

Elektronische Grundlagen für Informatiker

Prof. Dr. M. Vorländer

Begleitende Unterlagen zur Vorlesung

Stand 20.11.01

Inhalt

- * Physikalische Grundlagen der Elektrotechnik
- * Wechselstromlehre
- * Leitungen, Wellen
- * Halbleiterphysik
- * Halbleiterbauelemente
- * Verknüpfungsglieder (Schalter)
- * Schaltnetze/Schaltwerke
- * Speicherglieder
- * Integrierte Schaltungen, Entwurf
- * IC-Herstellung
- * Kommunikations- und Informationstechnik
- * I/O-Technologien
- * Peripherie-Technologien

Literatur

Schiffmann, Schmitz : Technische Informatik (Springer-Lehrbuch)
Band I : Grundlagen der digitalen Elektronik (4. Aufl. 2001)
Band II : Grundlagen der Computertechnik (3. Aufl. 1999)

Hinsch : Elektronik - Ein Werkzeug für Naturwissenschaftler
(Springer 1996)

Clausert : Elektrotechnische Grundlagen der Informatik
(Handbuch der Informatik, Band 1.3)
(Oldenbourg Verlag München Wien 1995)

Nachschlagewerk:
z.B. Böge (Hrsg.) : Handbuch Elektrotechnik
(Vieweg 1998)

Tipps

1. Die Vorlesung orientiert sich im wesentlichen an dem Buch Schiffmann, Schmitz, Band I. Zu Wechselstromlehre und Signaltheorie wird das Buch von Clausert empfohlen.
2. Die hier wiedergegebenen Seiten sind nicht vollständig, sondern ein Auszug aus den in der Vorlesung gezeigten Folien.
3. Da der Vorlesungsinhalt nicht durchgängig und ausschließlich mathematisch oder graphisch dargestellt werden kann, sondern zahlreicher phänomenologischer Erklärungen bedarf, genügt es jedoch nicht, nur die Folieninhalte und das Tafelbild mitzuschreiben. Um das Nacharbeiten zu erleichtern, wird empfohlen, einige Stichworte über den in der Vorlesung mündlich erklärten Stoff mitzuschreiben.
4. Mit den Büchern "Schiffmann/Schmitz, Band I" und "Clausert" kann der Vorlesungsstoff jederzeit so weit nachgearbeitet werden, dass die Übungsaufgaben gelöst und die Klausur bestanden werden kann.

Historischer Überblick

Griechenland, 6 Jh. v. Chr.

Mit Seidentuch geriebener Bernstein zieht Staub, Wollfäden etc. an (Elektron = Bernstein)

Gilbert, William, 1540 – 1603 : „Elektrizität“

Coulomb, Charles, 1736-1806 : Coulomb-Gesetz

Galvani, Luigi, 1737-1798 : Galvanische Elemente

Volta, Alessandro, 1745-1827 : Voltaische Säule, „Strom“

Oerstedt, Hans Chr., 1777-1851: „Elektromagnetismus“

Ampere, André Marie, 1775-1836 : Elektrodynamisches Gesetz

Faraday, Michael, 1791-1867 : Elektromagnetische Induktion

Ohm, Georg Simon, 1787-1854 : Ohm'sches Gesetz

Siemens, Werner von, 1816-1892 : Elektrische Maschinen

Kirchhoff, Gustav Robert, 1824-1887 : Stromverzweigung

Maxwell, James Clerk, 1831-1879 : Maxwell'sche Gln.

Hertz, Heinrich, 1857-1894 : „elektromagnetische Wellen“

Edison, Thomas Alva, 1847-1931 : Elektrizitätswerk

1886 Lochkarte (Hollerith)

1941 Z3, Konrad Zuse: Datenverarbeitungsanlage mit Relais-technik

1946 ENIAC, Erste Computergeneration (Röhrentechnik)

1955 Zweite Computergeneration:
Shockley, Bardeen und Brattain : „Transistor“

1960 Integrierte Schaltkreise (IC), Planartechnik

Elektrostatik

Elektrische Ladung: Beobachtung, dass sich gewisse Stoffe anziehen oder abstoßen

Erklärung: es gibt eine elektrische Kraftwirkung aufgrund von zwei Ladungstypen „+“ und „-“

Ladungsmesser: Elektroskop: Messung der Ladungsmenge.

Definition der Ladungsmenge: 1 Coulomb := 1 As (SI-Einheiten.)

Und: Millikan-Versuch: Ladungsmenge immer als Vielfache der „Elementarladung“

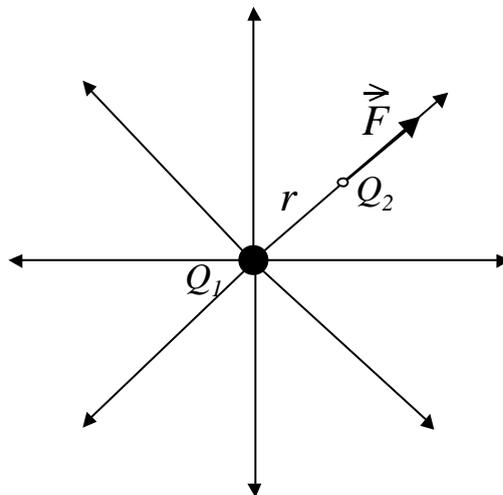
$$e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$$

weitere Versuche: Kraftwirkung $F \sim Q_1 \cdot Q_2, \sim 1/r^2$

Elektrostatische Kraft zwischen zwei Ladungen

$$\vec{F} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{Q_1 Q_2}{r^2} \vec{r}_0$$

elektrische Feldkonstante, Influenzkonstante: $\epsilon_0 = 8,859 \cdot 10^{-12} \frac{\text{C}^2}{\text{Nm}^2}$



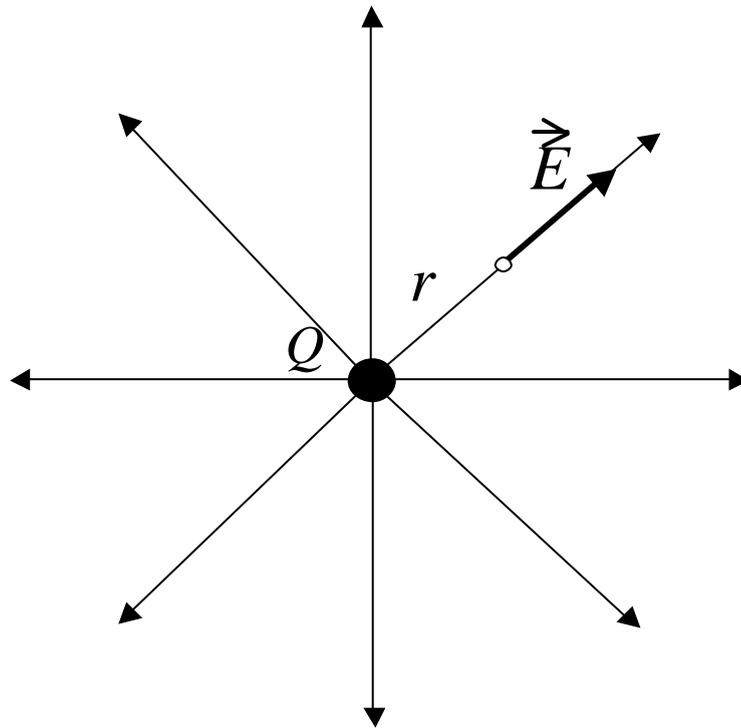
Kraftwirkung als „Erregung“ des Raumes:

„Feld“

$$\vec{F} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{Q_1 Q_2}{r^2} \vec{r}_0 = \vec{E}_1 \cdot Q_2$$

\vec{E} = Elektrisches Feld der Ladung Q_1

Der Begriff des Feldes



Punktladungsfeld

Q : Ladung

E : Vektor des elektrischen Feldes, $E = E(r)$

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{Q}{r^2} \vec{r}_0$$

Verteilte Ladungen: Superposition

$$\vec{E} = \sum_{i=1}^n \vec{E}_i$$

(quasi) kontinuierlich

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iiint_{\text{Volumen}} \mathbf{r} \frac{dV}{r^2} \vec{r}_0$$

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \iint_{\text{Fläche}} \mathbf{s} \frac{dS}{r^2} \vec{r}_0$$

Elektrostatistisches Potential, abgeleitet aus der „Arbeit“, die man leisten muss, um eine Ladung Q im Feld zu verschieben:

$$W = \int_{r_1}^{r_2} \vec{F} d\vec{r} = Q \int_{r_1}^{r_2} \vec{E} d\vec{r}$$

Analogon: Bergbesteigung: = Arbeit zur Verschiebung einer Masse im Gravitationsfeld

Definition des Potentials:

$$U_{12} = \int_{r_1}^{r_2} \vec{E} d\vec{r}; \quad W_{12} = QU_{12}$$

Potentialdifferenz = „Spannung“

Einheit der Spannung : [V] Volt. 1 V = 1 Nm/C

\mathbf{j} = absolutes Potential. Welcher Bezug für r_1 ? -> Eichkonvention, z.B. $U_{12} \rightarrow 0$ für $r \rightarrow \infty$

Elektrostatische Felder sind „Potentialfelder“ („konservativ“, „wirbelfrei“)

$$\vec{E} = -\frac{d\mathbf{j}}{dr} = -grad\mathbf{j}$$

Beispiel: Punktladung Q :

$$\mathbf{j}(r) = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 |\vec{r}|^2}$$

Flächen mit $\mathbf{j} = \text{konstant}$ heißen „Äquipotentialflächen“.

Äquipotentialflächen stehen senkrecht auf den Feldlinien \vec{E} .

Ladungen auf Leitern (Leiter: frei bewegliche Ladungsträger (Elektronen) auf der Oberfläche):

$$\vec{E} \perp \text{Oberfläche}, \quad \vec{E}_{\text{innen}} = 0$$

Elektrische Flussdichte D

$$\frac{\text{Ladungsmenge}}{\text{Fläche}} = D, \quad [D] = \frac{\text{C}}{\text{m}^2}$$

wenn Q innerhalb der von A umschlossenen Fläche liegt:

$$\iint_A \vec{D} \, d\vec{A} = Q$$

sonst:

$$\iint_A \vec{D} \, d\vec{A} = 0$$

jetzt: Kugel um Q :

$$\iint_{\text{Kugeloberfläche}} \vec{D} \, d\vec{A} = Q$$

$$D \, 4\pi r^2 = Q$$

$$D = \frac{1}{4\pi} \frac{Q}{r^2}$$

Andererseits ist

$$\vec{E} = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{Q}{r^2} \vec{r}_0$$

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E}$$

Allgemein gilt:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$$

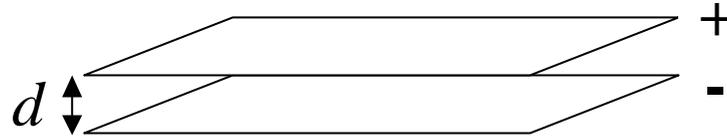
$$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$$

Dielektrizitätskonstante ϵ_r

z.B. Luft: $\epsilon_r = 1,006$

Kapazität

„Kondensator“



Eine Platte: Fläche A

$$\iint_{\text{Plattenfläche}} \vec{D} \, d\vec{A} = Q = \iint_{\text{Plattenfläche}} \epsilon E_n \, dA = \epsilon E_n 2A$$

daraus folgt:

$$E_n = \frac{Q}{\epsilon 2A}$$

Feld zwischen zwei (sehr großen) Platten:

$$E = E_1 + E_2 = \frac{Q}{\epsilon 2A} \cdot 2 = \frac{1}{\epsilon} \frac{Q}{A}$$

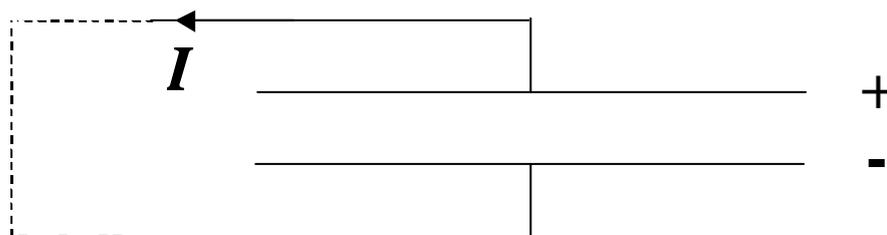
Potential?

$$U = \int_{\text{Platte 1}}^{\text{Platte 2}} E \, dr = E \cdot d = \frac{1}{\epsilon} \frac{Q}{A} \cdot d$$

$$Q = \frac{\epsilon A}{d} \cdot U = C \cdot U$$

C ist die „Kapazität“ der Anordnung [C] = Farad, $1 \text{ F} = 1 \text{ C/V}$

Strom



$I = \text{bewegte Ladungsmenge} / \text{Zeit}$

Einheit des Stromes: [A] Ampere. $1 \text{ A} = 1 \text{ C/s}$

Das Ohm'sche Gesetz

Experiment:

$$I \propto U ; \quad I = G \cdot U$$

G : „Leitwert“

$$[G] = 1 \text{ S} = 1 \text{ Siemens} = 1 \text{ A/V}$$

Definition R : „Widerstand“:

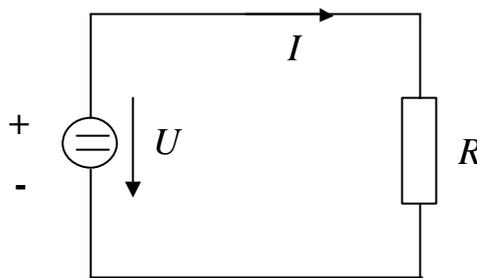
$$R = 1/G$$

$$[R] = 1 \Omega = 1 \text{ V/A}$$

für stationäre Ströme (und konstantes R) gilt

$$U = R \cdot I$$

Leistung an einem „Verbraucher“



$$P = U \cdot I = I^2 R = \frac{U^2}{R}$$

Elektronische Netzwerke

Kirchhoff'sche Sätze

Knotenregel (keine Ladungsanhäufung):

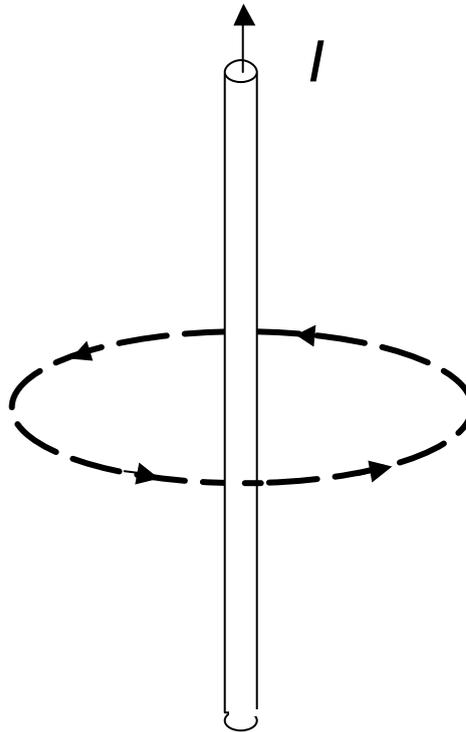
$$\sum_{i=0}^n I_i = 0$$

Maschenregel (Ausgangs- und Endpunkt haben gleiches Potential):

$$\sum_{i=0}^n U_i = 0$$

Bewegte Ladungen

Ströme erzeugen Magnetfelder



Ausrichtung von Magnetnadeln (Feldlinien)
um einen stromführenden Leiter

Durchflutungsgesetz

Gesetz zwischen Strom und magnetischem Feld: Der Strom ist die Ursache für ein Magnetfeld

$$\oint \vec{H} \, d\vec{s} = \iint_A \vec{j} \, d\vec{A}$$

H = magnetische Feldstärke in A/m, j = Stromdichte in A/m²

Beispiel (gerader Stromleiter von Kreisschleife des Radius r umschlossen, Feldlinien H axial):

$$\underbrace{\oint \vec{H} \, d\vec{s}}_{\text{Umfang}} = \underbrace{\iint \vec{j} \, d\vec{A}}_{\text{Fläche}} = I$$

$$d\vec{s} = \vec{r} d\vec{j} ; \int_0^{2\pi} \vec{H} \vec{r} \, d\vec{j} = I$$

$$H = \frac{I}{2\pi r}$$

Kraftwirkung magnetischer Felder auf stromdurchflossene Leiter

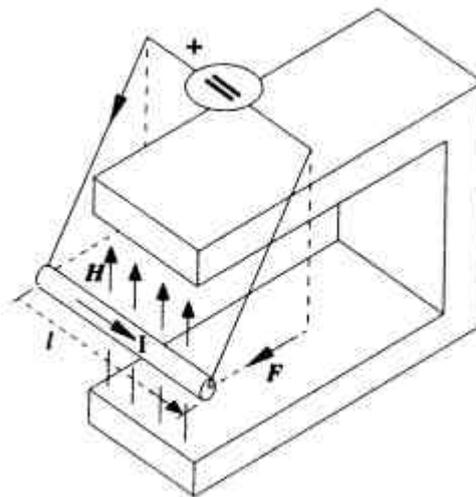
Beobachtungen:

$$F \propto I, F \propto l, F \propto H$$

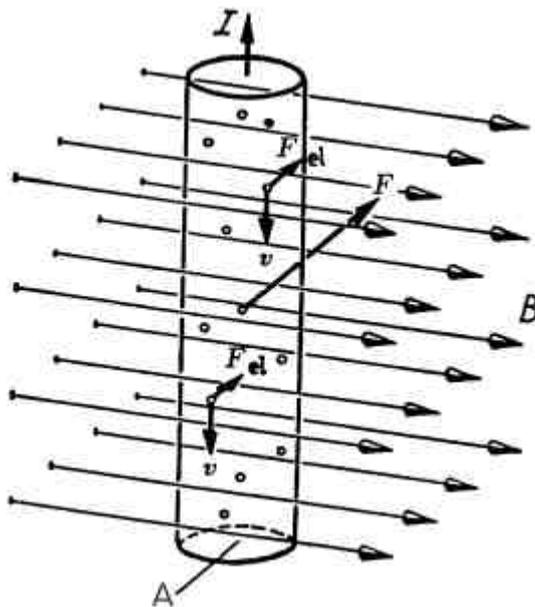
$$F = m I l H \quad , \quad H \perp F \perp l$$

also:

$$\vec{F} = m I \vec{l} \times \vec{H}$$



Kraftwirkung auf Leiter im Magnetfeld



Kräfte auf im Magnetfeld bewegte Ladungen

Stromdichte und Strom:

$$\vec{j} = -e_0 n \vec{v} \quad , \quad I = -e_0 n v A$$

$$\vec{F}_{\text{Leiter}} = -e_0 n v A \vec{l} \times \vec{B} = -e_0 n l A \vec{v} \times \vec{B}$$

je Ladung („Lorentzkraft“):

$$\vec{F}_{\text{Lorentz}} = \frac{\vec{F}_{\text{Leiter}}}{N} = \frac{\vec{F}_{\text{Leiter}}}{n l A} = q \vec{v} \times \vec{B}$$

Magnetische Datenspeicherung

1. Magnetische Speicher:
 - a. Floppy
 - b. Festplatte
 - c. Magnetstreifen (Scheck etc.)
 - d. Magnetbänder (AIT, DAT etc.)

Magnetisierbare Schicht aus ferromagnetischem Material (FeO_3 , CrO_2 , etc.) auf geeignetem Trägermaterial (nichtmagnetisierbar) z.B. Kunststoff (Floppy, Bänder), Aluminium (Festplatten).

Einbringen der Magnetpartikel als Suspension in mikroskopischer Form (Pulver aus Nadeln) in einer Art Lackschicht, mit welcher der Träger beschichtet wird.

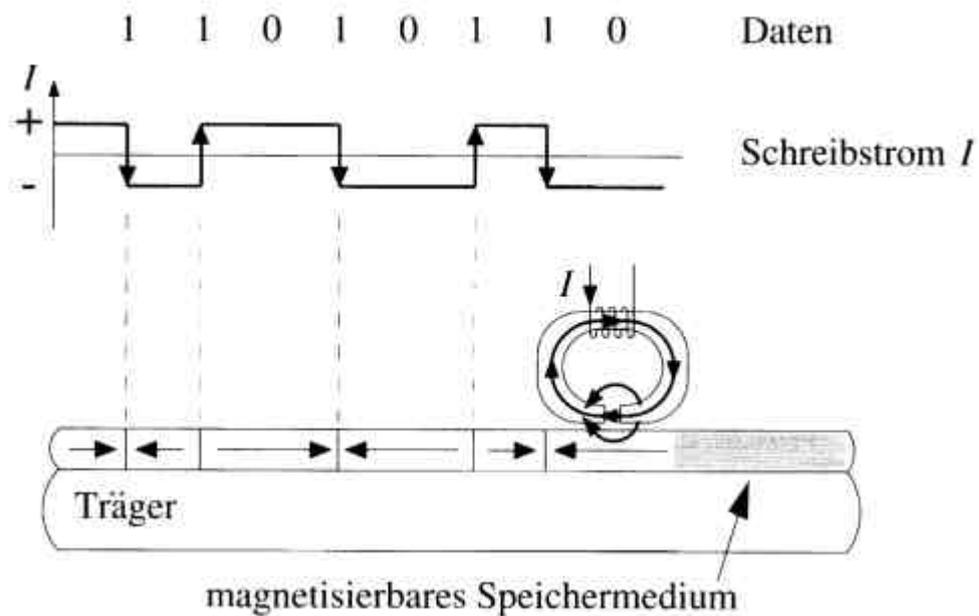
Dicken der magnetischen Schicht bei modernen Datenträgern nur wenige μm .

2. Magneto-Optisch Speicher:
 - a. MO-Disk

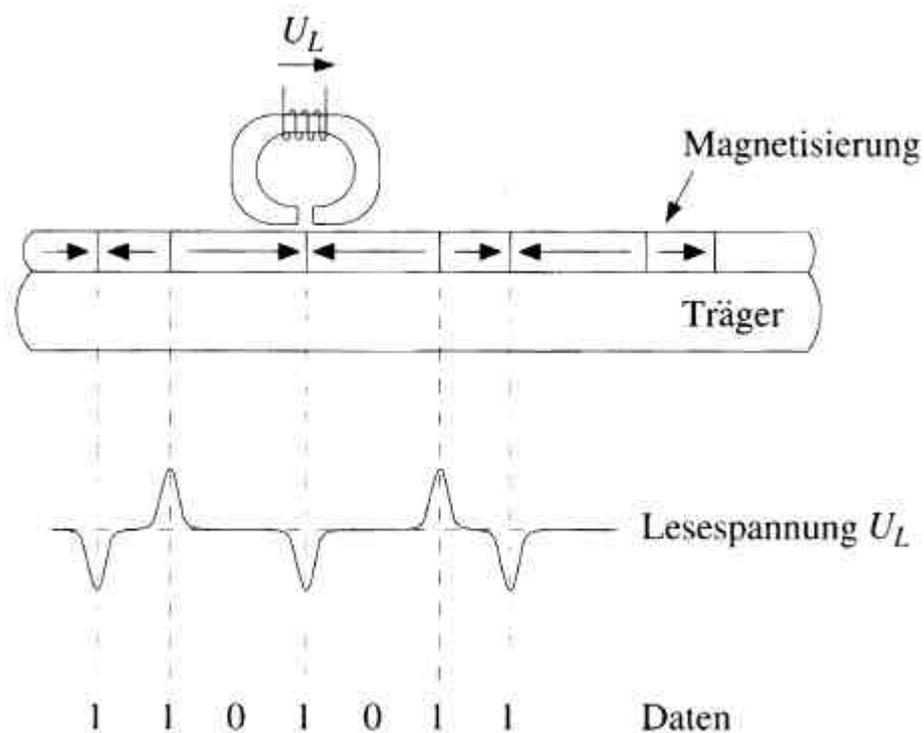
Kombinierte Verwendung eines optischen Systems für die Lokalisierung der Information auf dem Datenträger und eines magnetischen Feldes zur Kodierung der Information (1 oder 0).

Auslesen der Information rein optisch (ähnlich wie bei CDR).

