

Digitale Signalverarbeitung

- Motivation
- analoge vs. digitale Signalverarbeitung
- Literatur
- Zahlenfolgen, LTI-Systeme
- Abtasttheorem
- Spektrum, FFT, Übertragungsfunktion
- Quantisierung, AD/DA Konverter, Dithering
- Audio-Algorithmen
- digitale Filter
- Dynamikbeeinflussung
- Raumsimulation, Hall

DSP: Literatur

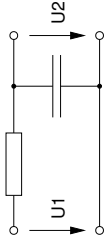
- K.v.d.Heide, Skripte zu "Signalverarbeitung" und "Nachrichtentechnik", FB Informatik, Uni HH, tech-www.informatik.uni-hamburg.de/lehre/ (Matlab)
- Mathworks, Inc., Matlab 5.3 User and Toolbox Manuals, www.matlab.com
- U. Zölzer, Digitale Audiosignalverarbeitung, Teubner 1996
- P. Gerdßen, P. Kröger, Digitale Signalverarbeitung in der Nachrichtenübertragung, Springer 1997
- R. W. Hamming, Digital Filters, Prentice Hall, 1983
- W.H.Press, B.P.Flannery, S.A.Teukolsky, W.T. Vetterling, Numerical Recipes, Cambridge Univ. Press
- U. Tietze, Ch. Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer 1983 (analoge Schaltungen)

- IEEE Journal Signal Processing
- diverse Konferenzen zum Thema, Audio u.a. Audio Engineering Convention
- DSP-Datenbücher (www.motorola.com, www.analog.com)

DSP: Motivation

analoge Signalverarbeitung:

- Modellierung mit Differentialgleichungen
 - direkte Umsetzung mit diskreten Bauteilen
 - hauptsächlich mit "analoger" Elektronik
 - Widerstände, Kondensatoren, Spulen, Transistoren
- aber:
- entweder geringe Genauigkeit (z.B. 10%) oder sehr teuer
 - Alterung, Exemplarstreuungen, aufwendiger Abgleich
 - wirtschaftlich nur für geringe Anzahl der Bauelemente
 - Datenspeicherung (analog) problematisch
- => komplexe Algorithmen nicht umsetzbar
- => digitale Verarbeitung verspricht Abhilfe



Beispiel für eine Audio-Analogschaltung

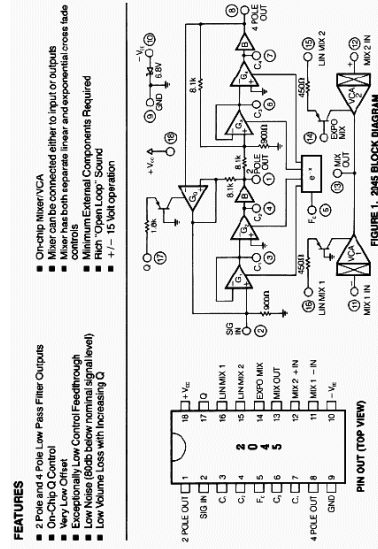
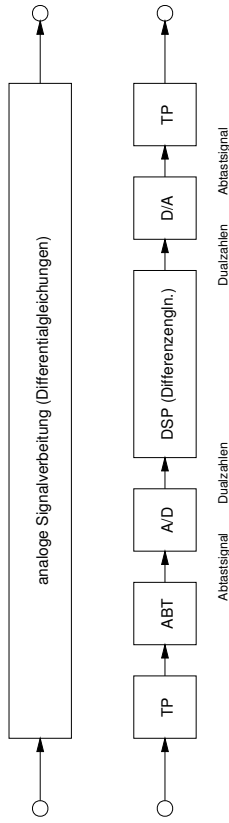


FIGURE 1. 2MS BLOCK DIAGRAM
Solid State Micro Technology for Music, Inc., 20780 Walsh Avenue, Santa Clara, CA 95050, USA
(408)777-0877 Telex 171188
*PATENTS APPL. INT. FOR [www.synthzone.org]

- SSM-2045: Analogfilter mit Opamps
- typische Komplexität: einige Dutzend Komponenten
- Probleme mit Rauschen und Stabilität

DSP: vs. analoge Verarbeitung



"analoge" Signalverarbeitung "digitale"

- | | |
|---|--|
| <ul style="list-style-type: none"> • zeitkontinuierlich • wertkontinuierlich • Differentialgleichungen • Drift, Rauschen, ... | <ul style="list-style-type: none"> • zeitdiskret (Abtastung) • wertdiskret (Quantisierung) • Differenzgleichungen • Überlauf, Rundungsfehler |
|---|--|

DSP: Audio-Anwendungen

Signalverarbeitung im Audio-Bereich:

- Datenspeicherung (CD, DVD, ...)
- Datenkompression (MP3, AC3, MiniDisc, ...)
- Datenübertragung (DSR, GSM, ...)
- jeweils für Musik und Sprache
- Musikproduktion (digitales Tonstudio)
- Musiksynthese (z.B. virtuell analog)
- Audioeffekte (z.B. Hall)
- Surround-Verfahren (z.B. DirectX mit HRTF)
- Samplefrequenz typ. 44.1 / 48 KHz
- hohe Genauigkeit erforderlich: 16 .. 24 bit

DSP: Definition

"digital signal processing" (digitale Signalverarbeitung):

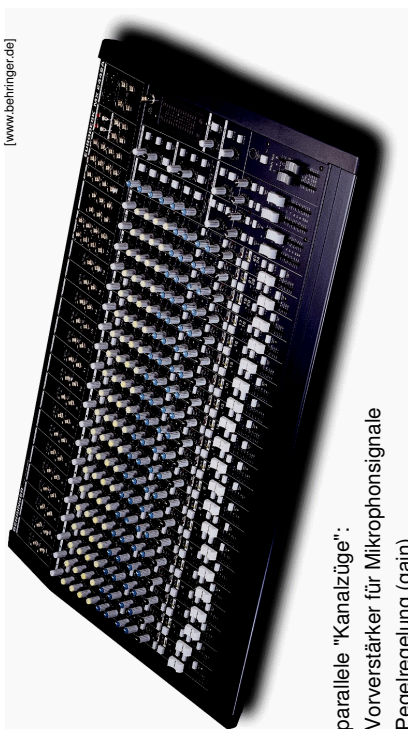
- Verarbeitung von
- zeitdiskreten
 - wertdiskreten
 - Zahlenfolgen
- auf Digitalrechnern
- für:
- Nachrichtenübertragung
 - Bildverarbeitung
 - Audioverarbeitung
 - usw.
- als Ersatz analoger Verfahren
 - Differenzen- statt Differentialgleichungen
 - oft mit Echtzeitanforderungen
 - im Prinzip beliebige Genauigkeit
 - oft mit Spezialhardware, etwa Signalprozessoren / ASICs

