

7 Einführung in die digitale Messtechnik

Überblick

- Einführung
- A/D Wandlung
 - Abtastung
 - Quantisierung
 - Codierung
- A/D Wandler, wesentliche Eigenschaften
- A/D Wandler, einige Schaltungsprinzipien
- digitale Messgeräte
- rechnergesteuerte Messsysteme
- Programmpaket LabView

Einführung

- bisher betrachtet: analoge Messsysteme
Anzeigengröße ist
 - eindeutig
 - stetig
 - kontinuierlich
- jetzt: digitale Messsysteme, Anzeigengröße
 - Umsetzung in einen digitalen Wert
 - ausgegeben als digitaler Wert

Einführung II

- Analoge Zeigerinstrumente
 - Zeigerbewegung lässt schnelles Erkennen einer Veränderungstendenz zu
 - Sprünge in der Messgröße können visuell gut beurteilt werden
 - Störgrößenüberlagerung können visuell „herausgemittelt“ werden
 - Einstellen von Messwerten leicht möglich, da Zeigerbewegung Tendenzen sichtbar macht
 - Nachteile: Störempfindlichkeit der mechanischen Teile, Abnutzung, leicht Ablesefehler möglich, begrenzte Genauigkeit (limitiert durch Mechaniken)

Einführung III

- Digitale Instrumente
 - leichtes Ablesen des Messwertes (Zahlenwert + Einheit)
 - Genauigkeit kann besser als analgo-mechanische Messsysteme sein
 - keine mechanische Empfindlichkeit → transportable Messsysteme
 - Nachteile: schlechte Möglichkeit zur Trendanalyse an der Anzeige, Überlagerte Störungen behindern Ablesevorgang oder machen ihn gar unmöglich, Einstellen von Messwerten unbequemer als mit analogen Anzeigen

Einführung IV

- Digitale Instrumente → Vorteile
 - größere Genauigkeit
 - einfache und langzeitsichere Speichermöglichkeiten
 - digitale Schnittstellen zur Rechnersystemen
 - Datenauswertung
 - Datenverarbeitung (Publikationen, Präsentationen)
 - erleichterte Kommunikation
 - Steuerung von entfernten Messgeräten oder Messgeräten in gefährlichen Umgebungen
 - direkte Einbindung in Steuer- und Regelungsprozesse möglich → Automatisierung

Analoge und digitale Signale

- digitale Signale im Unterschied zu analogen Signalen

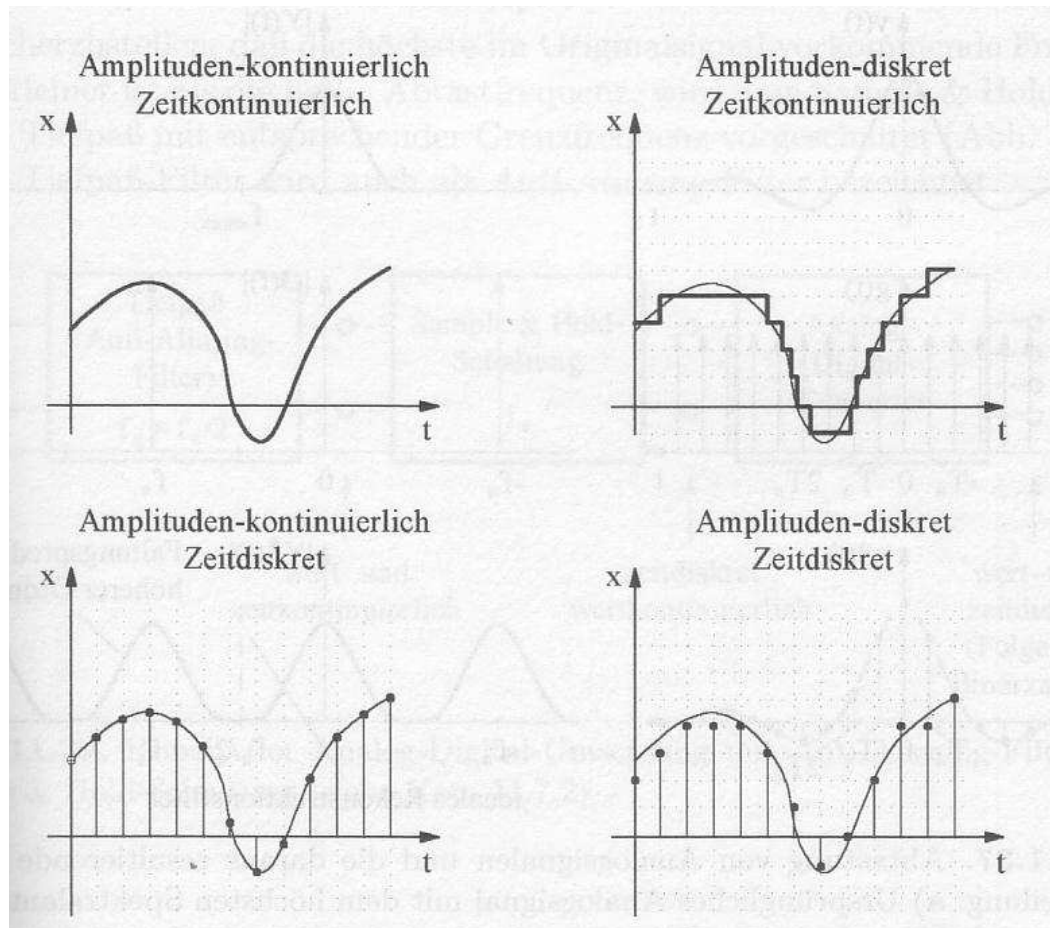
- „zeitdiskret“: Messgröße wird zu bestimmten Zeitpunkten „abgetastet“.

→ Messwerte zu diskreten Zeitpunkten ($t_1, t_2, t_3, \dots, t_N$)

- „wertdiskret“: Messwerte werden in Form einer in festen Schritten quantisierten Anzeige dargestellt. Auflösung (kleinste Einheit): endlich

Abtastung → Quantisierung → Codierung

Abtastung und Quantisierung



Abtastung

- Abtastung = erster Schritt der Analog / Digital –
Wandlung

Abtastrate: f_a

Länge der Abtastintervalle: $T_a = \frac{1}{f_a}$

Ausgangssignal: $s(t)$

abgetastete Signal: $s_a(t_i)$ mit $t_i = iT_a$

Frage: Wie groß muss die Abtastrate mindestens sein?

Antwort → Nyquist – Shannon Abtasttheorem

Abtasttheorem

I) Ein bandbreitenbegrenztes Signal mit einer maximalen Frequenz f_{\max} muss mit einer Abtast-Frequenz f_a , welche der Bedingung

$$f_a \geq 2f_{\max}$$

entspricht abgetastet werden.*

II) Die Abtastzeitpunkte müssen äquidistant zueinander liegen.