Aufzeichnung der Information bei magnetischer Speicherung

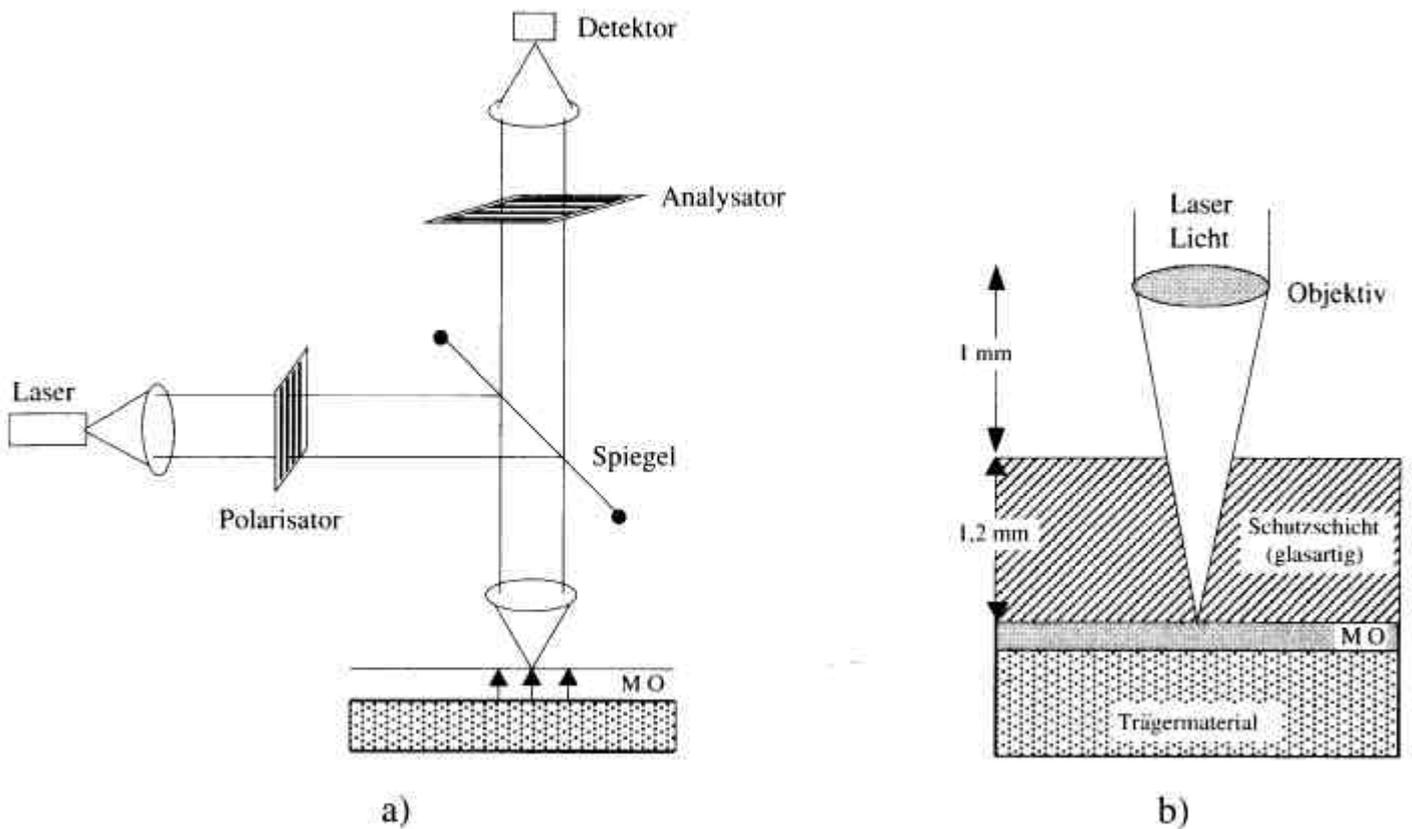


Auslesen der Information bei magnetischer Speicherung



Datenspeicherung bei magneto-optischen Systemen (MO-Disk)

Prinzipieller Aufbau

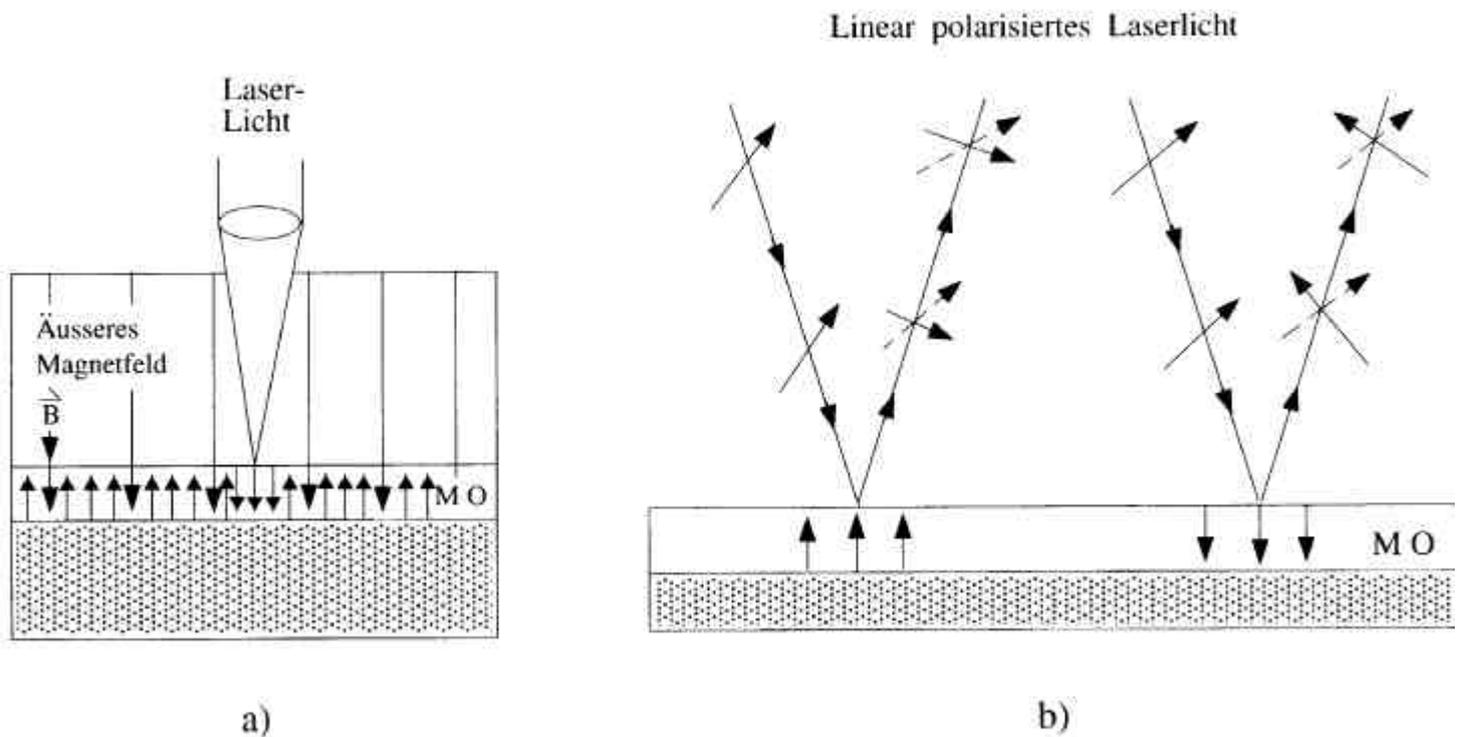


a) Prinzip des Auslesevorgangs bei MO-Disk

b) Aufbau der MO-Disk

Datenspeicherung bei magneto-optischen Systemen (MO-Disk)

Arbeitsweise



a) Aufsprechen der Information

a. Aktivierung der beschreibbaren Zone über Laser
(Erwärmung)

b. Kodierung der Information über äußeres Magnetfeld

b) Auslesen der Informationen mit Hilfe polarisierten Laserlichts. Änderung der Polarisation des reflektierten Lichtes in Abhängigkeit der Magnetisierungsrichtung

Induktionsgesetz

Magnetische Flussdichte B

Zeitliche Änderung der Flussdichte $\frac{\partial B}{\partial t} = \dot{B}$

Experiment:

$$U \propto \frac{1}{\Delta t}; \quad U \propto B; \quad U \propto A \text{ (Fläche)}$$

insgesamt

$$U = -\frac{d\mathbf{f}}{dt} = -\dot{\mathbf{f}}$$

mit

$$\mathbf{f} = \iint_{\text{geschl. Fläche}} B \, dA$$

magnetischer Fluss.

Induktivität

„Selbstinduktion“ bei Änderung des Stromes

$$\dot{I} \longrightarrow \dot{H} \longrightarrow \dot{B} \longrightarrow \dot{\mathbf{f}} \longrightarrow \dot{U}_i \longrightarrow \dot{I}$$

insgesamt:

$$U_i \propto \frac{dI}{dt}; \quad U_i = -L \frac{dI}{dt}$$

z.B: bei einer zylindrisch gewickelten Drahtspule (Querschnittsfläche A , N Wicklungen, Spulenlänge l):

$$L = \mathbf{m}_r \mathbf{m}_0 \frac{N^2 A}{l}$$

L ist die „Induktivität“ der Spule [L] = Henry, $1 \text{ H} = 1 \text{ Vs/A}$

Zusammenfassung Bauelemente

R: Widerstand

(Spannung proportional Strom)

$$U = R \cdot I$$

L: Induktivität

(Spannung proportional Stromänderung)

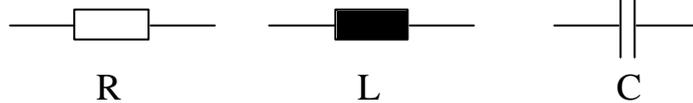
$$U = -L \cdot \frac{dI}{dt}$$

C: Kapazität

(Spannung proportional Stromintegral (gespeicherte Ladung))

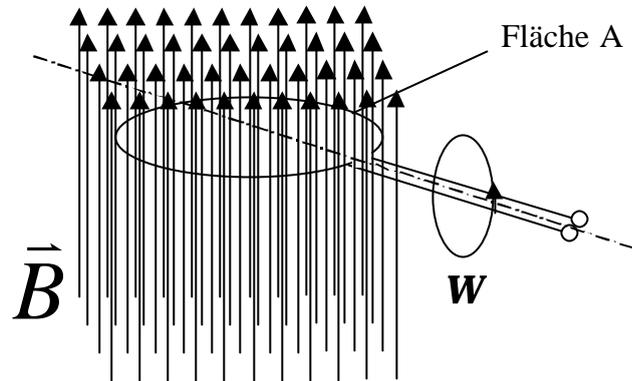
$$U = \frac{1}{C} \int I dt$$

Schaltzeichen:



Wechselstrom

$I = I(t)$. Beispiel: Erzeugung einer sinusförmigen Spannung



$$f = B A \cos a, \quad a : \text{Winkel}; \quad w = a/t$$

$$U_i = -\frac{df}{dt} = -\frac{d}{dt}(B A \cos wt)$$

$$= B A w \sin wt$$

$$u(t) = \hat{u} \sin wt = \sqrt{2}u \sin wt$$

$$i(t) = \frac{u(t)}{R} = \hat{i} \sin wt = \sqrt{2}i \sin wt$$

u bzw. i heißen „Effektivwerte“. Erinnerung: Leistung des Stromes an einem Verbraucher

$$P = U I = I^2 R$$

mittlere Leistung des Wechselstroms:

$$P = I^2 R = \frac{R}{T} \int_0^T i(t)^2 dt$$

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(t)^2 dt}$$

speziell gilt bei $i(t) = \hat{I} \sin(wt)$: „harmonische Wechselvorgänge“:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \hat{I}^2 \sin^2(wt) dt} = \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$$

und entsprechend

$$U = \frac{\hat{U}}{\sqrt{2}}$$

Wechselstromlehre

Elementar: „Harmonische Schwingungen“ (siehe auch Abschnitt über Signaltheorie)

Beschreibung mit ausschließlich sin- und cos-Funktionen

$$y(t) = \hat{Y} \cos(\omega t + \mathbf{j})$$

\hat{Y}	Amplitude
$\omega = 2\pi f$	Kreisfrequenz
$f = 1/T$	Frequenz (Einheit Hz, kHz, MHz usw.)
T	Schwingungsdauer, Schwingungsperiode
\mathbf{j}	Nullphasenwinkel

Komplexe Schreibweise harmonischer Schwingungen:

Komplexe Zahlen (Realteil, Imaginärteil):

$$\underline{z} = \operatorname{Re}(\underline{z}) + j \operatorname{Im}(\underline{z}) = |\underline{z}| e^{j\varphi} \quad j = \sqrt{-1}$$

$$\underline{z}^* = \operatorname{Re}(\underline{z}) - j \operatorname{Im}(\underline{z}) = |\underline{z}| e^{-j\varphi} \quad \text{„komplex konjugiert“}$$

Eulersche Formel

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x$$

$$\longrightarrow \underline{y}(t) = \frac{1}{2} (\sqrt{2} \underline{Y} e^{j\omega t} + \sqrt{2} \underline{Y}^* e^{-j\omega t}); \quad \underline{Y} = Y e^{j\varphi}$$

Wie berechnet man Netzwerke mit R, L und C ?

* Ausgangspunkt: harmonische Schwingungen

* „Impedanz“ \underline{Z} = verallgemeinerter Widerstand

$$\underline{Z} = R \quad \underline{Z} = j\omega L \quad \underline{Z} = 1/j\omega C$$

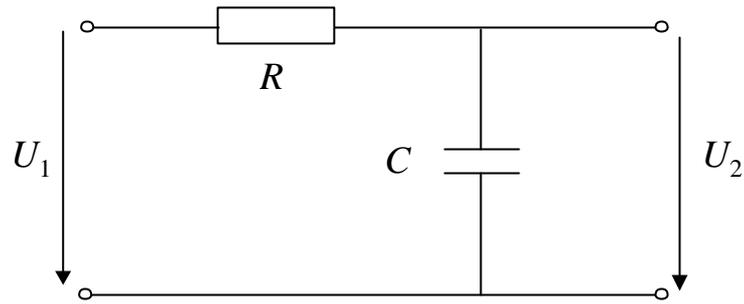
* Knoten- und Maschenregel wie gehabt

Ergebnis: Funktionen von Spannung und Strom in Abhängigkeit von der Kreisfrequenz ω oder von der Zeit t .