DSP: Eigenschaften

Verarbeitung zeit- und wertdiskreter Zahlenfolgen:

- als Ersatz für zeit/wert-kontinuierliche Verarbeitung (genügend hohe Abtastrate)
- wenn Abtasttheorem erfüllt (Wortbreite anpassen)
- beliebige Genauigkeit (z.B. keine Temperaturabhängigkeit)
- optimale Stabilität (z.B. Nullpunktseinstellung)
- kein Abgleich notwendig
- keine Alterung, keine Toleranzen
- auch für sehr komplexe Algorithmen
- die analog nicht (wirtschaftlich) realisierbar sind
- insbesondere: Datenspeicherung
- VLSI-Technologie erlaubt sehr hohe Performance

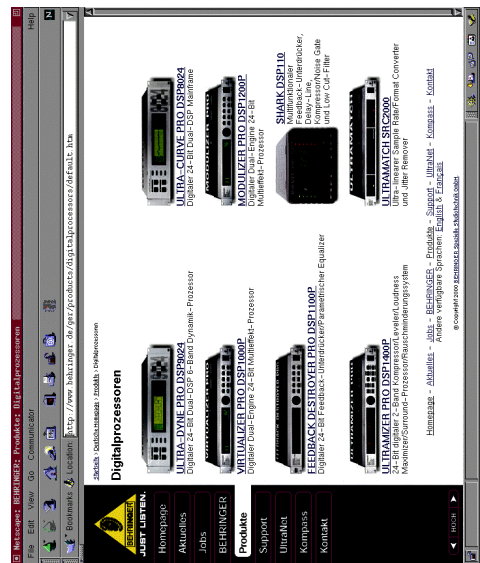
DSP: Beispiel Mischpult



[www.behringer.de]

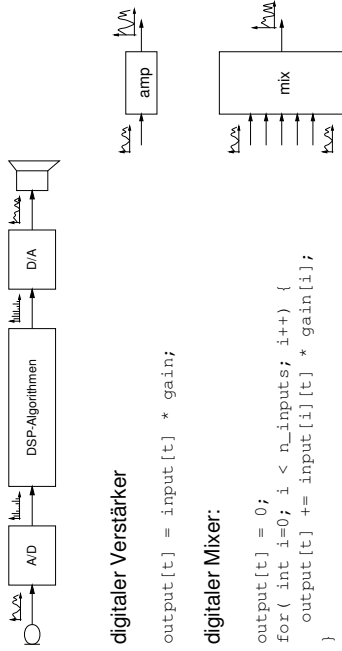
- parallele "Kanalzüge": Vorverstärker für Mikrophonsignale, Pegelregelung (gain), Klangregler und Dynamikregler
- Mischung der Einzelsignale und Routing auf "Busse"
- Mischung der Bussignale

DSP: Auswahl Digitalgeräte



Spektrum: Filter, Effekte, Kompressor, Feedbackkiller, ...

DSP: Verstärker, Mixer

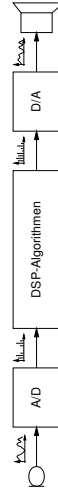


- digitaler Verstärker
 $output[t] = input[t] * gain;$
- digitaler Mixer:

```

output[t] = 0;
for ( int i=0; i < n_inputs; i++) {
    output[t] += input[i][t] * gain[i];
}
    
```
- viele MAC-Operationen (multiply-accumulate)
- Problem Aussteuerung vs. Überlauf => saturation arithmetic

DSP: Echo, Hall, und mehr



- Verzögerung: auf alte Abtastwerte zurückgreifen
 $delay[t] = input[t]*gain + input[t-t2]*gain2;$
- Rekursion möglich: Echo, Hall, Raumsimulation
 $hall[t] = input[t]*gain + hall[t-t2]*gain2;$
- Algorithmen für viele Anwendungen: Verzögerung, Echo, Hall, Overdrive, Verzerrung, ... Filter, Formantfilter, Tonhöhenänderung, Tempoänderung, ...

DSP: Sampling und Synthese

- Sampling: Abtastwerte abspeichern

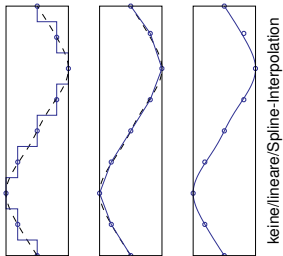
```
sample[t] = input [t];
```

- Samples direkt abspielbar (CD, Spiele)

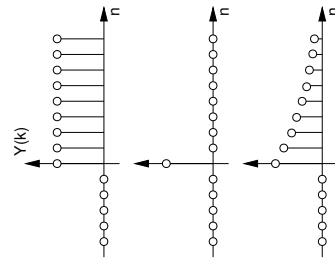
- "Wavetable"-Synthesizer:

```
output[t] = sample[t*pitch]
interpolate( sample[] )
filter( interpolate( sample[] ) )
effects( filter( interpolate( sample[] ) ) )
```

- Interpolation: nearest / linear / splines / ...