* In der Praxis sollte f_a mindestens 2,5 bis 3 mal größer als f_{\max} sein

Abtasttheorem – Hintergrund

Signal: $x_s(t)$

Abtastpulszug: $a(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_a)$

Abgetastetes Signal
im Zeitbereich:

$$s_a(t) = x(t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT_a)$$

Abgetastetes Signal
im Frequenzbereich:

$$S_a(f) = X(f) * A(f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(\eta) A(f - \eta) d\eta$$

Faltung der zwei
Fouriertransformierten

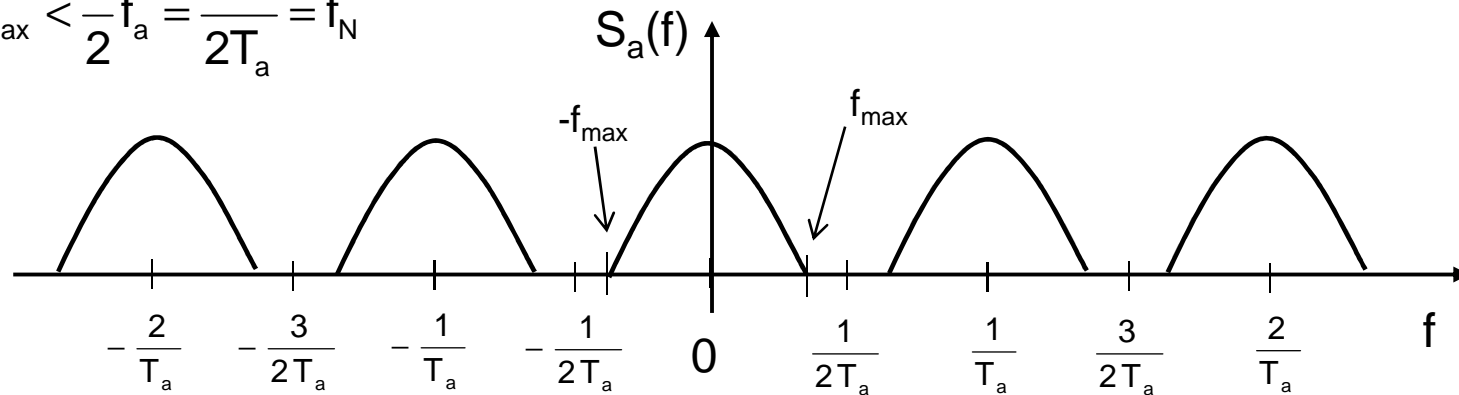
$$S_a(f) = X(f) * \frac{1}{T_a} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{i}{T_a}\right) = \frac{1}{T_a} \sum_{i=-\infty}^{\infty} X\left(f - \frac{i}{T_a}\right)$$

Abtasttheorem – Hintergrund

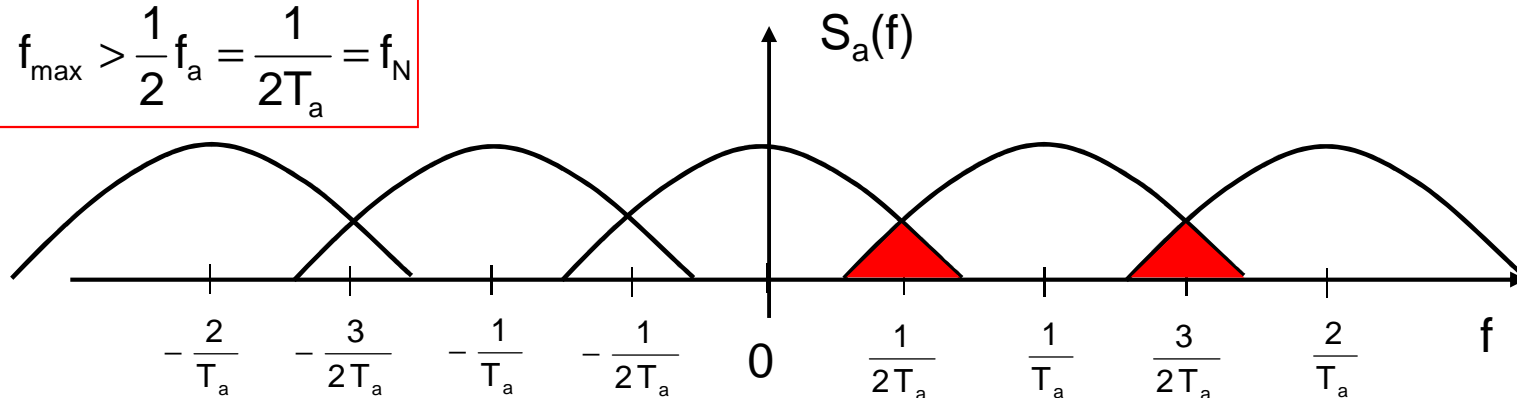
Spektrum des Signals nach Abtastung:

wenn $f_{\max} < \frac{1}{2}f_a = \frac{1}{2T_a} = f_N$

f_N : „Nyquist-Frequenz“

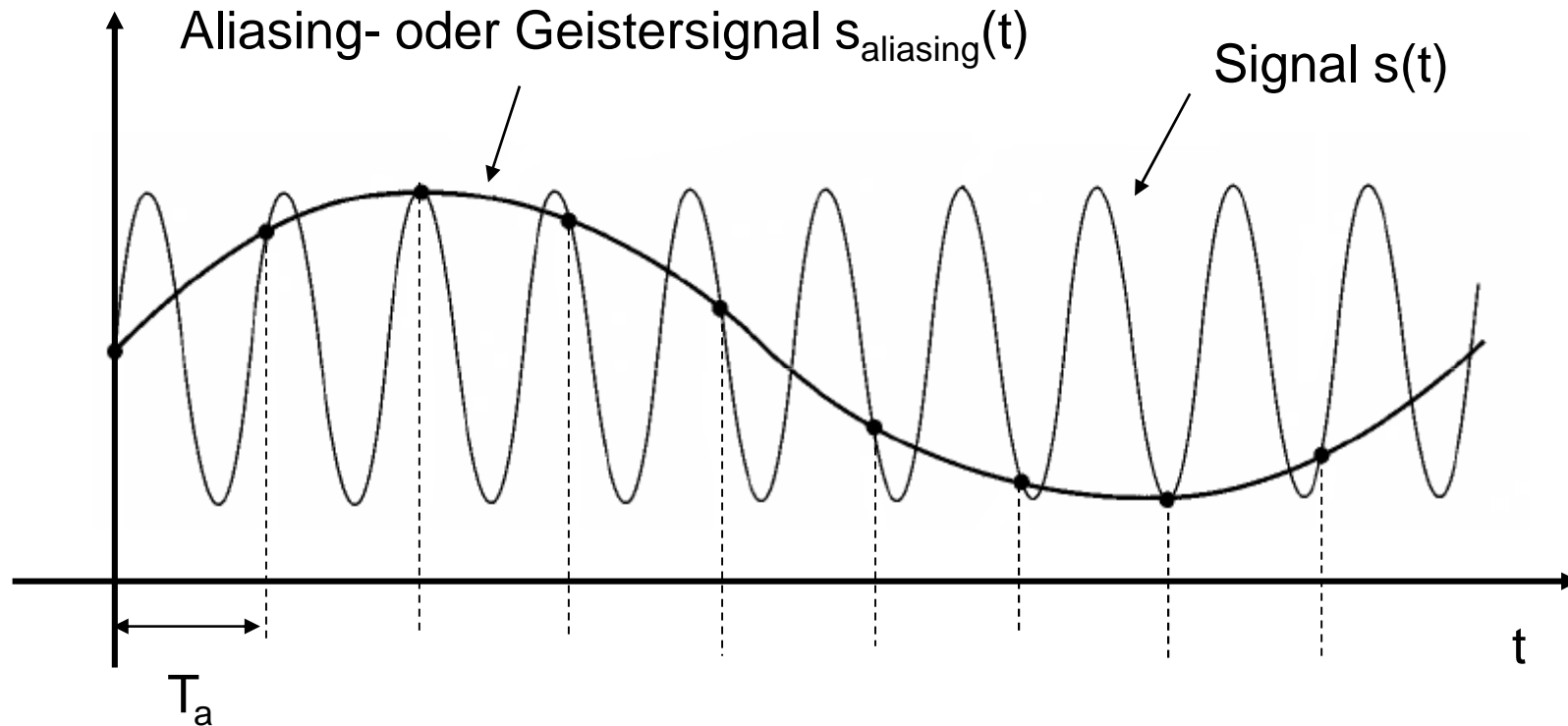


wenn $f_{\max} > \frac{1}{2}f_a = \frac{1}{2T_a} = f_N$



Spektren überlappen sich → „Aliasing“ – Effekt oder „Geisterspektren“

„Aliasing“ - Effekt



Aliasing Effekt erzeugt ein Geistersignal

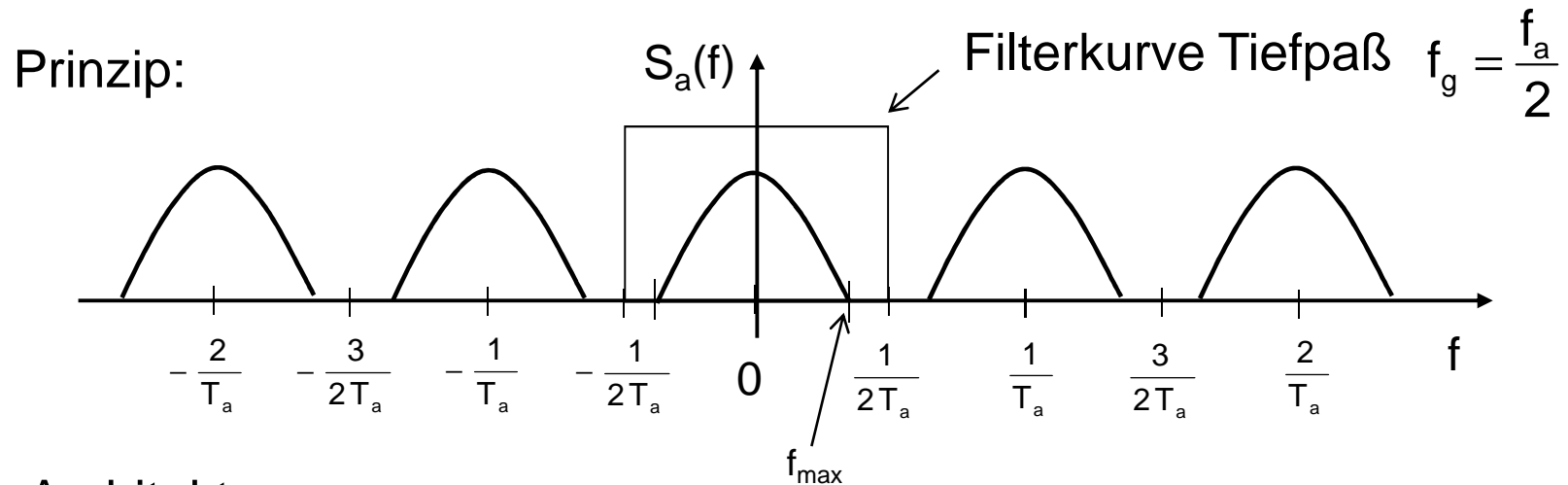
mit einer Frequenz $f_{\text{aliasing}} < f_s$; wenn $f_a < 2f_s$

Beispiel: „Aliasing“- Effekt in Signalflanken

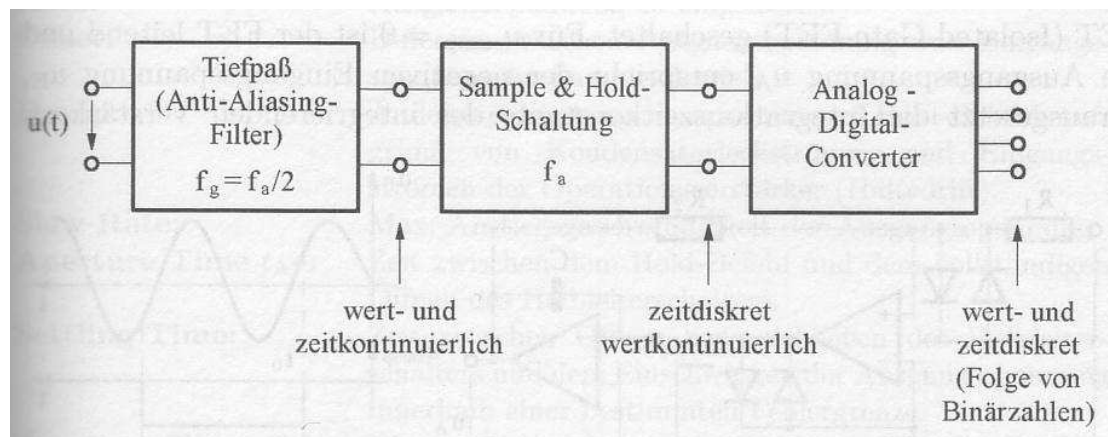


- Sample rate 1GSa/s
 - Bandbreite 500 MHz
 - Signal 50 MHz Takt
- Aliasing aufgrund von hohen Frequenzanteilen in den Signalflanken

Abtastung mit „Anti-Aliasing“-Filter

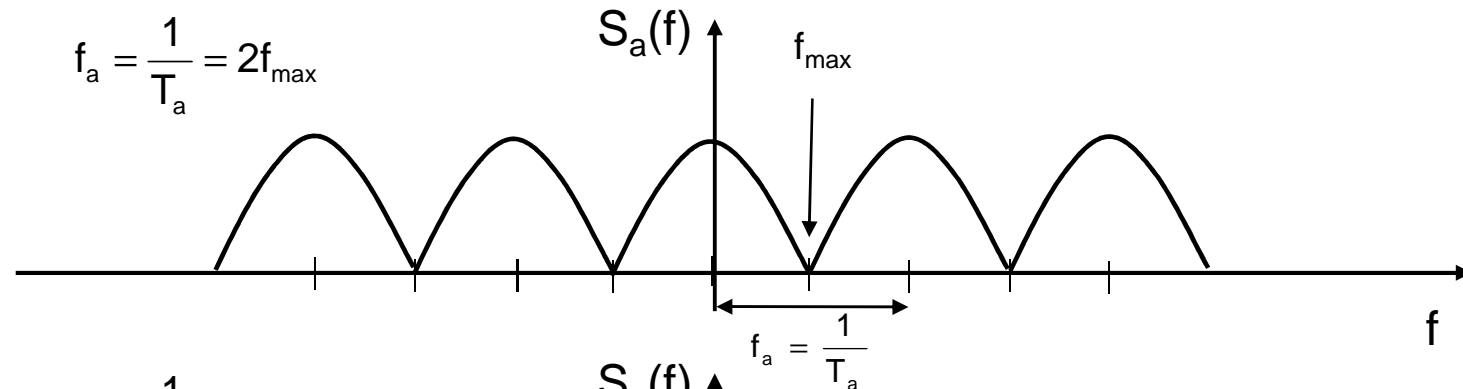


Architektur:

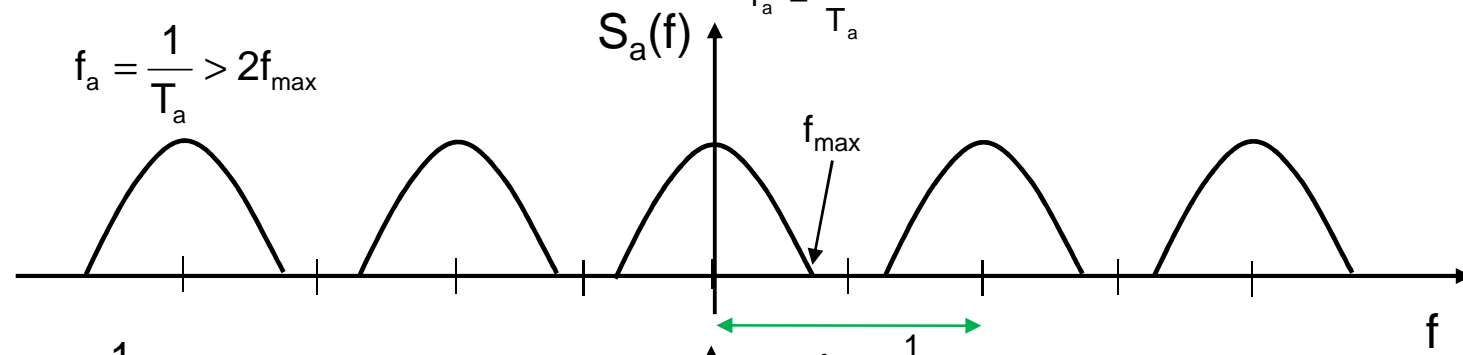


Abtastung

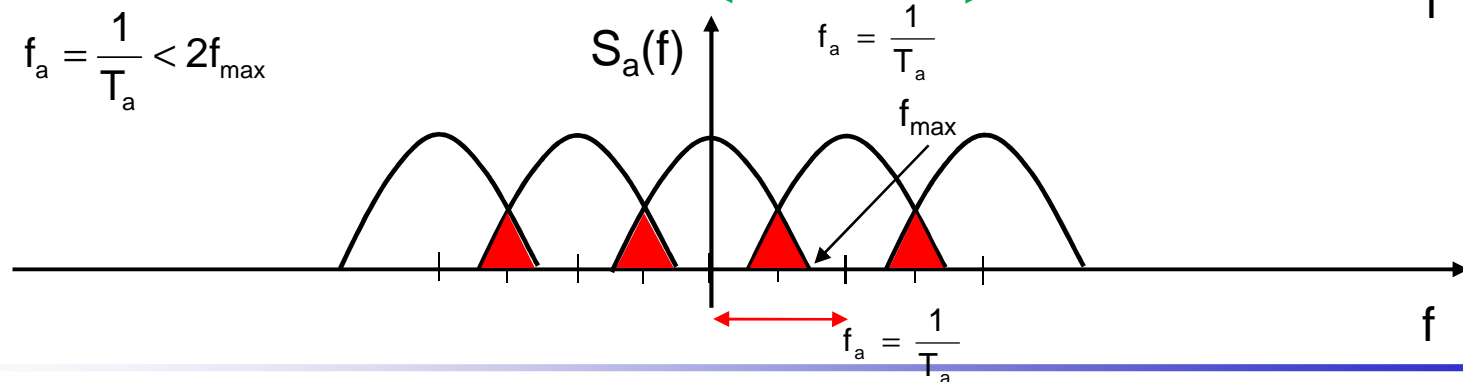
1) optimale Abtastung



2) Überabtastung



3) Unterabtastung



Quantisierung

- Quantisierung = Umwandlung der abgetasteten Spannungswerte in eine Zahl (mit endlicher Auflösung)

lineare N-Bit Quantisierung \longrightarrow
 2^N Stufen zwischen $0 < U < U_{\max}$

Quantisierung:
$$\Delta U = \frac{U_{\max}}{2^N}$$

Quantisierung wird in Analog-Digital-Wandlern durchgeführt

A/D Wandler, Kenngrößen

■ Auflösung

Anzahl der bits die zur digitalen Darstellung des Eingangssignals verwendet werden

N

→ kleinste auflösbare Eingangsspannung, least significant bit, „LSB“

$$U_{\text{LSB}} = \frac{U_{\text{FS}}}{2^N}$$

FS: full scale

N: Anzahl der Bits

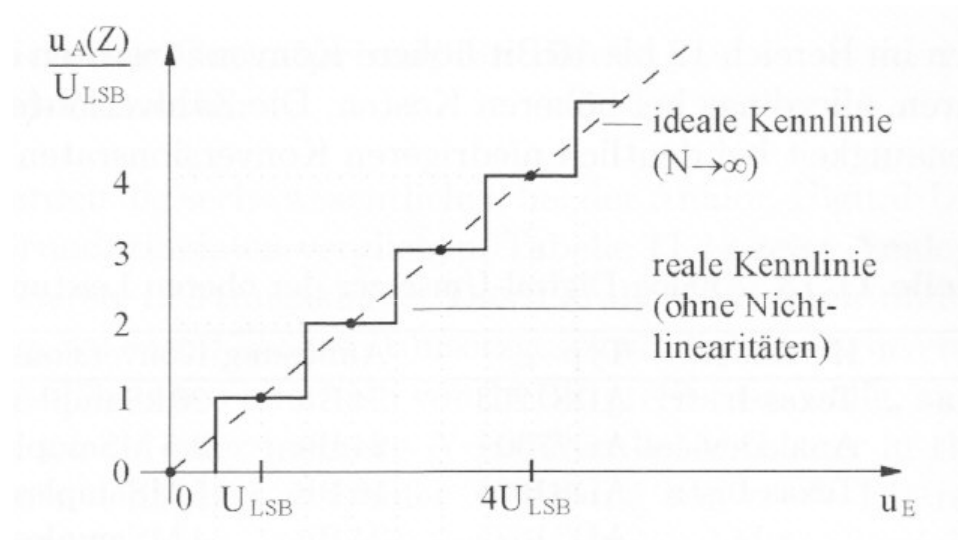
■ Umsetzrate

Anzahl der Bits / Sekunde, bps

■ Eingangssignalbereich

- unipolar
- bipolar

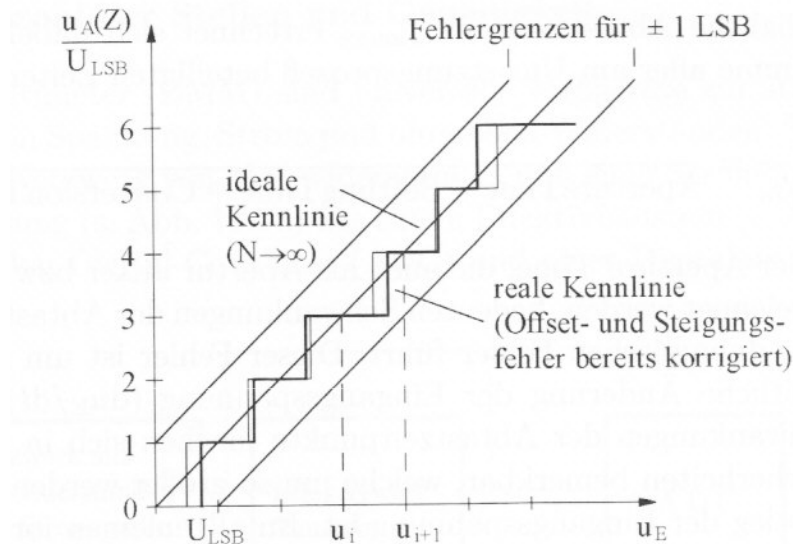
A/D Wandler: Kennlinie



Quantisierungsabweichung



A/D Wandler, Messabweichungen



Abweichung von idealer Kennlinie durch

- Offsetabweichung (Nullpunktabweichung)
- Verstärkungsabweichung (Steigung der Übertragungskennlinie $\neq 1$)
- Nichtlinearitäten

a) integrale Nichtlinearität

$$e_{\text{NLint}}(i) = u_i - iU_{\text{LSB}}$$

$$e_{\text{NLint,rel}} = \frac{u_i - iU_{\text{LSB}}}{U_{\text{LSB}}}$$

b) differentielle Nichtlinearität

$$e_{\text{NLdiff}}(i) = (u_{i+1} - u_i) - U_{\text{LSB}}$$

$$e_{\text{NLint,rel}} = \frac{(u_{i+1} - u_i) - U_{\text{LSB}}}{U_{\text{LSB}}}$$