- Betrachtung der Kreisfrequenz ω : stationäres Verhalten z.B. von Filtern
- Betrachtung des Zeitverhaltens: Ein- und Ausschwingen z.B. bei Schaltvorgängen

Beispiel: einfaches „Tiefpassfilter“ 1 Ordnung:

= Sieb, welches tiefe Frequenzen durchlässt und hohe Frequenzen behindert



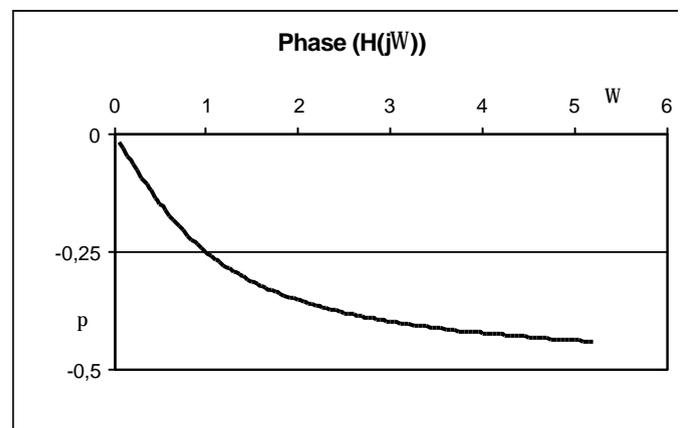
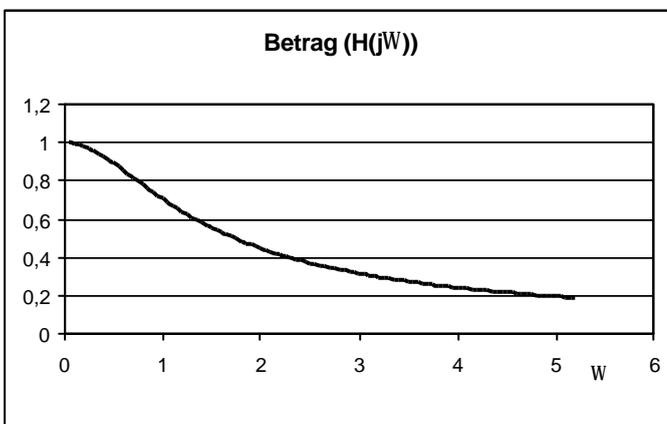
$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC}$$

mit $\Omega = \omega RC$ kann man die sog. „Übertragungsfunktion“

$$H(j\Omega) = \frac{U_2}{U_1}$$

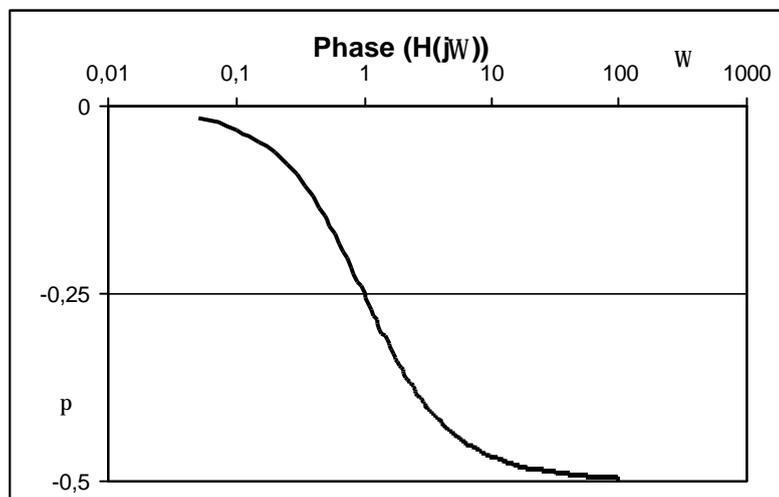
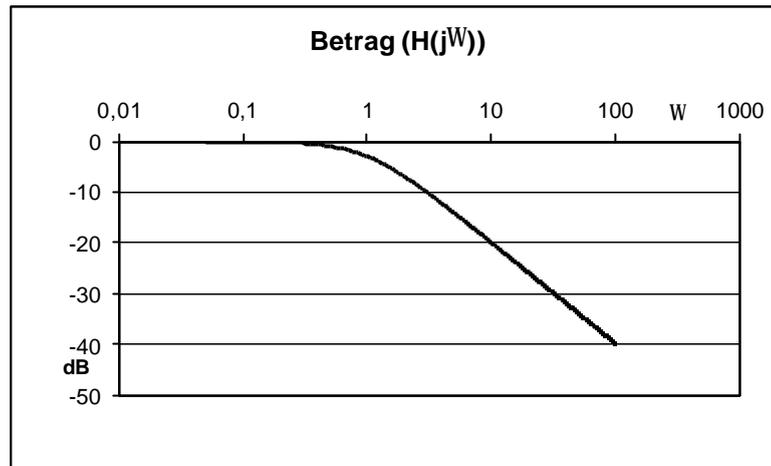
sehr einfach darstellen:

$$H(j\Omega) = \frac{1}{1 + j\Omega} = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} e^{-j \arctan \Omega}$$



Bode-Diagramm

Auftragung in Dezibel gegen eine logarithmische Abszisse



in Dezibel:

$$20 * \log[H(j\Omega)] \dots \text{„dB“}$$

dB-Angabe für eine Energie- oder Leistungsgröße (z.B. P):

$$10 * \log[P / P_0] \dots \text{„dB“}$$

Eine Anwendung der Wechselstromtechnik: Datenübertragung

Daten: Binärsignale

Signal ? = physikalische Darstellung von Nachrichten, Daten oder sonst. Informationen als physikalische Größe (z.B. elektr. Spannung)

Übertragungstechnik

Zweidrahtleitung (oder Koaxialkabel).

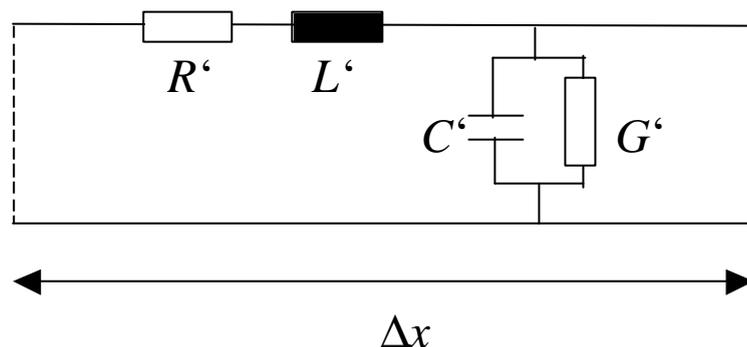
z.B. auf Platinen oder Flachbandkabeln eher „kurz“ und nicht gewickelt: -> nur „R“

-> Veränderungen (Verzerrungen) von Signalen durch Dämpfung (Verluste)

und wenn die Leitung nicht „kurz“ sind?

-> Elektromagnetische Wellen auf Leitungen

Modell einer Leitung : Abschnitt Δx



R' = Widerstandsbelag in Ω/m , L' = Induktivitätsbelag in H/m

C' = Kapazitätsbelag in F/m , G' = Leitwertbelag in S/m

Kirchhoff'sche Sätze:

$$(u + \Delta u) - u - \Delta u = 0$$

$$i + \Delta i - (i + \Delta i) = 0$$

mit Ohm'schem Gesetz zwischen $u = R i$

bzw. mit Induktionsgesetz $u = L di/dt$ und der Kapazitätsdefinition $dQ/dt = i = C du/dt$ folgt:

$$-\Delta u = (R' \cdot i + L' \frac{di}{dt}) \cdot \Delta x$$

$$-\Delta i = (G' \cdot u + C' \frac{du}{dt}) \cdot \Delta x$$

bzw. in differentieller Form

$$\begin{aligned} -\frac{\partial u}{\partial x} &= R' \cdot i + L' \frac{\partial i}{\partial t} \\ -\frac{\partial i}{\partial x} &= G' \cdot u + C' \frac{\partial u}{\partial t} \end{aligned}$$

Mit der Annahme $R' = G' = 0$:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= L' \cdot \frac{\partial^2 i}{\partial t \partial x} \\ -\frac{\partial^2 i}{\partial x \partial t} &= C' \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \end{aligned}$$

folgen die „Wellengleichungen“ für u und i

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} &= L' \cdot C' \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial t^2} \\ \frac{\partial^2 i}{\partial x^2} &= L' \cdot C' \cdot \frac{\partial^2 i}{\partial t^2} \end{aligned}$$

Lösungen:

nach dem d'Alembert'schen Prinzip (allgemein, f = beliebige Funktion):

$$u(t) = u_0 \cdot f(x - ct)$$

$$i(t) = i_0 \cdot f(x - ct)$$

nach rechts (zunehmende x) laufende „Wellen“

z.B. harmonische Wellen (sin oder cos)

$$u(x, t) = u_0 \sin \mathbf{w} \left(t - \frac{x}{c} \right)$$

$$i(x, t) = i_0 \sin \mathbf{w} \left(t - \frac{x}{c} \right)$$

c = Ausbreitungsgeschwindigkeit

$$c = \frac{1}{\sqrt{L' C'}} = \frac{1}{\sqrt{\mathbf{e}_0 \mathbf{e}_r \mathbf{m}_0 \mathbf{m}_f}}$$

Lichtgeschwindigkeit im Vakuum:

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\mathbf{e}_0 \mathbf{m}_0}} \approx 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

Leiterplatten oder Koaxialkabel (z.B. Polyethylen, Teflon):

$$\mathbf{m}_r \approx 1, \quad \mathbf{e}_r \approx 2,5 \quad \Rightarrow \quad c \approx 1,9 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$$

„Wellenwiderstand“ (ebene fortschreitende Wellen)

$$\frac{u}{i} = Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$$

Hilfreiche Formeln

$$\mathbf{w} = \frac{2\mathbf{p}}{T} = 2\mathbf{p}f$$

„Kreisfrequenz“

$f =$ „Frequenz“, $T =$ „Schwingungsperiode“

$$k = \frac{\mathbf{w}}{c} = \frac{2\mathbf{p}}{\mathbf{l}} \quad \text{„Wellenzahl“, } \mathbf{l} = \text{„Wellenlänge“}$$

$$c = f \cdot \mathbf{l} \quad \text{„Lichtgeschwindigkeit“}$$

Somit kann man auch schreiben:

$$u(x, t) = u_0 \sin(\mathbf{w}t - kx)$$

$$i(x, t) = i_0 \sin(\mathbf{w}t - kx)$$

Auf der Leitung können sich hin- und rücklaufende Wellen überlagern:

$$u = u_h + u_r$$

$$i = i_h + i_r$$

Dann gilt:

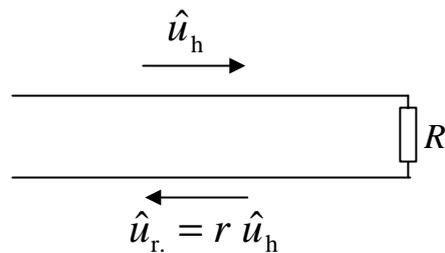
$$u_h = i_h \cdot Z_0$$

$$u_r = i_r \cdot Z_0$$

$$u = i_h \cdot Z_0 + i_r \cdot Z_0$$

$$u = Z_0 \cdot (i_h + i_r)$$

$$u = Z_0 \cdot i$$



R : Abschlusswiderstand

r : Reflexionsfaktor

mögliche Werte für R :

$$0 < R < \infty$$

daher:

$$-1 < r < +1$$

insbesondere:

„Kurzschluss“

$$R = 0 \Rightarrow r = -1$$

„Leerlauf“

$$R = \infty \Rightarrow r = +1$$

„angepasst“

$$R = Z_0 \Rightarrow r = 0$$

Bei komplexen Abschlussimpedanzen kann der Reflexionsfaktor auch komplex sein:

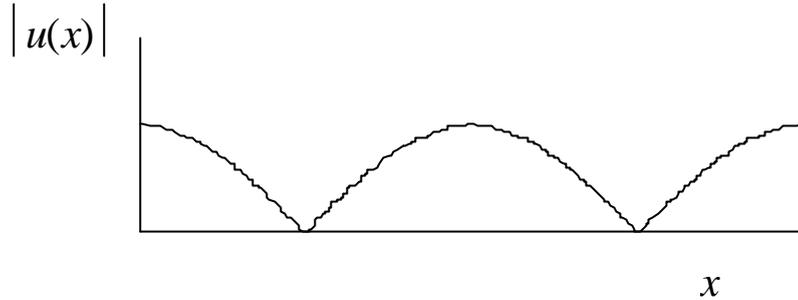
$$\underline{r} = r e^{jg}$$

Stehende Wellen

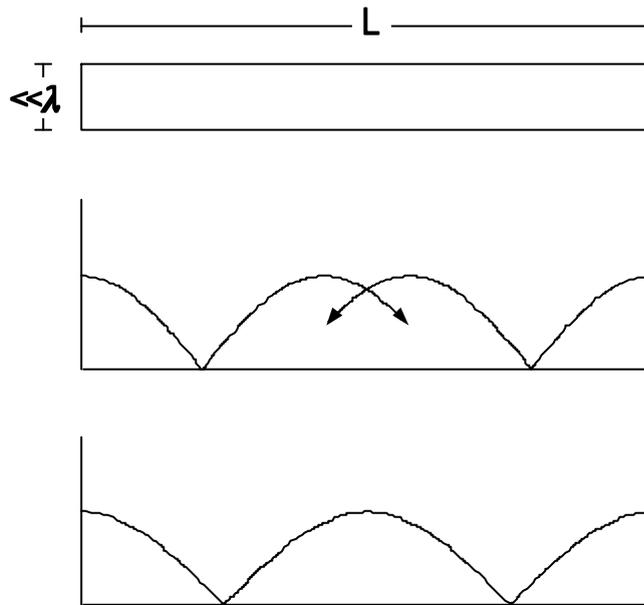
Überlagerung der hin- und rücklaufenden Welle ergibt eine ortsabhängige Schwingung mit der Kreisfrequenz ω :

$$|u(x)| = \hat{u} \sqrt{1 + r^2 + 2r \cos\left(2\frac{\omega}{c}x + \mathbf{g}\right)}$$

Beispiel: ($r=1$, reell)



Stehende Wellen (auf langen Leitungen)



dies tritt auf, wenn

$$L = n \frac{\lambda}{2}; \quad n \in \mathbb{N}$$

Reflexionen und stehende Wellen verursachen Übertragungsfehler auf langen Leitungen.