Zahlenfolgen, Elementarfolgen



Wertemenge {Y(k)}
Zuordnung: Index k -> Y(k)

wichtige "Elementarfolgen":

- Impulsfolge
- Sprungfolge
- Exponentialfolge
- Sinusfolge

lineare Systeme:

- Signale aus Elementarfolgen zusammensetzen
- Systemverhalten entsprechend berechenbar

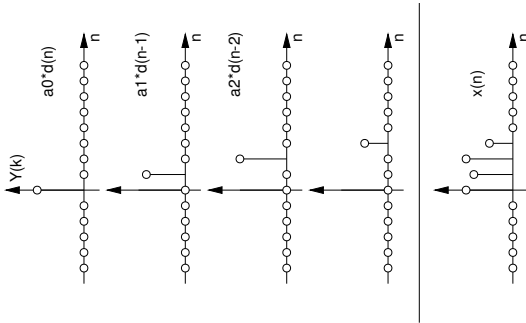
Impulsfolge:

Konstruktion beliebiger Zahlenfolgen:

- Summe
- skaliertes
- zeitverschobener Impulsfolgen

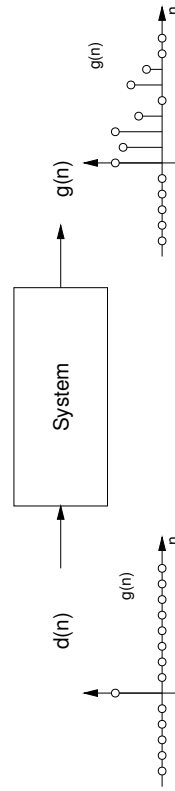
$$x(n) = a_0 * d(n) + a_1 * d(n-1) + \dots$$

- gleichwertig: Konstruktion mit
- skalierten, zeitverschobenen
- Sprungfolgen



Impulsantwort

"Impulsantwort" := Ausgangsfolge als Reaktion auf die Impulsfolge



=> liefert vollständige Beschreibung von LTI-Systemen

"linear, time-invariant"

z.B. Verstärker, Filter, usw.

=> auch als lineare Approximation nichtlinearer Systeme

Differenzgleichungen

Berechnung des Ausgangswerts $Y(n)$

- aus gegenwärtigem Eingangswert $X(n)$
- aus früheren Eingangswerten $X(n-k)$
- aus früheren Ausgangswerten $Y(n-k)$ (Rekursion)
- besonders wichtig: linear, konstante Koeffizienten, 2. Ordnung

$$y(n) = A_0 x(n) + A_1 x(n-1) + A_2 x(n-2) - B_1 y(n-1) - B_2 y(n-2)$$

Ordnung N: $B_1 \dots B_N$ kommen vor, $A_1 \dots A_M$, $M < N$

- Übertragungsfunktion $H(z)$ durch Z-Transformation:

$$Y(z) = A_0 X(z) + A_1 X(z)/z + A_2 X(z)/z^2 - B_1 Y(z)/z + B_2 Y(z) / z^2$$

Fouriertransformation

Fouriertransformation:

für periodische, zeit- und wertkontinuierliche Funktionen

auch für periodische, zeit/wert-diskrete Funktionen

Fensterung erzwingt periodische Fortsetzbarkeit

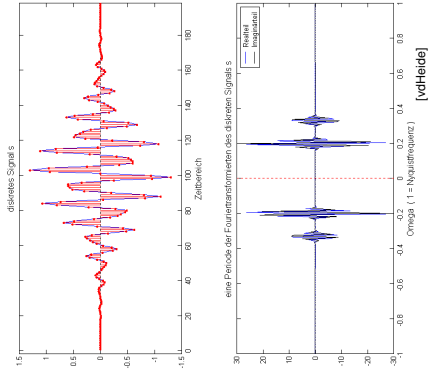
Zahlenfolgen $X(n)$ und Spektrum $X^*(f)$ sind äquivalente Beschreibung von diskreten Signalen

- siehe Matlab-Skript Signalverarbeitung

Fouriertransformation, diskret

- siehe Matlab-Skript Signalverarbeitung [vdHeide]

Zeit- und Frequenzbereich



- Fouriertransformation
- FFT
- Fensterfunktionen
- siehe Matlab-Skript Signalverarbeitung [vdHeide]

Abtasttheorem

nur im Bereich

$$-f_{gs} < f < +f_{gs} \quad (7.8)$$

von null verschieden ist und innerhalb dieses Bereiches mit $U_{\text{per}}(f)$ übereinstimmt, kann für die Zeitfunktion auch

$$u(t) = \int_{-f_{gs}}^{f_{gs}} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(-j 2\pi n \frac{t}{2f_{gs}}) \right\} \exp(j 2\pi f t) df \quad (7.9)$$

geschrieben werden. Man fällt die e-Funktionen zusammen und bildet die Summe der Integrale. So erhält man:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \int_{-f_{gs}}^{f_{gs}} \exp(-j 2\pi f t) \cdot \frac{1}{2f_{gs}} df \quad (7.10)$$

Die Lösung des Integrals in dieser Summe ergibt:

$$\int_{-f_{gs}}^{f_{gs}} \exp(-j 2\pi f t) \cdot \frac{1}{2f_{gs}} df = 2f_{gs} \frac{\sin(2\pi f_{gs} t - \frac{\pi}{2})}{2\pi f_{gs} t - \frac{\pi}{2}} \quad (7.11)$$

Zur Bestimmung der Fourier-Koeffizienten c_n wird

$$t = k \cdot \frac{1}{2f_{gs}} \quad (7.12)$$

gesetzt. Dann sind in der Summe (7.10) alle Terme mit $n \neq k$ null. Damit gilt für

Abtasttheorem

die Koeffizienten:

$$c_n = \frac{1}{f_{gs}} u\left(n \frac{1}{2f_{gs}}\right) \quad (7.13)$$

So entsteht aus (7.10) die Interpolationsformel

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(n \frac{1}{2f_{gs}}\right) \frac{\sin(2\pi f_{gs} t - \frac{\pi n}{2f_{gs}})}{2\pi f_{gs} t - \frac{\pi n}{2f_{gs}}} \quad (7.14)$$

die aussagt, daß ein bandbegrenztes Signal $u(t)$ mit der Signalgrenzfrequenz f_{gs} vollständig beschrieben ist durch seine Abtastwerte zu den Zeiten

$$t_k = k \frac{1}{2f_{gs}} \quad k \text{ ganze Zahl} \quad (7.15)$$

Dieses Abtasttheorem für Zeitfunktionen ist von grundlegender Bedeutung für die digitale Signalverarbeitung.