A/D Wandler, Kenngrößen

- Ausgangscode (Beispiele)
 - natürlicher Dualcode (bits von rechts nach links mit steigenden Potenzen von 2 gewichtet)
 - BCD-Code “8421 binary coded decimal“ (eine Dezimalziffer = ein 4 bit code Wort)
 - Dualcode mit Vorzeichen (betrag mit Vorzeichenbit)
 - Versetzter Dualcode (Bereich um die Hälfte des Maximalwertes verschoben, MSB=Vorzeichenbit)
 - Zweier Komplement code (negative Zahl entsteht durch invertieren der Bits und addieren von 1)
 - einschrittige Codes (Graucodes)

A/D Wandler, Kenngrößen

- Signal-zu-Rausch-Verhältnis

bei konstanter Eingangsspannung

$$\text{SNR}^{\text{dB}} = 6,02N + 10,79$$

bei sinusförmiger Eingangsspannung
(und Vollaussteuerung)

$$\text{SNR}^{\text{dB}} = 6,02N + 1,76$$

- Effective Number of Bits (ENOB, n_{eff})

- direkt aus dem Signal-zu-Rausch-Verhältnis

$$N_{\text{eff}} = \frac{\text{SNR}_{\text{mess}}^{\text{dB}} - 1,76}{6,02}$$

Messung des SNR

- rauschfreie, oberwellenfreie, den A/D Wandler voll aussteuernde Sinusspannung → Eingangsspannung
- Untersuchung des Ausgangssignals mit Hilfe der FFT
- Bestimmung der Effektivwerte von Signal und Störspannungen

$$\text{SNR}_{\text{mess}} = 20 \log \left(\frac{U_{\text{sig,eff}}}{U_{\text{stör,eff}}} \right)$$

A/D Wandler, Kenngrößen

- Total Harmonic Distortion (THD) – Klirrfaktor

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{i>1} u_{i,\text{eff}}^2}}{u_{1,\text{eff}}}$$

$u_{i,\text{eff}}$: Effektivwerte der Oberschwingungen

- Bandbreite bei voller Aussteuerung
 - diejenige Frequenz des Eingangssignals (bei Vollaussteuerung des ADCs) bei der die Amplitude des mit einem idealen D/A-Wandler rückgewandelten Signals um 3 dB abgefallen ist.

A/D Wandler, Kenngrößen

- dynamische Messabweichungen

Aquisition time = Aperture time + Settling time + conversion time

$$f_a > 2f_{s,\max} \quad \text{Samplingtheorem}$$

max. mögliche Abtastfrequenz

$$f_{a,\max} = \frac{1}{T_{a,\min}} = \frac{1}{\text{Aperture time} + \text{Settling time} + \text{Conversion time}}$$

Aperture time jitter (Schwankung des Abtastzeitpunktes) →

dynamische Messabweichung e_{dyn} , umso größer, je größer $\frac{du_e}{dt}$ ist

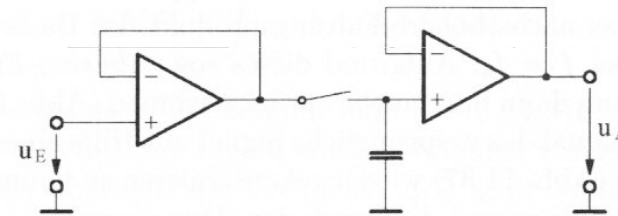
$$\longrightarrow \Delta t_{\text{jitter}} \leq \frac{1}{2^N 2\pi f} \quad \text{für eine sinusförmige Spannung der Frequenz } f$$

A/D Wandler, wichtige Prinzipien

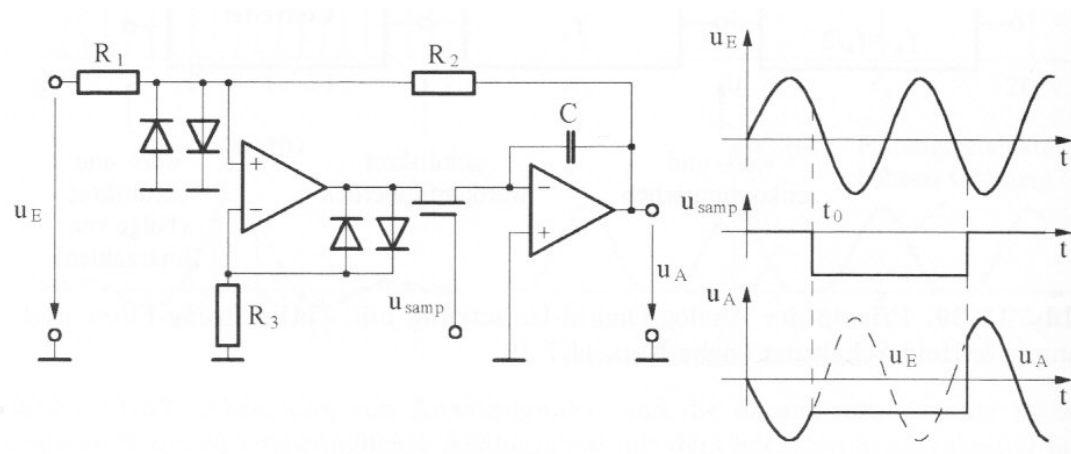
Sample und hold Glieder

- Abtast-Halte-Schaltung (sample and hold) notwendig (Festsetzen des analogen Eingangsspannungswertes für die Dauer der A/D Wandlung)

Prinzip:

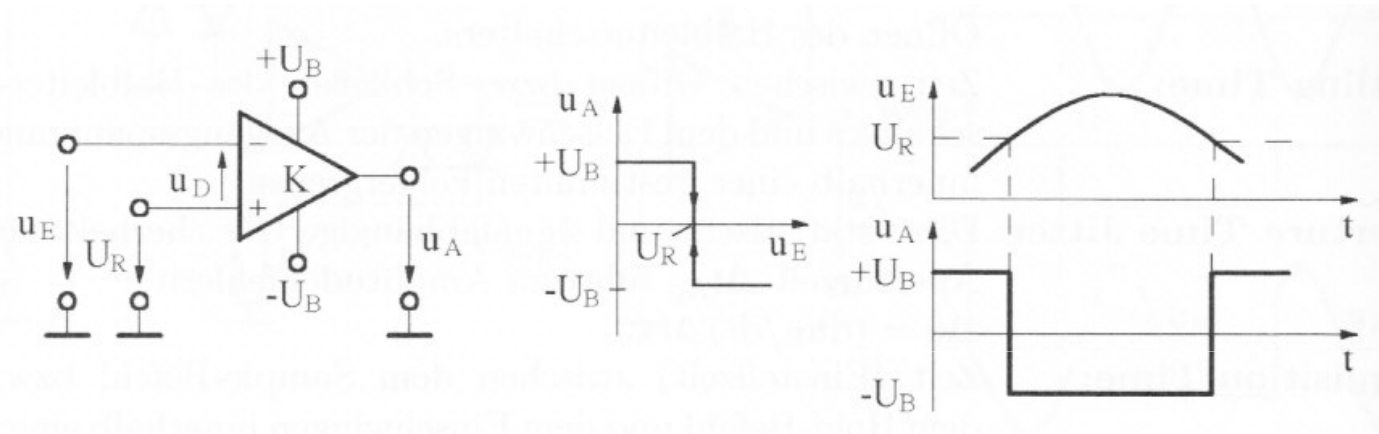


mögliche Realisierung



Komparator-Schaltung

Grundschtaltung des A/D Wandlers



K verstärkt $u_D = U_R - u_e$

$$u_A = k' u_D$$

K ausgesteuert bei $u_D' = \frac{U_{a,max}}{k'} \approx \frac{U_B}{k'}$

$$k' = 10^5$$

$$\longrightarrow u_D = 0,1\text{mV} \rightarrow u_A = 10\text{V}$$

→ Ausgangsspannung u_A

$$u_A = k' u_D$$

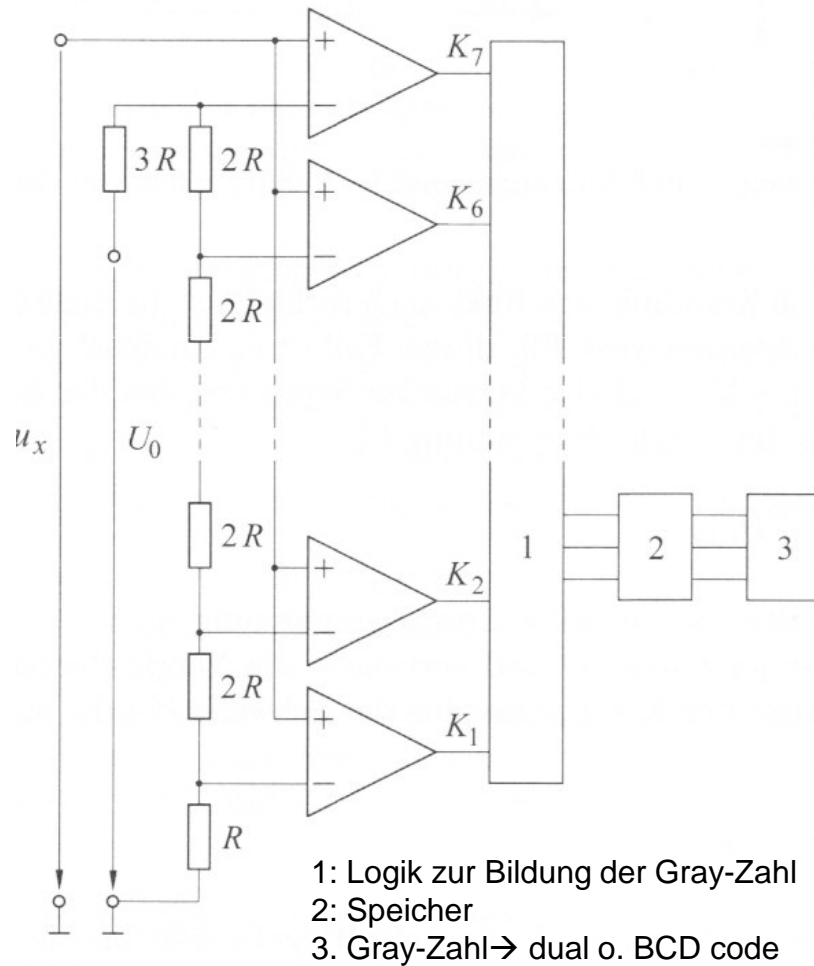
$$u_A = \begin{cases} +U_B & \text{für } u_e < U_R \\ -U_B & \text{für } u_e > U_R \end{cases}$$

A/D-Wandler

- Parallelumsetzer
- Stufenumsetzer (sukzessive Approximation)
- Kaskadenumsetzer

Parallelumsetzer

Prinzip



Beispiel: 3-Bit A/D Wandler

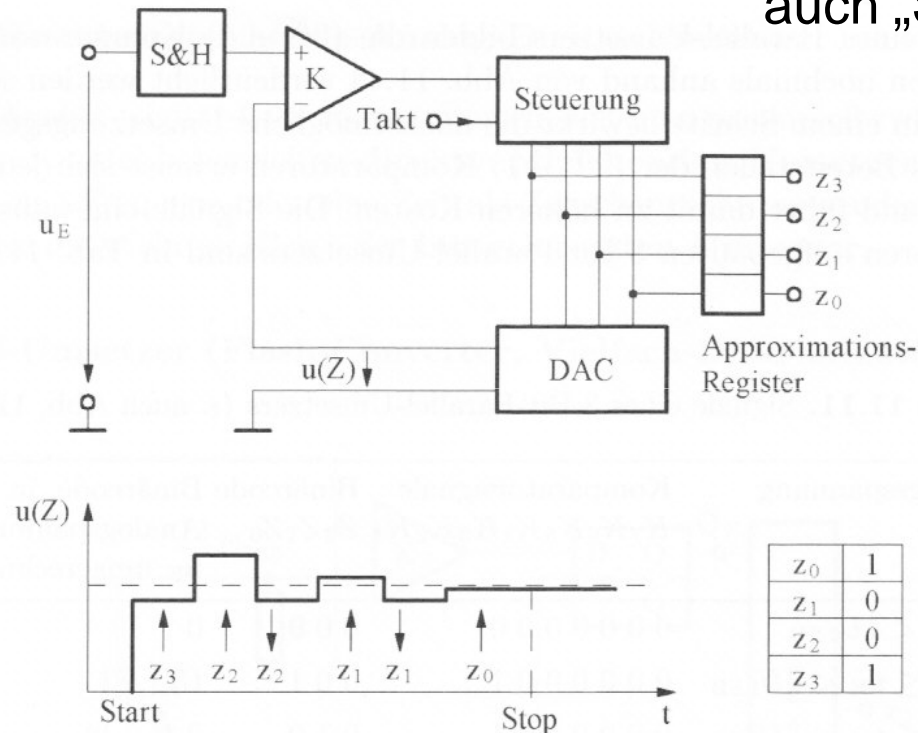
Spannungsbereich	Komparatorsignal							Gray-Zahl				angezeigter Wert u_x/U_0
	K_7	K_6	K_5	K_4	K_3	K_2	K_1	G_4	G_3	G_2	G_1	
$0 \leq u_x < U_0/16$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$U_0/16 \leq u_x < 3U_0/16$	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1	1/8
$3U_0/16 \leq u_x < 5U_0/16$	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	2/8
$5U_0/16 \leq u_x < 7U_0/16$	0	0	0	0	1	1	1	0	0	1	0	3/8
$7U_0/16 \leq u_x < 9U_0/16$	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	4/8
$9U_0/16 \leq u_x < 11U_0/16$	0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	5/8
$11U_0/16 \leq u_x < 13U_0/16$	0	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	6/8
$13U_0/16 \leq u_x$	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	0	7/8