- Bei langsamen Vorgängen (tiefe Frequenzen, nicht zu steile Flanken, kleine Übertragungsraten) ist eine Leitung eher als „kurz“ anzusehen.
- Schnelle Vorgänge (steile Flanken, hohe Übertragungsraten, hohe Taktfrequenzen) bedürfen einer sorgfältigen Vermeidung von Reflexionen (Anpassung).

Kritische Leiterlänge bei Anstiegsflanken Dt :

$$L_{\text{krit}} \approx \frac{\Delta t}{2} c$$

$L < L_{\text{krit}}$: Leitung genügend „kurz“, keine Welleneffekte

$L > L_{\text{krit}}$: Leitung lang, Anpassung erforderlich!

Beispiele:

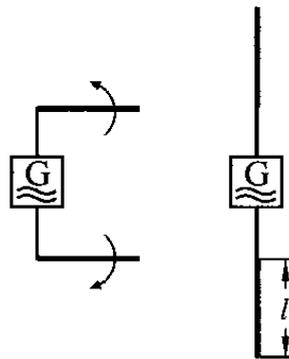
TTL-Schalter, $Dt = 10 \text{ ns}$:

$$L_{\text{krit}} = 5 \cdot 10^{-9} \text{ s} \times 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = 1,5 \text{ m}$$

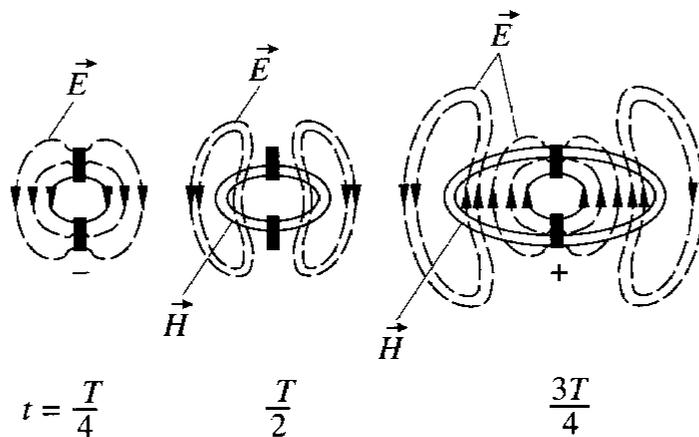
Takt 1,5 GHz, $Dt = 0,67 \text{ ns}$:

$$L_{\text{krit}} = 3 \cdot 10^{-10} \text{ s} \times 3 \cdot 10^8 \text{ m/s} = 10 \text{ cm}$$

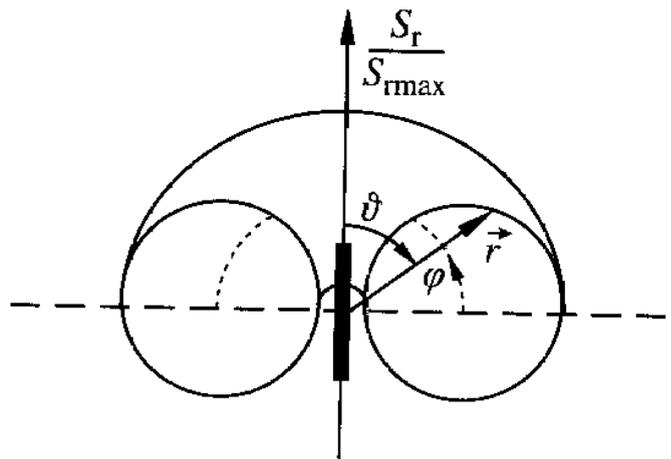
Elektromagnetische Wellen (nicht leitungsgebunden)



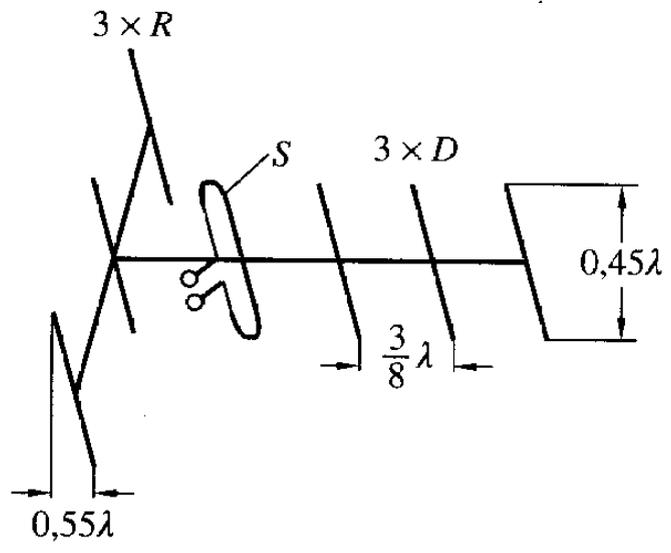
Doppelleitung \rightarrow Dipolantenne



Entstehung von elektromagnetischen Wellen



Richtdiagramm eines Dipols



Yagi-Antenne (Antennengruppe)

Bezeichnung*)	Wellenlänge	Frequenz	Übertragung über	
			Bodenwelle	Raumwelle
			Reichweite	
Längstwellen; Langwellen LW; „Kilometerwellen“	10 ... 1 km	30 ... 300 kHz	ja; wenig gedämpft; einige 1000 km	Tagsüber nein; nachts ja; 1000 km
Mittelwellen MW; „Dekameterwellen“	1 km ... 100 km	300 kHz ... 3 MHz	tagsüber ja; nachts ja 100 km	tagsüber nein; nachts ja 1000 km
Kurzwellen KW; „Dekameterwellen“	100 m – 10 m	3 MHz ... 30 MHz	stark gedämpft	Erdballumspannend durch Mehrfachre- flexionen
Ultrakurzwellen z.B. UKW-Rundfunk, VHF (Fernsehen Band I und III); „Meterwellen“	10 m ... 1 m	30 MHz...300 MHz	nein	Optische Sicht (geringe Verluste); schwache Kompo- nenten durch Beugung (Berge); evtl. Überreichweiten 100 km; in Ausnahmefällen 150-250 km
Ultra high frequency UHF (z.B. Fernsehen Band IV und V); „Dezimeterwellen“	1 m ... 10 cm	300 MHz ... 3 GHz	nein	Optische Sicht (geringe Verluste) schwache Kompo- nenten durch Beugung (Berge); evtl. Überreichweiten 50 km; in Ausnahme- fällen 150 ... 200 km
„Zentimeterwellen“; z.B. Rundfunk- und Fernsehübertragung über Satellit, Mobilkommunikation	10 cm ... 1 cm	3 ... 30 GHz	nein	Quasioptische Sicht; Streuung und Brechung in Luft (Regen, Wolken). Reichweite: a) auf Erdober- fläche: 50 km; in Ausnahmefäl- len bis 150 km; b) Satellitenüber- tragung: ≥ 36000 km bei direkter Sicht

Lichtwellenleiter

Dispersions- und Verlusteffekte

* Materialdispersion ($n=n(\lambda)$)

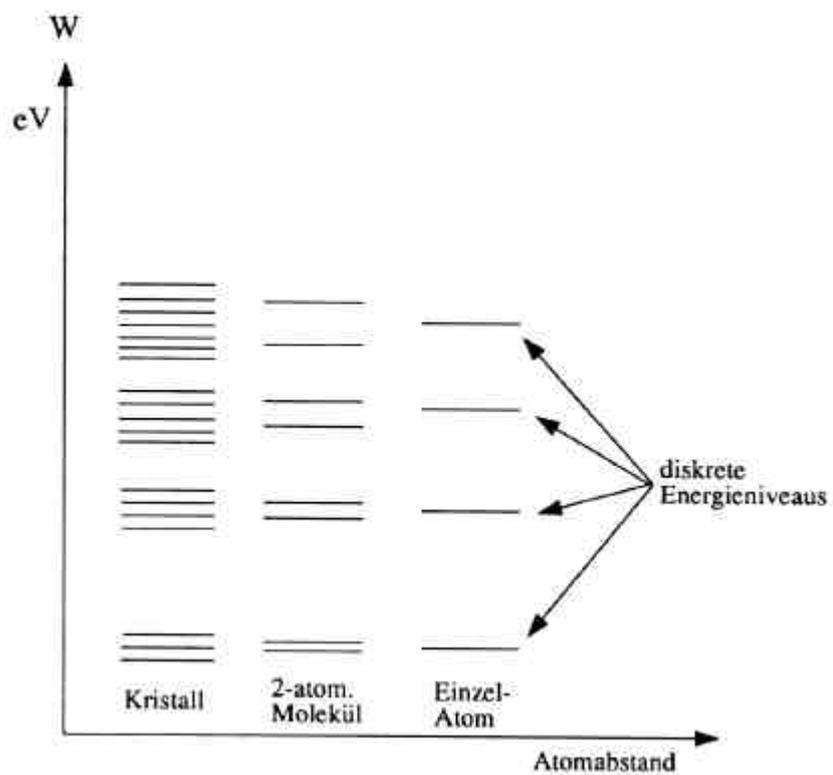
* Wellenleiterdispersion (Kernprofil)

* Dämpfung (Absorption, Photoeffekt, Comptoneffekt, Verunreinigungen, ...)

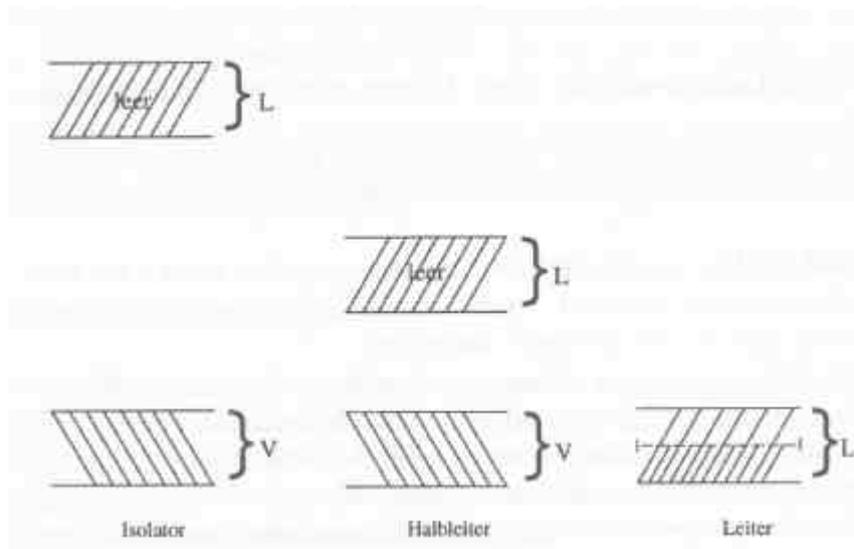
* Angabe in Dezibel (typisch: 0,2 dB pro km):

$$10 \lg \frac{P_0}{P_1} \text{ dB}$$

Halbleiterphysik



Bändermodell der Energieniveaus



Bändermodell leitender, halbleitender und nichtleitender Stoffe

Halbleiter: Stoffe mit (stark) temperaturabhängigem spez. Widerstand

$$R \propto \exp(\Delta W_0 / 2kT)$$

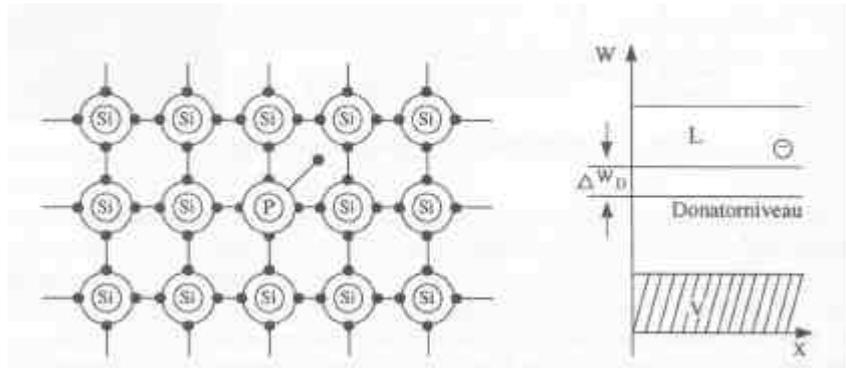
Halbleiterstoff		ΔW in eV
Selen	Se	2,20
Kupferoxidul	Cu ₂ O	2,06
Germanium	Ge	0,72
Silizium	Si	1,12
Tellur	Te	0,32
Indiumantimonid	InSb	0,26
Indiumarsenid	InAs	0,34
Galliumarsenid	GaAs	1,38