Abtasttheorem

macht die Verarbeitung von Zahlenfolgen überhaupt Sinn ?

Abtasttheorem:

ein auf die halbe Abtastfrequenz (=Nyquistfrequenz) bandbegrenztes Signal kann nach der Abtastung perfekt rekonstruiert werden

- Grundlage aller digitalen Signalverarbeitung
- Beweis mit Fouriertransformation
- siehe [Shannon 48]
- siehe Matlab-Skript Signalverarbeitung

Abtasttheorem

7.4 Abtasttheorem für Zeitfunktionen

Ein reelles bandbegrenztes Signal $u(t)$ hat eine Signalgrenzfrequenz f_{gs} . Für die Fourier-Transformierte $U(f)$ dieses Signals gilt:

$$U(f) = 0 \text{ für } |f| > f_{gs} \quad (7.5)$$

Durch periodische Wiederholung von $U(f)$ mit der Periode $2f_{gs}$ entsteht eine periodische Frequenzfunktion, die in eine Fourier-Reihe

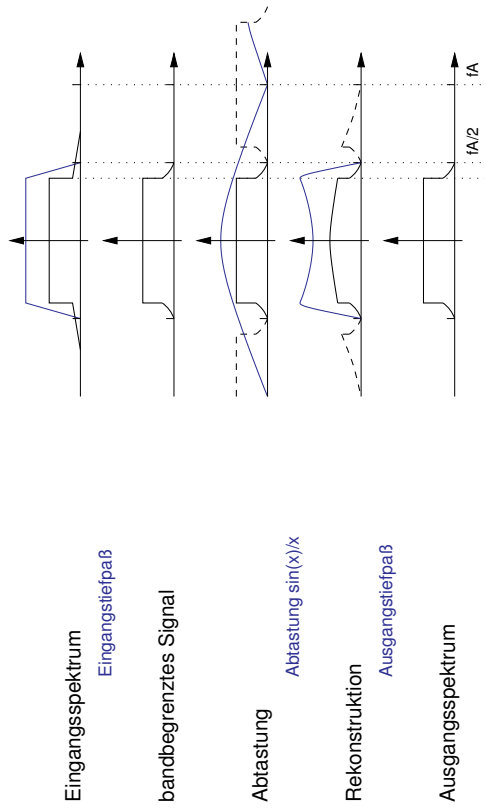
$$U_{\text{per}}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(-j 2\pi n \frac{f}{2f_{gs}}) \quad (7.6)$$

entwickelt werden kann. Die Zeitfunktion

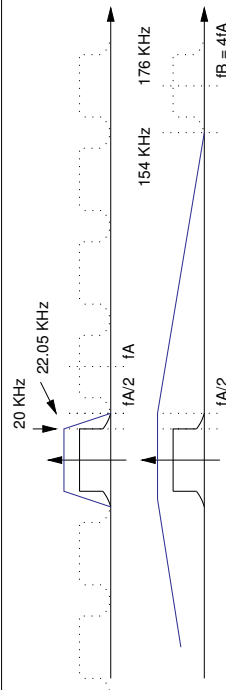
$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) \exp(j 2\pi f t) df \quad (7.7)$$

ergibt sich als inverse Fourier-Transformierte der Frequenzfunktion $U(f)$. Da diese

Abtasttheorem: Schema



Abtasttheorem: Überabtastung



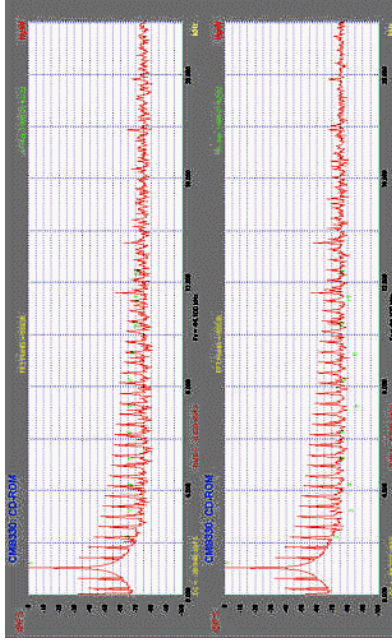
Abtasttheorem:

- vollständige Rekonstruktion des Signals, aber:
- erfordert analogen Tiefpaß sehr hoher Qualität
- Beispiel CD: Dämpfung 96 dB von 20 KHz bis 22.05 KHz
- typische analoge Filter: 6 .. 24 dB / Oktave

Oversampling:

- digitale Neu-Abtastung mit höherer Rate (z.B. 4x, 8x)
- digitale Tiefpaßfilterung beseitigt die Spiegelfrequenzen
- einfacher analoger Tiefpaß genügt

Abtasttheorem: Aliasing-Fehler ...



- Meßwerte der CMI 8330 Soundkarte [et 10/98]
- Sinussignal und massive Anti-Aliasing Fehler (Spiegelfrequenzen)
- massiver Qualitätsverlust durch Stümperei

Quantisierungsfehler

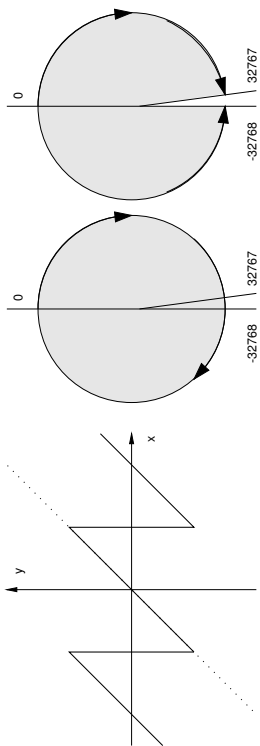
wertdiskret, Zahlendarstellung mit endlicher Wortbreite:

- Quantisierungsfehler von Koeffizienten
- Überlauf bei Additionen
- Auslöschung bei Subtraktionen
- Genauigkeitsverlust bei Multiplikationen
- z.B. andere Lage von Filter-Polen
- dadurch evtl. instabil (!)
- Mathematik: siehe Zölzer, Kap. 2

zeitdiskret, Nyquist-Bedingung

- Vorsicht mit Spiegelfrequenzen

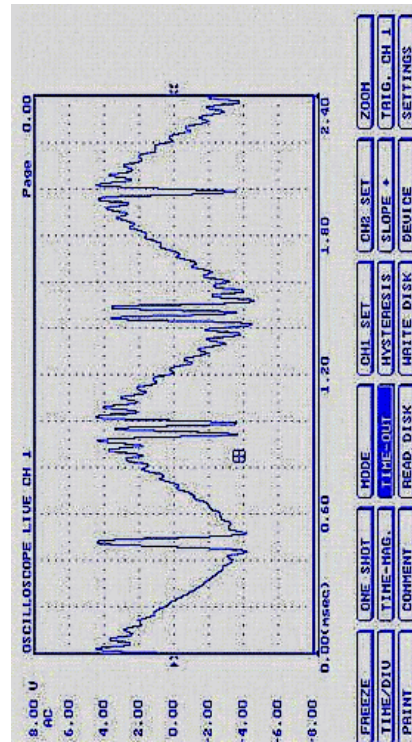
Übersteuerung



was passiert bei Überlauf / Übersteuerung?

- "wraparound" / "saturation" / "exception"
- arithmetische Ausnahmen unerwünscht (z.B. Echtzeitanforderung)
- normale Binärarithmetik liefert wraparound (0, 1, 2, 3, -4, -3, ...)
- => maximaler Fehler (Verzerrungen)
- deshalb "saturation" oft besser für DSP geeignet

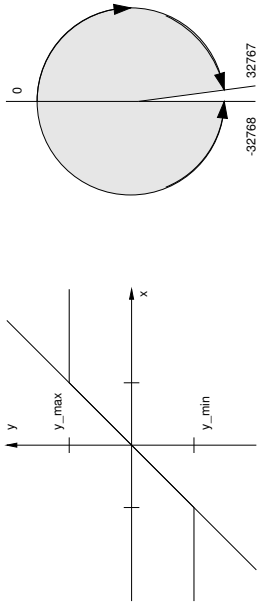
Überlauf: wraparound...



- Beispiel für katastrophalen Überlauf mit wraparound: A/D-Eingang der 24-bit Audiokarte "Event GINA"

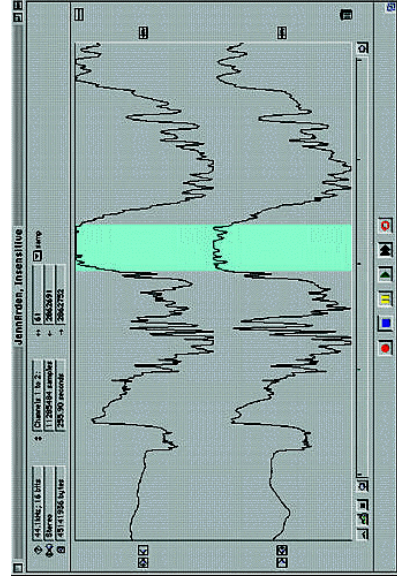
[ct xx/98]

Saturation-Arithmetik



- saturation := "Sättigung"
- Resultat wird auf darstellbaren Zahlenbereich begrenzt
- kein "wraparound", sondern Weiterrechnen mit max/min. Wert
- in vielen Signalprozessoren verfügbar
- auch in MMX

Überlauf: übersteuerte CD



- Beispiel für "saturation" auf übersteuerten CD
- weniger störend als wraparound

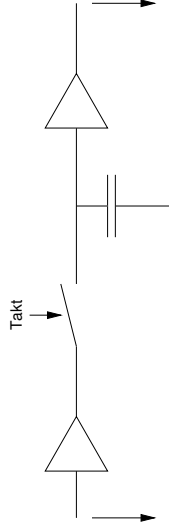
[ct 21/98 120]

A/D-Wandlung

Digitalisierung eines Eingangssignals:

- Zeitquantisierung (Abtaster, Sample&Hold (A/D-Konverter)
- Amplitudenquantisierung (meistens 2-Komplement)
- Codierung
- nur für bandbegrenzte Eingangssignale
- analoger Tiefpaß vor dem Eingang erforderlich
- diverse Verfahren
- Trade-off zwischen Performance / Genauigkeit / Kosten
- für Audio: 24-bit Wandler bereits erhältlich

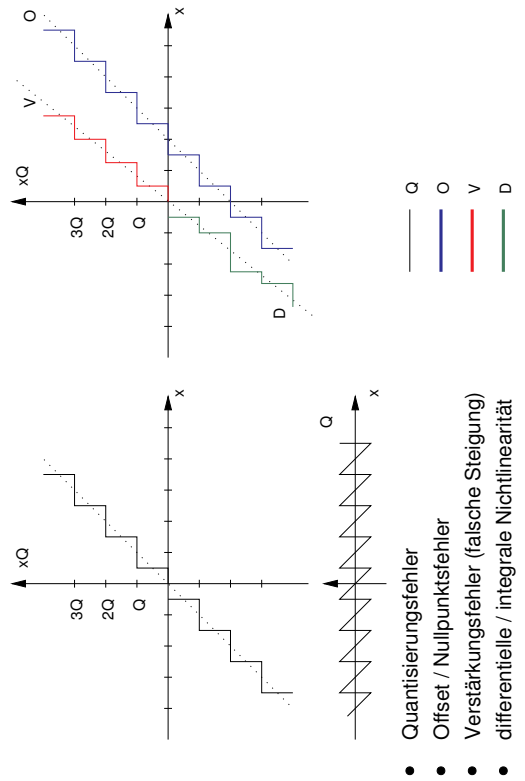
A/D: Abtaster (sample and hold)