Vorteil: schnell (hohe Umsetzrate)
 Nachteil: $2^N - 1$ Komparatoren nötig

Stufenumsetzer

auch „Sukzessive Approximation“

Beispiel: 4 bit Umsetzer



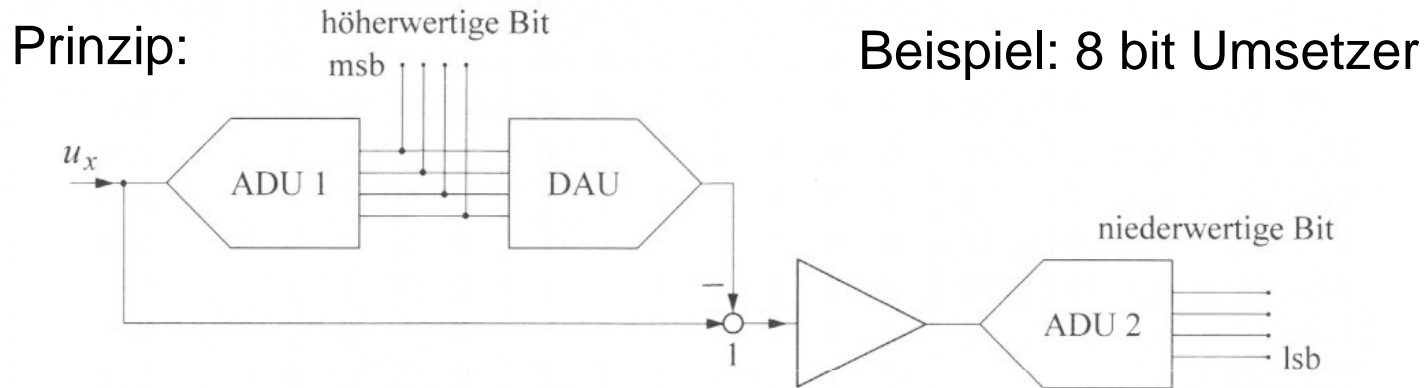
Start mit setzen d. MSB
dann Vergleich $u(z)$ mit u_E
bei $u(z) > u_E$ bit rücksetzen
bei $u(z) < u_E$ bit halten
dann niederwertigeres Bit
setzen usw.

Vorteil: einfacher Aufbau

höhere Auflösung bei kleinerem Aufwand

Nachteil: kleinere Umsetzrate

Kaskadenumsetzer



1. u_x wird von A/D Wandler ADU1 in eine 4 bit Zahl Z_1 umgewandelt
2. Z_1 wird in eine Spannung U_{zwischen} durch DAU zurückgewandelt
3. U_{zwischen} wird von u_x abgezogen
4. Differenz wird verstärkt (im Beispiel Faktor 16)
5. ADU 2 wandelt die verstärkte Differenzspannung
→ 8 bit Wandlung (ADU1: höherwertige bits, ADU2: niederwertigere bits)

Vorteil: hohe Auflösung mit moderatem Aufwand
schneller als sukzessive Approximation (Stufenumsetzung)

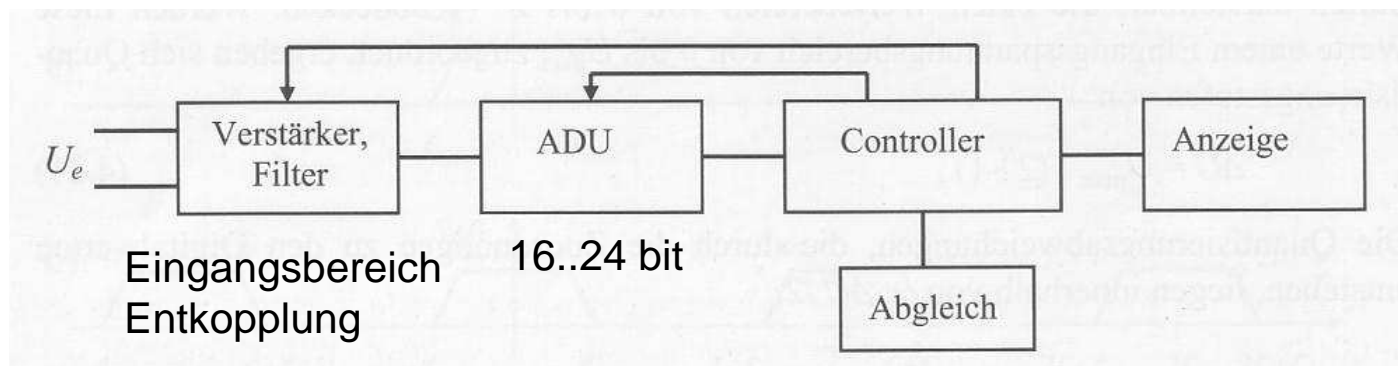
Digitale Messgeräte und Mischformen

Beispiele

- Digitalvolmeter
- Digitalmultimeter
- Digitaloszilloskope
- Digitale Zeit- und Frequenzmesser
- Spektrumanalysatoren
- FFT-Analysatoren
- Netzwerkanalysatoren
- Bitfehlerratenmessplätze
-
-

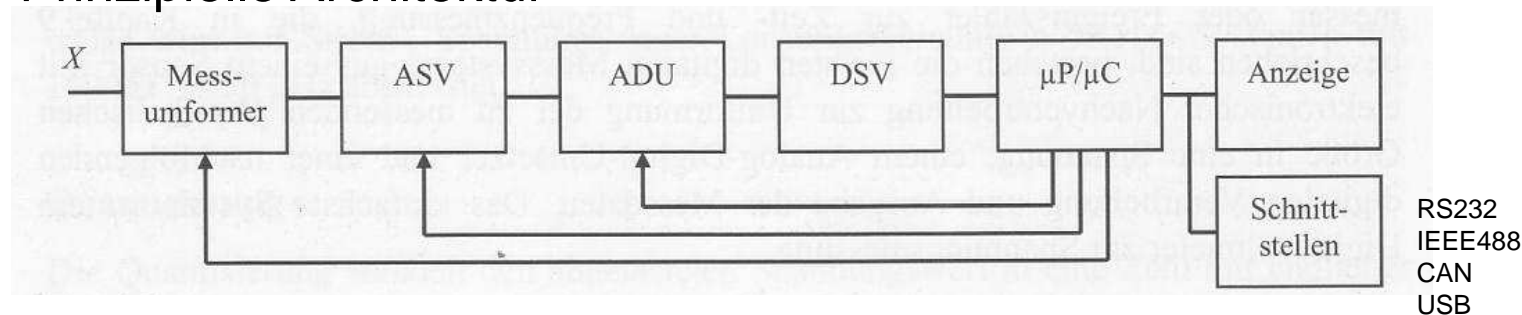
Digitale Messsysteme

- Digitales Messsystem
 - Sensor (analog)
 - A/D Wandler
 - Digitale Nachverarbeitung
- einfachstes digitale Instrument → Digitalvoltmeter (DVM)



Allgemeines digitales Messsystem

Prinzipielle Architektur



Messumformer: wandelt zu messende Größe X in eine elektrische Größe oder deren Änderung um
Beispiele: Hallelement, Thermoelement, Fotodiode

Analoge

Signalverarbeitung (ASV): Umformung der primären elektrischen Größe in eine Spannung U

Analog Digital Umsetzung (ADU): wandelt analoge Messspannung in digitales Signal bestimmter Codierung