Eigenleitfähigkeit (thermisch):

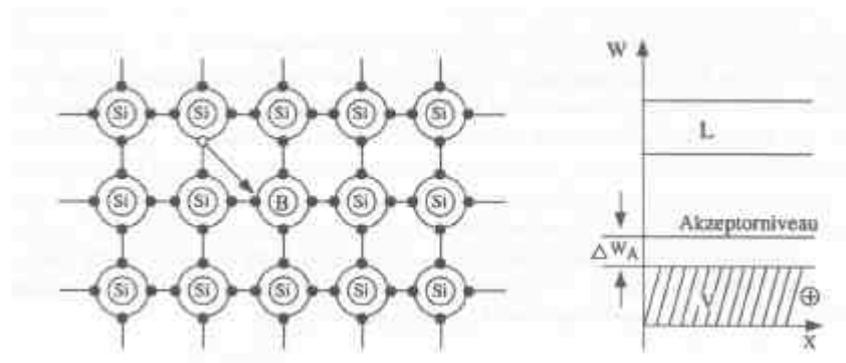
$$g = en_n m_n + en_p m_p,$$

z.B. Ge: $g = 1 \text{ (Om)}^{-1}$, Si: $g = 0,01 \text{ (Om)}^{-1}$

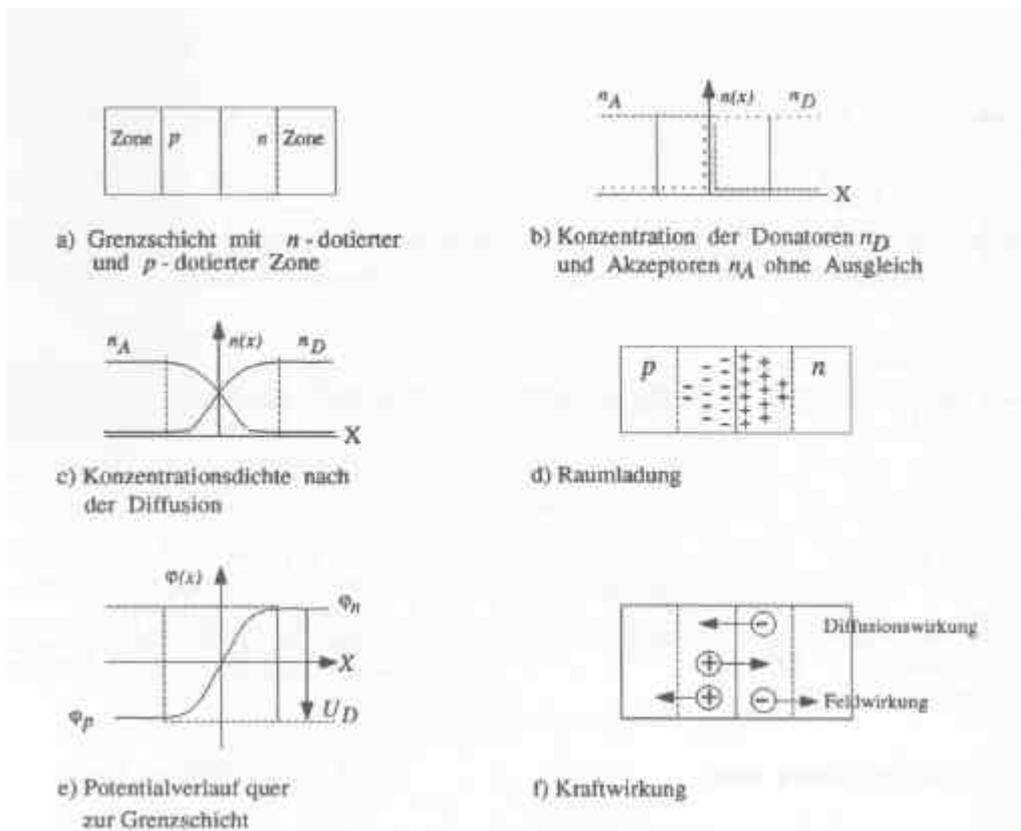
Fremdleitfähigkeit: Störstellen (Majoritätsträger: Fremdatome = Donatoren, oder Akzeptoren)
Minoritätsträger aus Eigenleitfähigkeit (thermisch)



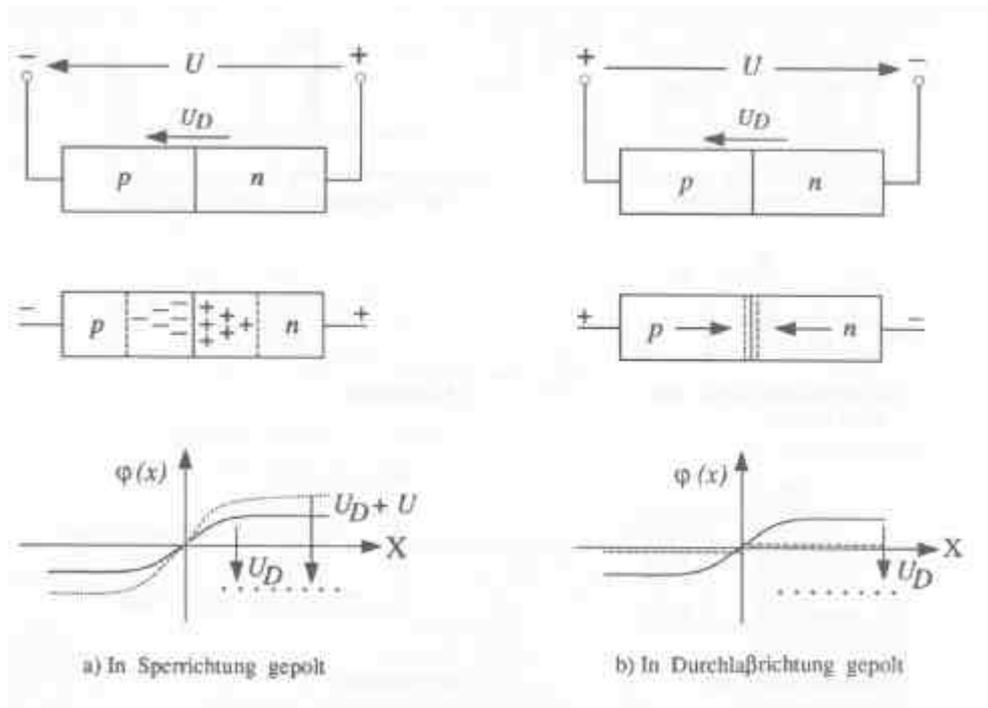
Fremdleitfähigkeit bei Phosphor-dotiertem Si
(n-Halbleiter)



Fremdleitfähigkeit bei Bor-dotiertem Si
(p-Halbleiter)



pn-Übergang



pn-Übergang mit äußerer Spannung

Minus an p, Plus an n: „Sperrichtung“

$$U_R = U_D + U$$

Sperrstrom nur durch Minoritätsträger (μA)

Extrem hohe Spannung: Zener-Effekt, Avalanche-Effekt

Plus an p, Minus an n: „Durchlassrichtung“

$$U_R = U_D - U$$

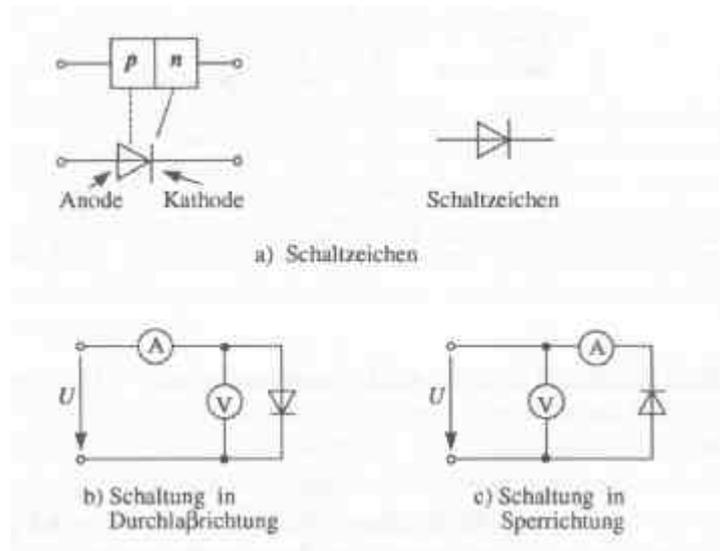
Verringerung der Sperrschicht, mehr Diffusionsstrom

$U > U_D$: alle Majoritätsträger tragen zum Strom bei

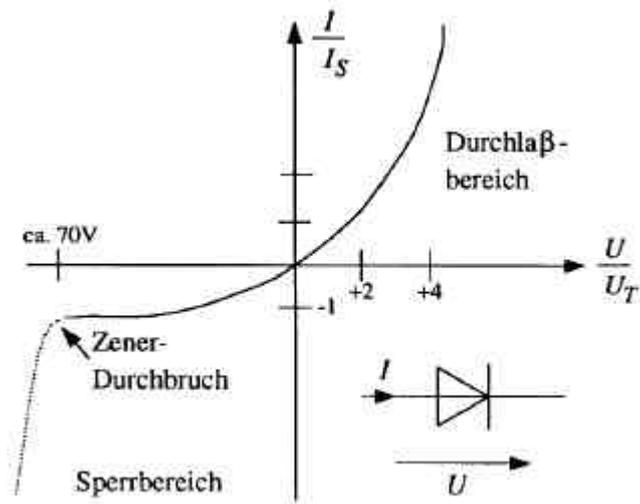
Kennliniengleichung $I=I(U)$

$$I(U) = I_s (\exp(U / U_T) - 1)$$

U_T = Thermospannung (ca. 25 mV), I_s = Sperrstrom (ca. 1..100 μA bei Ge, 10.100 nA bei Si)



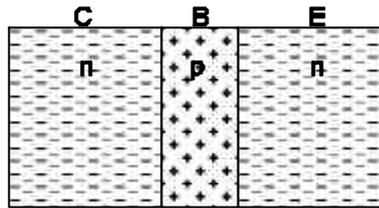
Schaltzeichen und Schaltung einer „Diode“