Sample: Schalter periodisch schliessen
 Hold: Ladung auf Kondensator gespeichert

- zwei Verstärker zur Entkopplung

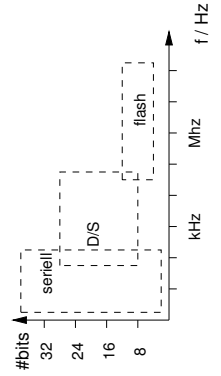
A/D: Parameter



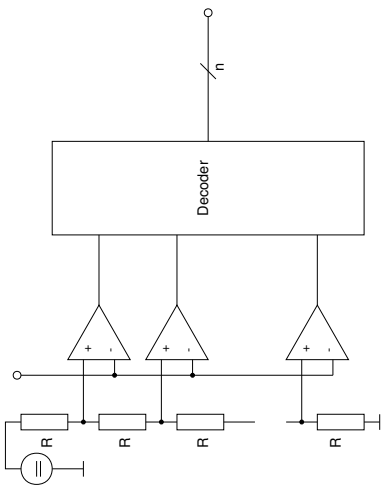
A/D: Verfahren

Vielzahl möglicher Verfahren:

- Parallel-Umsetzung ("Flash") schnell, teuer, < 10 Bit
- serielle Umsetzung langsam, billig, sehr genau
- Sigma-Delta-Umsetzer komplex, genau
- Kombinationen mehrerer Verfahren
- siehe Tietze/Schenk, Zölzer, Datenblätter

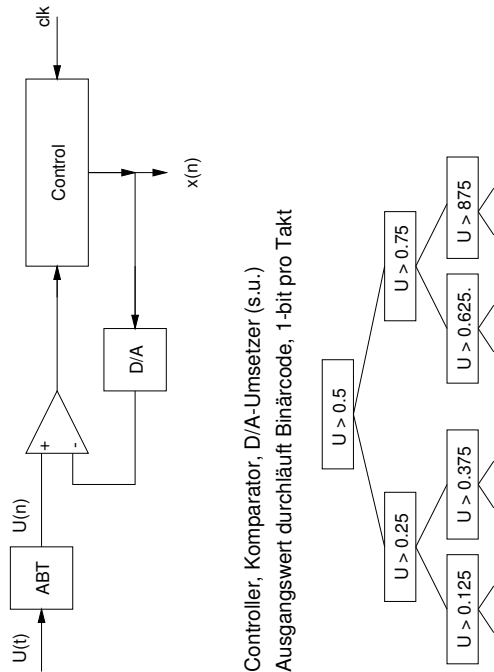


A/D: Parallel-Umsetzer



- erfordert $2^{**}n$ Komparatoren
- sehr schnell
- aber nur für geringe Auflösungen (z.B. 8-bit)

A/D: Wägeverfahren



- Controller, Komparator, D/A-Umsetzer (s.u.)
- Ausgangswert durchläuft Binärcode, 1-bit pro Takt

A/D: Analog Devices AD 1878

PRODUCT OVERVIEW

The AD1878 is a two-channel, 18-bit oversampling ADC based on 2A technology and intended primarily for digital audio applications. The AD1878 is fabricated in a 1.0 μm CMOS process. The 18-bit output data rate is 100 kSPS. Signal-to-noise ratio should be read as applying to both parts unless otherwise noted.

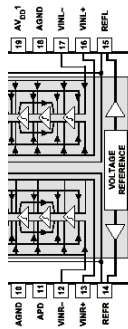
Each input channel of these ADCs is fully differential. Each data converter channel consists of a fifth-order one-bit noise shaping modulator and a digital decimation filter. An on-chip reference voltage is available for both channels. The modulator channels are time-multiplexed to a single flexible serial interface. The AD1878/AD1879 accepts a 256 × F_s input master clock.

Input signals are sampled at 64 × F_s on switched-capacitors, eliminating external sample-and-hold amplifiers and minimizing the need for precise timing. With sample-and-hold, the modulator channels are time-multiplexed to a single flexible serial interface. The AD1878/AD1879's proprietary fifth-order differential switched-capacitor modulator architecture shapes the one-bit comparator's quantization noise out of the audio passband. The high order of the modulator randomizes the modulator output, reducing idle tones in the AD1878/AD1879 to very low levels.

The AD1878/AD1879's differential architecture provides increased dynamic range and excellent common-mode rejection characteristics. Because its modulator is single-bit, AD1878/AD1879 is inherently monotonic and has no mechanism for producing differential linearity errors.

The digital decimation filters are single-stage, 4095-tap finite impulse response filters for filtering the modulator's high frequency quantization noise and reducing the 64 × F_s single-bit output data rate to a F_s word rate. They provide linear

*Protected by U.S. Patent Numbers 5655843, 5128853, and others pending.



The flexible serial output port produces data in two-complement, MSB-first format. Input and output signals are TTL- and CMOS-compatible logic levels. The port is configured by pin selections. The AD1878/AD1879 can operate in either master or slave mode. Each 16-/18-bit output word of a stereo pair can be formatted within a 32-bit field as either right-justified, I²S-compatible, or at user-selected positions. The output can also be truncated to 16-bits by formatting into a 16-bit field.

The AD1878/AD1879 consists of two integrated circuits in a single ceramic 28-pin DIP package. The modulators and reference are fabricated in a BiCMOS process; the decimator and output port, in a 1.0 μm CMOS process. Separating these functions reduces digital crosstalk to the analog circuitry. Analog and digital supply connections are separated to further isolate the analog circuitry from the digital supplies.

The AD1878/AD1879 operates from ±5 V power supplies over the temperature range of -25°C to +70°C.

