpass besitzt das Signal nur noch Frequenzanteile bis zur halben Grundfrequenz, jedoch immer noch die erhöhte Abtastrate. Nach dem Nyquist-Kriterium kann man ohne Informationsverlust die Abtastrate auf die Grundfrequenz reduzieren. Dazu lässt man einfach die überzähligen Abtastwerte aus. Dies nennt man Dezimierung. Das Verfahren ist vom Prinzip her die Umkehrung von dem, was bei der Sinus-Interpolation gemacht wird. Das Quantisierungsrauschen $U_{lsb}/\sqrt{12}$ ist im Amplitudendichtespektrum über den Frequenzbereich von Gleichanteil bis zu halber Abtastrate gleichverteilt. Erhöht man die Abtastrate eines ADC zwecks Oversampling um den Faktor k, erstreckt es sich auch über einen entsprechend weiteren Frequenzbereich bei verringerter Amplitudendichte, bei gleicher Rauschleistung. Der Tiefpass schneidet den oberen Frequenzbereich ab, so dass nur ein entsprechend reduzierter Teil wirkt. Der Effektivwert der gefilterten Rauschspannung hat sich um $1/\sqrt{k}$ gegenüber dem ursprünglichen Wert verringert. Für eine Halbierung, was einem Gewinn von einem Bit entspricht, muss man also mit vierfacher Abtastrate abtasten. Die Beziehung für den Signal-Rausch-Abstand kann man um den Oversampling-Faktor k erweitern. der Term $10 \text{ dB} \log k$ ergibt für $k = 4$ gerade $6,02 \text{ dB}$, was gerade einem weiteren Bit entspricht.

Hierzu ein Beispiel: Wenn man mit einem 8-Bit-ADC ein Signal mit 10 Bit und einer Abtastrate von 1 MHz abtasten möchte, muss man ihn mit $2^{2 \cdot (10-8)} = 16$ -facher Abtastrate, also 16 MHz betreiben und einen digitalen 500 kHz Tiefpass nachschalten. Die Abtastwerte kann man anschließend zu 1 MHz dezimieren, d.h. man nutzt nur jeden 16. Wert. Betrachten wir das Rauschen: Das Quantisierungsrauschen eines 8-Bit-Wandlers beträgt $U_{lsb}/\sqrt{12}$. Die Rauschleistungsdichte ist gleichverteilt von DC bis $f_s/2$ mit einer Rauschleistungsdichte von $U_{lsb}^2/12 \cdot (2/f_s)$. Der Tiefpass begrenzt auf $f_s/2 = 500 \text{ kHz}$, also ist die Rauschleistung begrenzt auf $U_{lsb}^2/12 \cdot (2/f_s) \cdot f_s/2 = U_{lsb}^2/12 \cdot f_s/f_s = U_{lsb}^2/12$ d.h. $U_{lsb}^2 = U_{lsb}^2/4$, es wurden 2 Bit gewonnen.

Sigma-Delta-Verfahren



Prinzip eines einstufigen Sigma-Delta-Modulators

Bit-Folgen am Ausgang des Sigma-Delta-Modulators:

U_E	Komparatorausgang:	Mittelwert:
U_{Ref}	11111111	1
$0,5 U_{Ref}$	11101110	0,75
0	10101010	0,5
$-0,5 U_{Ref}$	00010001	0,25
$-U_{Ref}$	00000000	0

*Ein Mensch
Bereit
auf Oversampling*

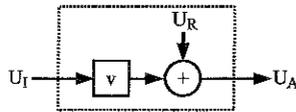
Auf dem Oversampling basiert auch das Prinzip des Sigma-Delta-Converters. Sigma-Delta-Converter sind mittelschnelle, hochauflösende AD-Wandler. Typischen Wortbreiten sind 16 bis 24 Bit und Wandlungszeiten im μs bis ms-Bereich. Solche Wandler kommen bei mittelschnellen Messaufgaben mit hohen Genauigkeitsanforderungen (z.B. Waagen) oder auch bei der Digitalisierung von Musik zum Einsatz.

Beim Sigma-Delta-Konverter arbeitet ein getakteter Komparator als Ein-Bit-ADC. Nachgeschaltet ist ein digitaler Tiefpass und ein Dezimator, die wie bereits beschrieben arbeiten. Um bei normalem Oversampling auf eine Auflösung von 16 Bit zu kommen, müsste man $2^2 \cdot (16-1) = 2^{30}$ -fach oversampeln. Das ist technisch nicht sinnvoll. Als Abhilfe verlagert man das Rauschen hin zu höheren Frequenzbereichen. Durch den digitalen Tiefpass kann dann ein größerer Rauschanteil als bei gleichverteiltem, d.h. weißem Rauschen abgeschnitten werden. Entsprechend erhöht sich die effektive Bit-Anzahl bzw. für gleiche effektive Bit-Anzahl reicht eine geringere Samplingrate als gleichverteilter Rauschleistung.