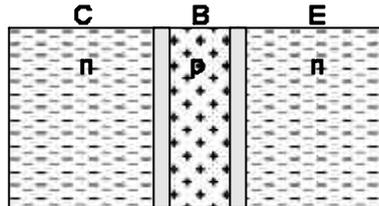
Ideale Kennlinie des pn-Überganges

Funktionsprinzip des Transistors 1

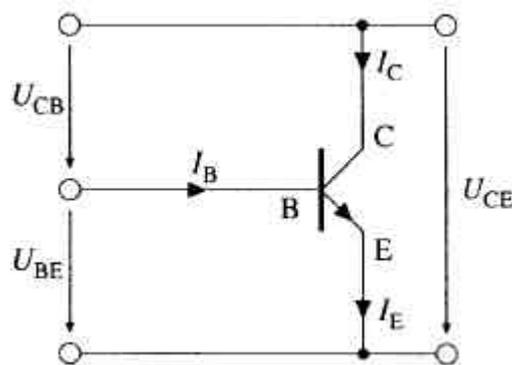
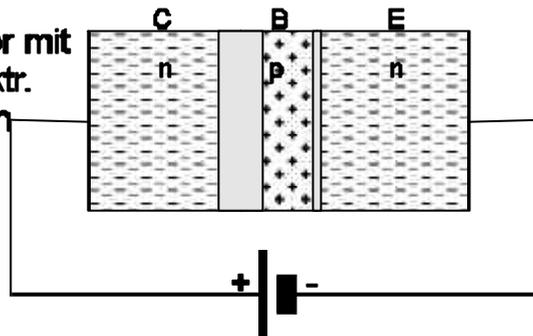
npn-Transistor in
idealisierter
Schicht-
anordnung



npn-Transistor
nach Diffusions-
ausgleich von
Elektronen und
Löchern

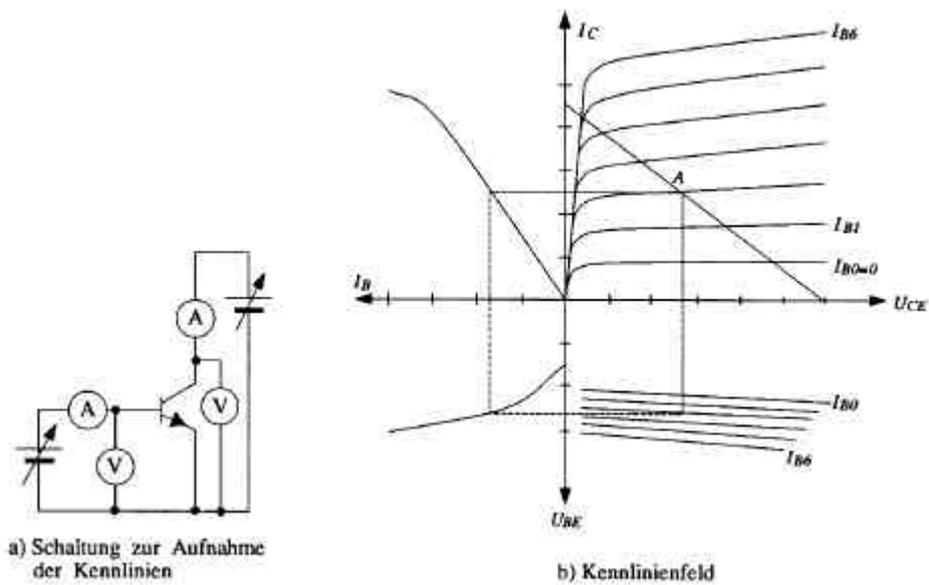


npn-Transistor mit
äußerem elektr.
Feld zwischen
Kollektor und
Emitter



Emitterschaltung eines npn-Transistors

Kennlinienfeld eines npn-Transistors:



Bipolar-Transistor

Bestimmung des Arbeitspunktes:

$$I_C = I_R = \frac{U_R}{R}, \quad U_{CE} + U_R = U_B$$

$$I_C = \frac{U_B - U_{CE}}{R}$$

$$I_C = -\frac{1}{R} \cdot U_{CE} + \frac{U_B}{R} \quad (\text{Geradengleichung})$$

$$U_{CE} = 0V : I_C = \frac{U_B}{R}$$

$$U_{CE} = U_B : I_C = 0A$$

Arbeitspunkt: 1.) auf Ausgangskennlinie
2.) auf Widerstandsgeraden

Funktionsprinzip: Steuerung des Kollektorstroms durch den Basisstrom

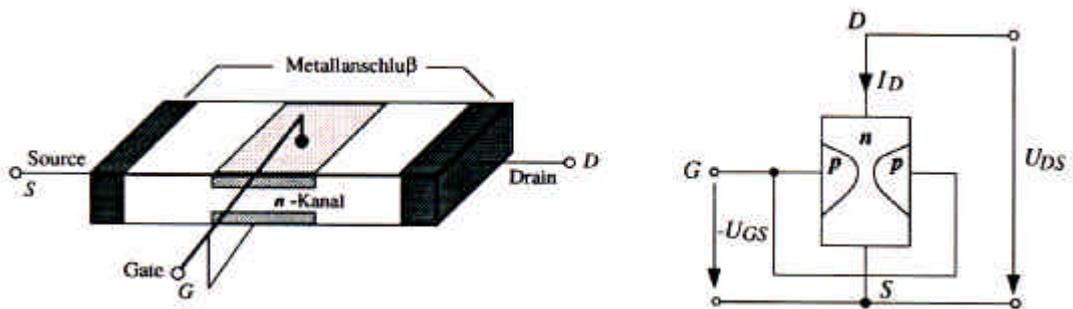
Wichtige Halbleiterbauelemente

Unipolartransistoren (Feldeffekt-Transistoren FET)

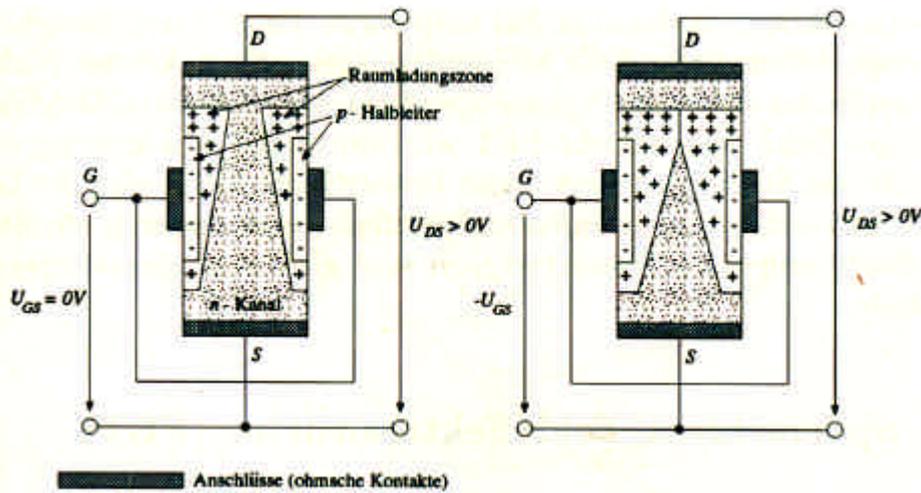
Funktionsweise. Steuerung des Kollektorstroms durch ein elektrisches Feld

Es gibt Sperrschicht-FET, Isolierschicht-FET

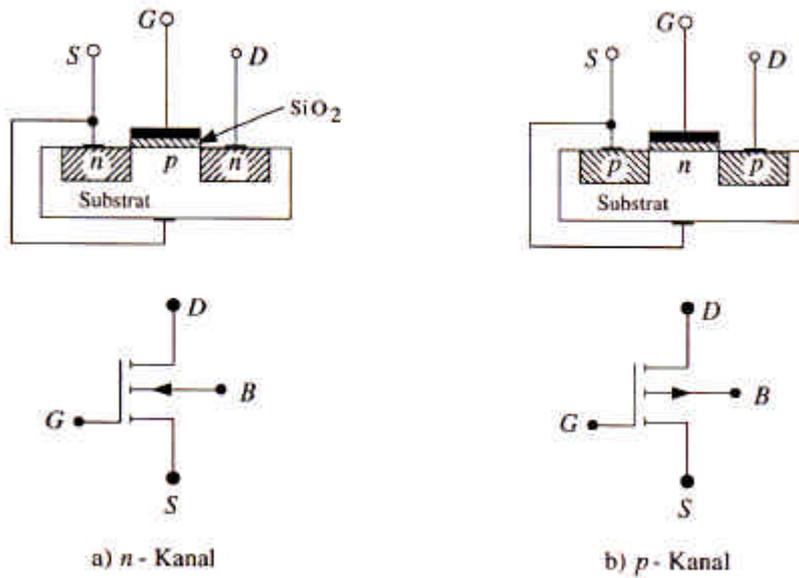
Spannungsgesteuerte Widerstände ($U_{\text{source-drain}}$ gesteuert durch U_{gate})



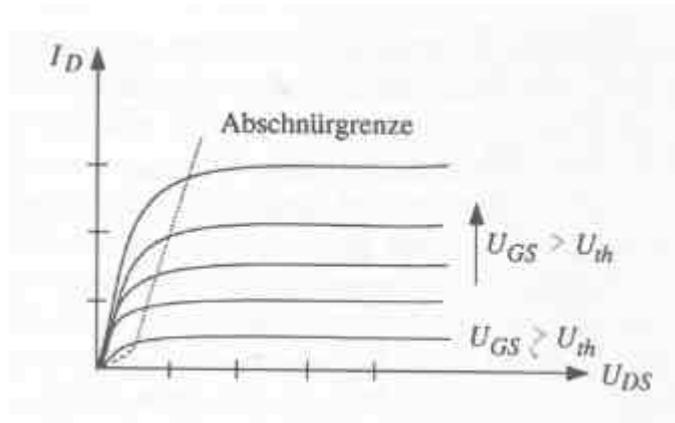
n-Kanal Sperrschicht FET



Verlauf der Sperrschichten



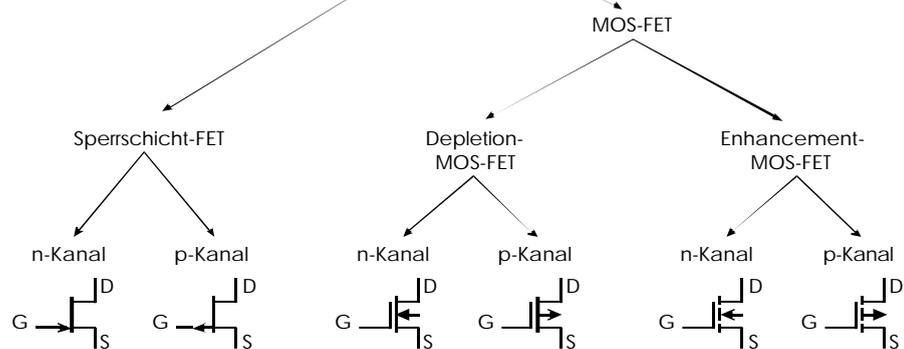
Aufbau eines MOS-FET



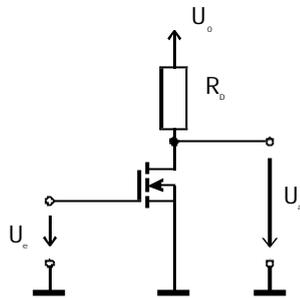
Ausgangskennlinienfeld eines MOS-FET

Feldefekttransistoren

Schaltsymbole der Feldeffekttransistoren



Grundschialtung: Der n-Kanal-FET in Sourceschaltung

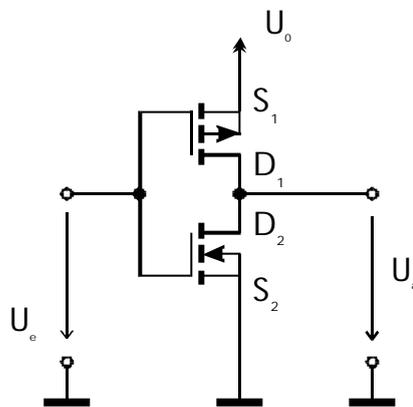


Eingangswiderstand $\rightarrow \infty$

Drainstrom abhängig von R_D und U_{GS} (vgl. Kennlinienfeld)

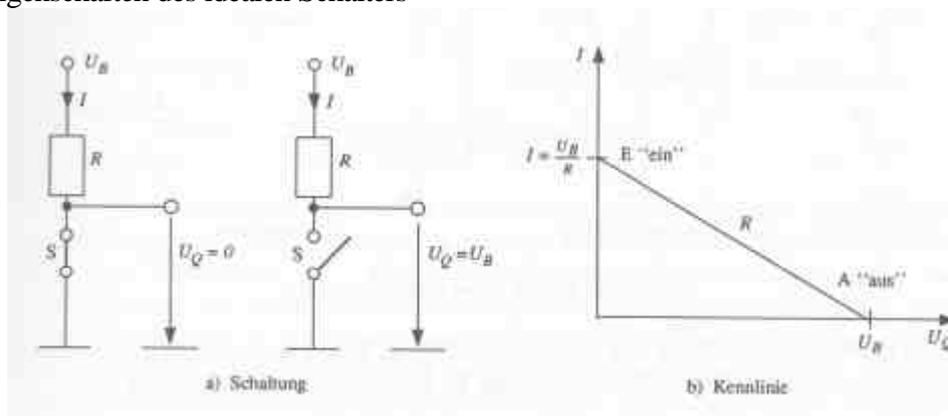
Verhalten entspricht dem des bip. Transistors in Emitter-Schaltung, jedoch ohne Ansteuerleistung, da $I_G \rightarrow 0$

CMOS-Grundschialtung (Inverter)



Wozu eigentlich Transistoren?