A/D: Analog Devices AD 1878

AD1878/AD1879*

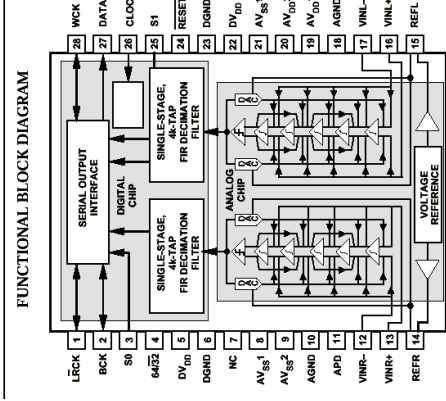


Figure 20. AD1878 S/(THD+N)—1 kHz Tone at -0.5 dBFS (4k-Point FFT)

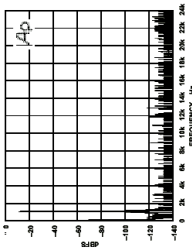


Figure 21. AD1879 S/(THD+N)—1 kHz Tone at -10 dBFS (4k-Point FFT)

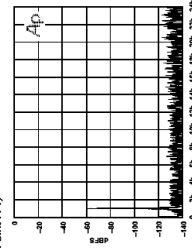
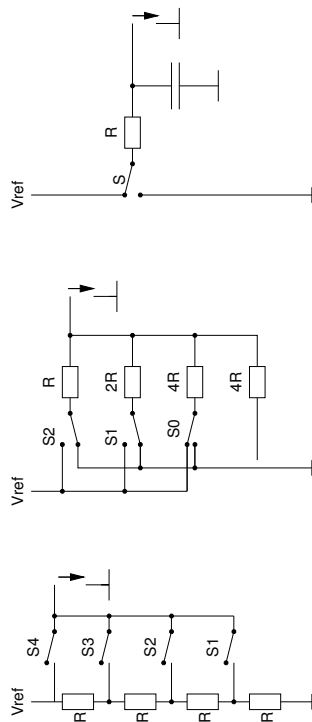


Figure 22. AD1879 S/(THD+N)—1 kHz Tone at -50 dBFS (4k-Point FFT)

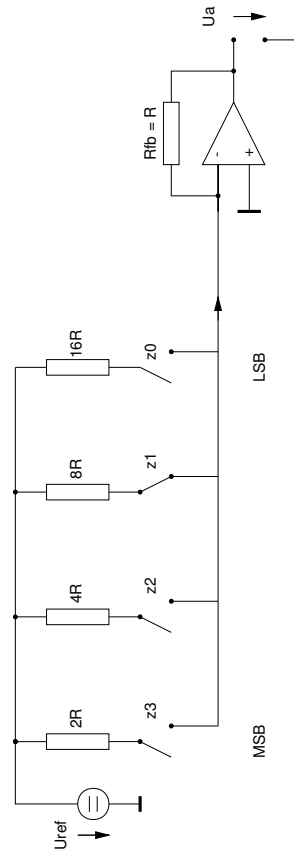
D/A-Wandlung

D/A: Umwandlung numerischer Werte in analoge Werte (Spannungen)

- Parallelverfahren
- Wägeverfahren
- Zählverfahren

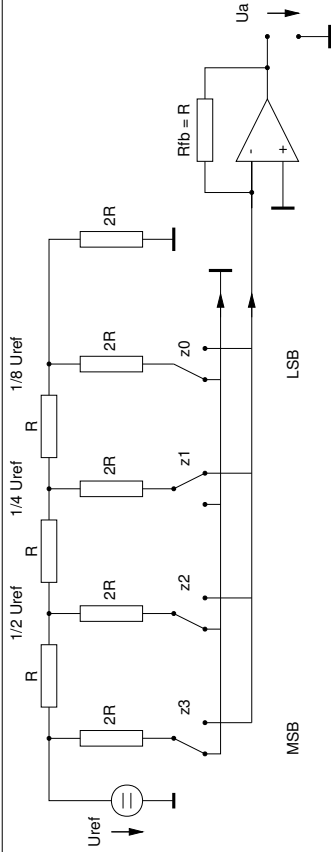


D/A: Widerstandsnetzwerk



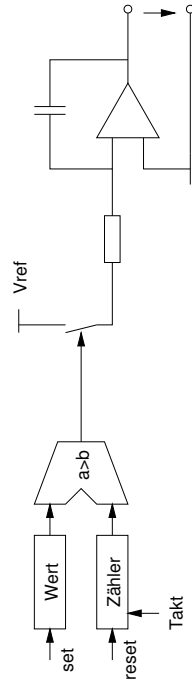
- Summation gewichteter Ströme (Kirchhoff)
- $$U_a = -(U_{ref}/16R) * (8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0)$$
- erfordert Widerstände mit hoher Genauigkeit
 - datenabhängige Belastung von Uref
- => kaum realisierbar

D/A: R-2R Netzwerk



- VLSI: Herstellung unterschiedlicher Widerstände schwierig
 - aber gleiche Widerstände mit hoher Genauigkeit
- => fortgesetzte Spannungsteilung mit R-2R Netzwerk
- $$U_a = -U_{ref} * (R_{fb}/16R) * (8z_3 + 4z_2 + 2z_1 + z_0)$$
- in CMOS-Technologie oft verwendet

D/A: serieller Umsetzer



- "Pulsweitenmodulation"
- Kondensator wird geladen, solange Wert > Zählerstand
- Taktrate des Zählers: 2**n fache der Samplefrequenz
- langsam
- geringer (analoger) Hardwareaufwand

Quantisierungsprobleme

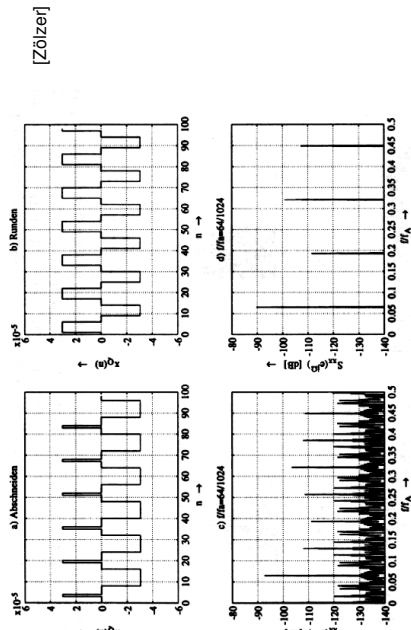
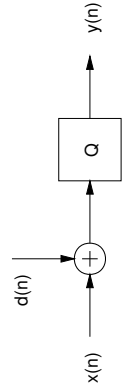


Bild 2.19: 1 Bit Aussteuerung des Quantisierers bei Abschneiden a/c und Runden b/d

- Quantisierung erzeugt störende "Nebensignale"
- Verbesserung durch Hinzufügen von Rauschen: "Dithering"