Die Frequenzbewertung der Rauschleistung geschieht über eine Gegenkopplung: Dem Komparator vorgeschaltet ist ein Integrator und ein Summierglied. Ein 1-Bit D-A-Wandler wandelt das gespeicherte Vergleichsergebnis in einen Analogwert zurück, $+U_{ref}$ für 1 und $-U_{ref}$ für 0. Das Summierglied subtrahiert diesen Wert vom Eingangswert. Die Schaltung ähnelt einem Rechteck-Dreieck-Generator. Am Ausgang des Integrators entsteht eine im allgemeinen unsymmetrische Dreiecksspannung. Betrachten wir den Fall einer Gleichspannung am Eingang: Bei den Extremwerten der Eingangsspannung von $+U_{ref}$ bzw. $-U_{ref}$ wandert der Integratorausgang zu leicht positiven bzw. leicht negativen Werten und verharrt dann in diesem Zustand, sobald der Komparator in den entsprechenden Zustand 1 bzw. 0 umgeschaltet hat. Bei den Zwischenwerten entsteht eine unsymmetrische Dreiecksspannung, die bei einer Eingangsspannung von 0 in eine symmetrische Dreiecksspannung mit halber Taktrate des Komparators übergeht. Der Komparator liefert entsprechende Bitfolgen: Die Folie zeigt ein paar Beispiele. Bildet man über eine Anzahl an Abtastwerten das arithmetische Mittel, sieht man bereits die verbesserte Auflösung.

Reduzierung des Quantisierungsrauschens

Modellierung der Komparator/DA-Wandler-Kombination:

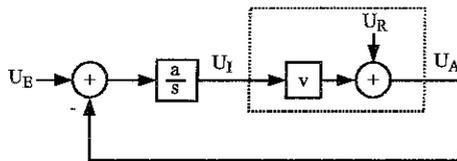


Quantisierungsrauschen des Komparators:

$$U_R = \frac{U_{LSB}}{\sqrt{12}} = \frac{2 \cdot U_{Ref}}{\sqrt{12}} \quad (\text{gleichverteilt})$$

v: Verstärkungsfaktor des Nutzsignals

Einbindung in den Regelkreis:



$$U_A(s) = \frac{a \cdot v}{1 + \frac{a}{s} \cdot v} U_E + \frac{1}{1 + \frac{a}{s} \cdot v} U_R$$

$$s = j\omega:$$

$$U_A(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{j\omega}{a \cdot v}} U_E + \frac{1}{1 + \frac{a \cdot v}{j\omega}} U_R$$

Tiefpassverhalten für das Nutzsignal Hochpassverhalten für das Rauschen

Verbesserter Signal-Rausch-Abstand:

- Schleife 1. Ordnung: 9 dB/Oktave
- Schleife 2. Ordnung: 15 dB/Oktave
- Schleife 3. Ordnung: 21 dB/Oktave

Betrachten wir nun das Übertragungsverhalten des Kreises im Frequenzbereich:

Das Quantisierungsrauschen entsteht im Komparator als weißes Rauschen. Der Effektivwert der Rauschspannung beträgt wie bei den anderen Wandlertypen $U_{\text{Rm}}/\sqrt{12} = 2 \cdot U_{\text{ref}}/\sqrt{12}$.

Für die Rauschbetrachtungen können wir die Kombination aus Komparator und DA-Wandler als Einkopplungsstelle der Rauschspannung modellieren. Die Verstärkung des Quantisierers wird durch den Faktor v repräsentiert. v ist signalabhängig. Streng genommen muss man den getakteten Komparator als Verzögerungsglied nachbilden. Wir wollen aber annehmen, dass seine Taktfrequenz groß gegenüber der Signalbandbreite ist und daher die Verzögerung vernachlässigbar ist.

Der Regelkreis auf dieser Folie enthält zusätzlich vereinfacht den analogen Teil der Schaltung. „a“ ist der Verstärkungsfaktor des Integrators 1/s. Mit dem Überlagerungssatz erhält man das folgende Übertragungsverhalten:

Das Übertragungsverhalten für das Nutzsignal zeigt ein Tiefpassverhalten. Es nähert betragsmäßig sich 1 an, wenn ω gegen Null strebt; also bei tiefen Frequenzen.

Das Übertragungsverhalten für das Rauschsignal zeigt ein Hochpassverhalten. Für tiefe Frequenzen nähert sich das Rauschen Null an. Wie man sieht, erhält man im unteren Frequenzbereich eine gute Rauschunterdrückung und ein noch ausreichend lineares Übertragen des Nutzsignals. Das Rauschen ist wesentlich geringer als bei purem Oversampling. Die effektive Bitbreite erhöht sich entsprechend.

Durch den Einsatz von mehrstufigen Sigma-Delta-Modulatoren lässt sich das Signal-zu-Rausch-Verhältnis weiter verbessern. Damit erhöht sich die effektive Bitanzahl noch weiter. Solche Modulatoren höherer Ordnung werden jedoch leichter instabil. Durch die Gegenkopplung wird die Gesamtverstärkung des AD-Wandlers 1, und damit unabhängig von v, solange v nur entsprechend groß ist, ähnlich wie beim OP.