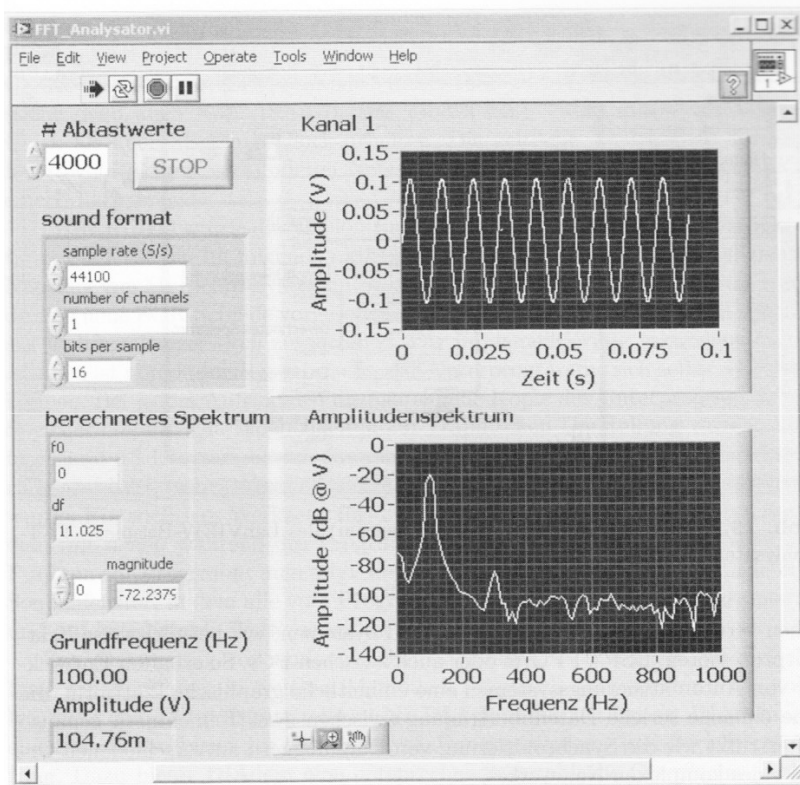
Digitale Signalverarbeitung (DSV): Filter, Rechenoperationen, FFT, Speicher...
hier großer Vorteil der Instrumente

Messdatenerfassung, Messsteuerung

Beispiel LabView

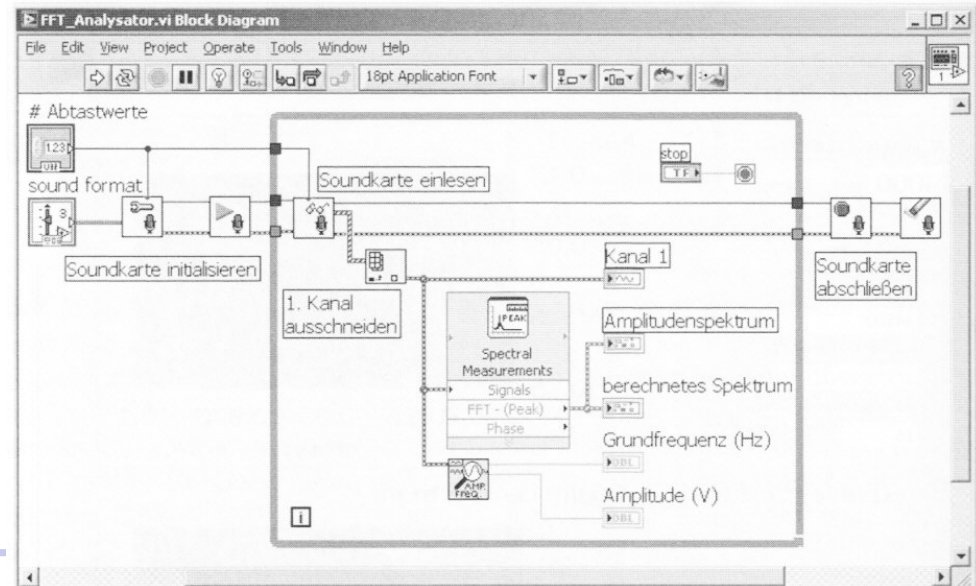
- LabView=„Laboratory Virtual Instrumentation Engineering Workbench“
- National Instruments (erste Version 1986)
- universell graphischer Compiler
- vereint moderne graphische Benutzeroberfläche mit klassischen, strukturierten, textuellen Programmierung
- LabView = Graphische Programmiersprache
- → Programme werden mit Hilfe und in Form von graphischen ICONS und Flussdiagrammen erstellt → Virtuelle Instrumente (VI)

LabView

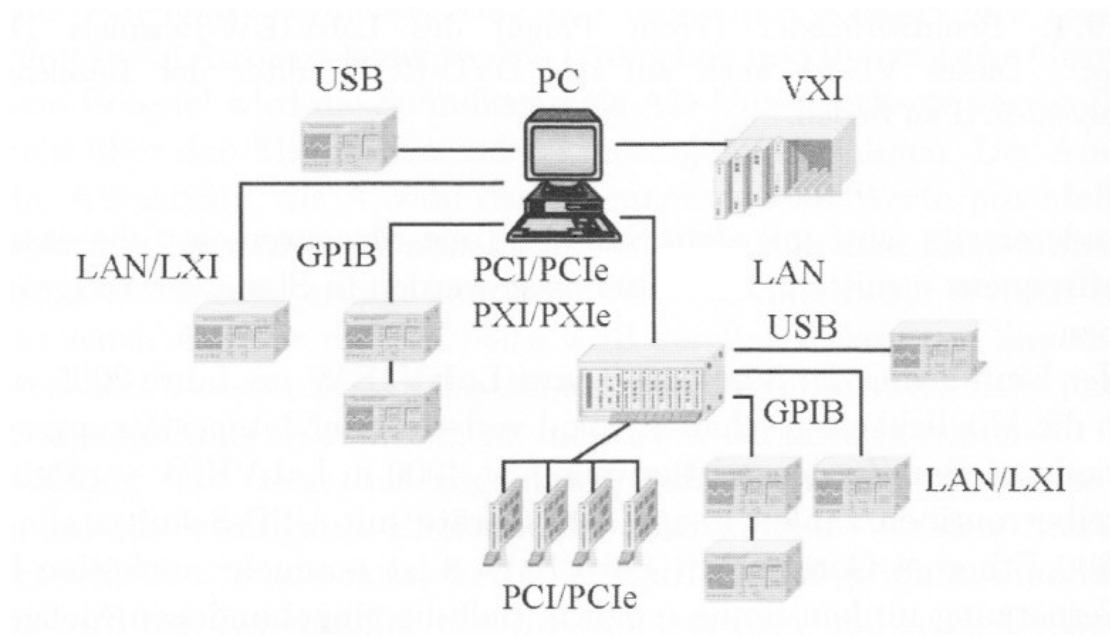


Benutzerfenster

Programmierfenster
(Programm-Blockdiagramm)



Verschiedene Messgeräte in komplexer Netzwerkstruktur



- Treiber für sehr viele verschiedene Geräte vorhanden

Lernziele Kapitel 7

- A/D Wandlung
 - Abtastung
 - Quantisierung
 - Codierung
- A/D Wandler, wesentliche Eigenschaften
- A/D Wandler, einige Schaltungsprinzipien
- digitale Messgeräte
- rechnergesteuerte Messsysteme
- Programmpaket LabView