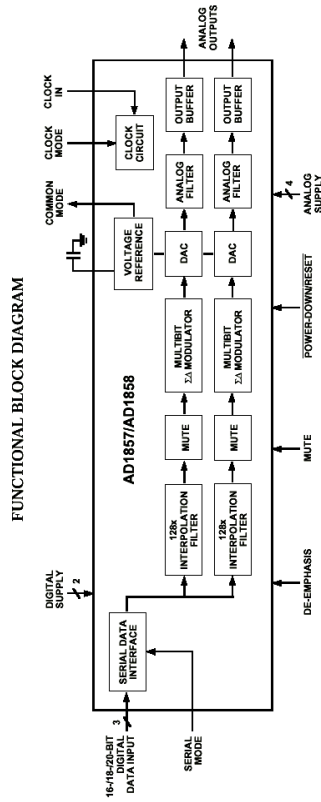
Dither: Prinzip



- x(n) Eingangssignal
- d(n) Zufallsignal (dither)
- y(n) Ausgangssignal
- bits W+r
- s < r
- w

- Q: Re-Quantisierung des Signals, oder D/A-Wandler
- Amplitude des Dithers kleiner als LSB des Eingangssignals
- Verteilung (Statistik) des Dithers frei wählbar: noise shaping
- Mathematik siehe Zöizer S.38 ff

D/A: Beispiel AD 1858



- Sigma-Delta Verfahren

D/A: Beispiel AD 1858

ANALOG PERFORMANCE		Min	Typ	Max	Units
AD1857 Resolution			18		Bits
AD1858 Resolution			16		Bits
Dynamic Range (20 Hz to 20 kHz, -60 dB Input)					dB
No A-Weight Filter			91		dB
With A-Weight Filter			-90	-85	dB
Total Harmonic Distortion + Noise			0.003	0.006	%
Analog Outputs					V p-p
Single-Ended Output Range (± Full Scale)		2.8	3.0	3.2	V
Output Impedance at Each Output Pin			<200		Ω
Output Capacitance at Each Output Pin			20		pF
Out-of-Band Energy (0.3 × F _s to 100 kHz)			-72.5		dB
CMOUT		2.1	2.25		V
DC Accuracy			±3.0		%
Gain Error			0.01	±0.2	dB
Interchannel Gain Mismatch			130		ppm/°C
Gain Drift			300		dB
Interchannel Crosstalk (EIA method)			-120	-100	dB
Interchannel Phase Deviation			±0.1		Degrees
Mute Attenuation			-100	-90	dB
De-emphasis Gain Error				±0.1	dB

- derzeit bis 24-bit Wandler erhältlich

Dithering: Varianten, Realisierung

- gleichverteilte Zufallszahlen $d(n)$

$$\begin{aligned} \text{RECT} &= d_1(n) \\ \text{TRI} &= d_1(n) + d_2(n) \\ \text{Hochpaß} &= d_1(n) - d_1(n-1) \end{aligned}$$
- Wertebereich $|d_{\text{RECT}}| = Q/2$
Wertebereich $|d_{\text{TRI}}| = Q$
- höhere Rauschleistung des TRI/HP-Dithers
- aber besserer Klang
- Details: Zölzer S. 38 ff
- "noise shaping" für psychoakustisch optimales Dithering

Dither: bei 1 bit Aussteuerung

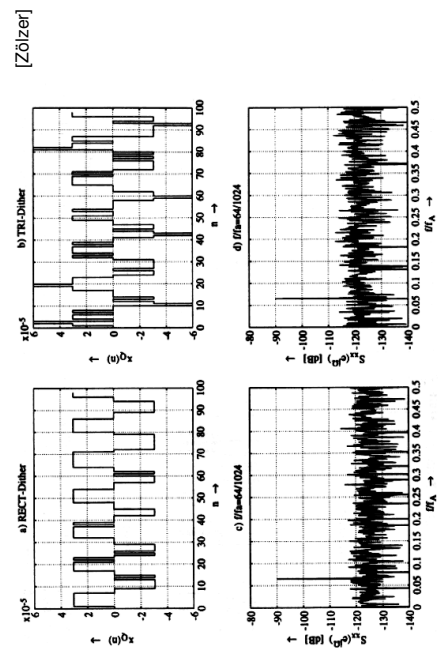


Bild 2.20: 1 Bit Aussteuerung - Rundungskennlinie mit RECT-Dither a/c und TRI-Dither b/d

Dither: bei 0.25 bit Aussteuerung

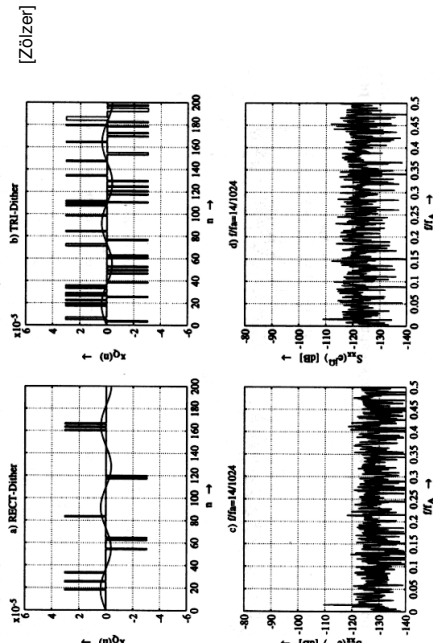


Bild 2.21: 0.25 Bit Aussteuerung - Rundungskennlinie mit RECT-Dither a/c und TRI-Dither b/d

Dither: Noise-Shaping

- ungleichmäßiger Verlauf der Hörschwelle
- => Idee: Verteilung des Rauschens an Hörschwelle anpassen
- möglichst wenig Rauschen bei ca. 4 KHz
- dafür höheres Rauschen bei tiefen/hohen Frequenzen
- höherer Rechenaufwand für das Dithering
- aber Gewinn von ca. 2.5 bis 6 Bit an Auflösung (!)
- z.B. effektiv 20 bit mit 18 bit D/A Wandlern
- auch beim CD-Mastering: z.B. Sony Super Bit Mapping
- Mathematik: siehe Zölzer, Kapitel 2.3