Schalter! Eigenschaften des idealen Schalters



„Ein“: $R_i=0, I = U_B/R = U_Q=0$

„Aus“: $R_s=\infty, I=0, U_Q=U_B$

Keine Zeitverzögerung beim Umschalten

$P = U I = 0$ (keine Wärmeentwicklung)

Einschub/Wiederholung: Logische Grundfunktionen

Konjunktion

Wahrheitstafel

<i>a</i>	<i>b</i>	<i>y</i>
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

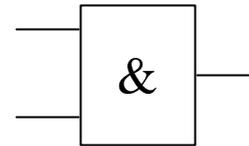
Formel

$$y = a \wedge b$$

$$y = a \cdot b$$

$$y = ab$$

Symbol



Disjunktion

Wahrheitstafel

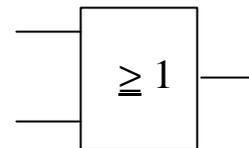
<i>a</i>	<i>b</i>	<i>y</i>
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Formel

$$y = a \vee b$$

$$y = a + b$$

Symbol



Negation

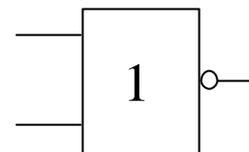
Wahrheitstafel

<i>a</i>	<i>b</i>	<i>y</i>
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Formel

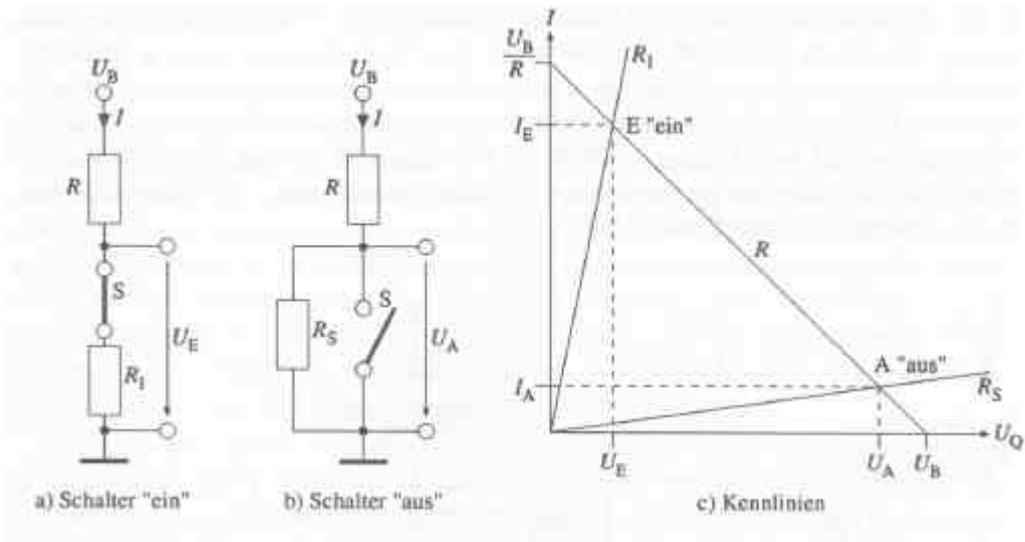
$$y = \bar{a}$$

Symbol

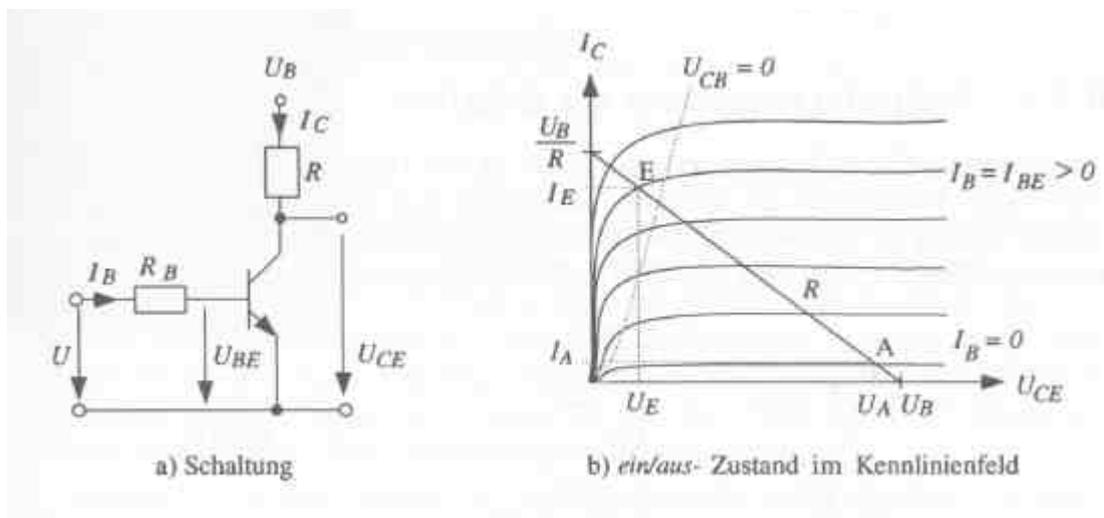


Rechenregeln der Schaltalgebra

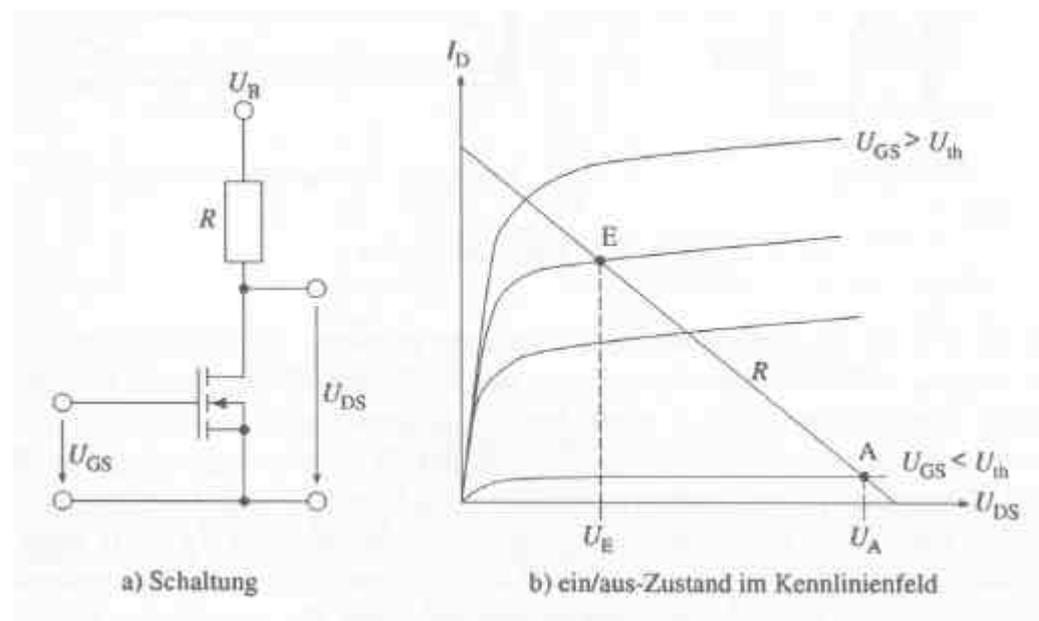
	für die Konjunktion	für die Disjunktion
Kommutativgesetz	$ab = ba$	$a + b = b + a$
Assoziativgesetz	$a(bc) = (ab)c$	$a + (b + c) = (a + b) + c$
Distributivgesetz	$a(b + c) = ab + ac$	$a + bc = (a + b)(a + c)$
Absorptionsgesetz	$a(a + b) = a$	$a + ab = a$
Tautologie	$aa = a$	$a + a = a$
Negationssatz	$a\bar{a} = 0$	$a + \bar{a} = 1$
Doppelte Verneinung	$\overline{(\bar{a})} = a$	
De Morgan'sche Regeln	$\overline{ab} = \bar{a} + \bar{b}$	$\overline{a + b} = \bar{a}\bar{b}$
Operation mit 0 und 1	$a \cdot 1 = a$	$a + 1 = 1$
	$a \cdot 0 = 0$	$a + 0 = a$



Realer Schalter

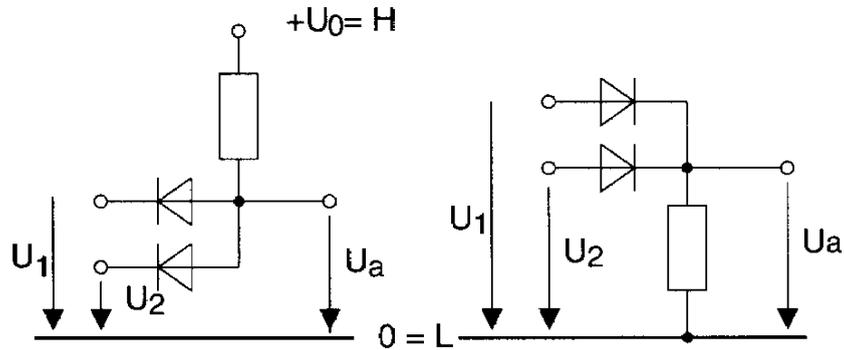


Bipolarer Transistor als Schalter

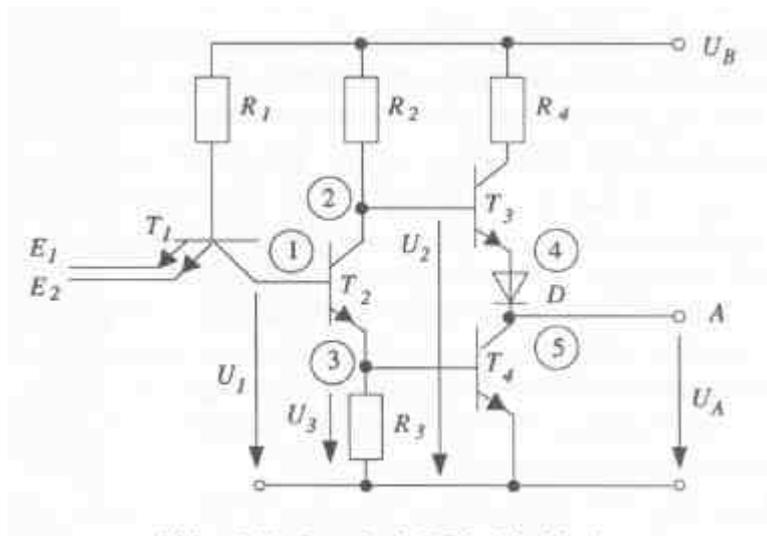


MOS-FET als Schalter

Verknüpfungsglieder

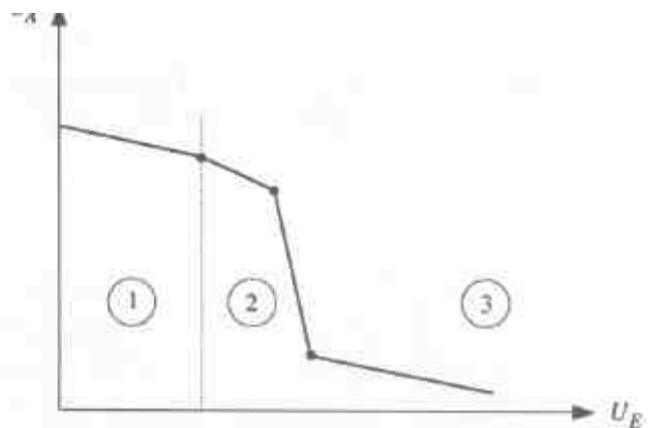


Einfaches UND- und ODER-Gatter

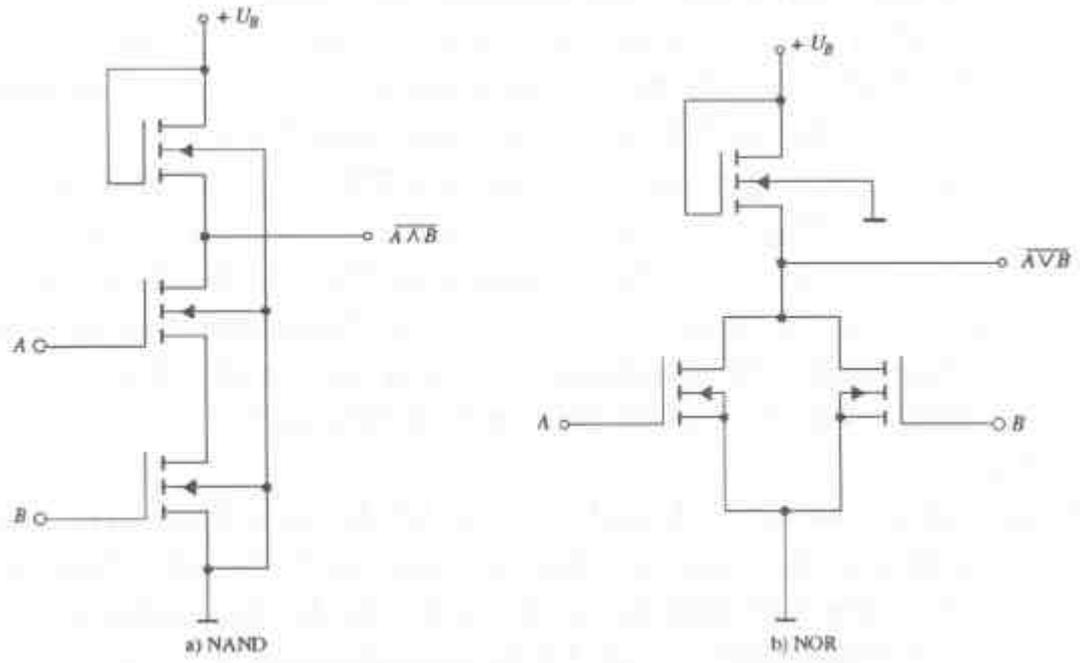


Standard-TTL-Schaltkreis als „NAND“-Verknüpfung

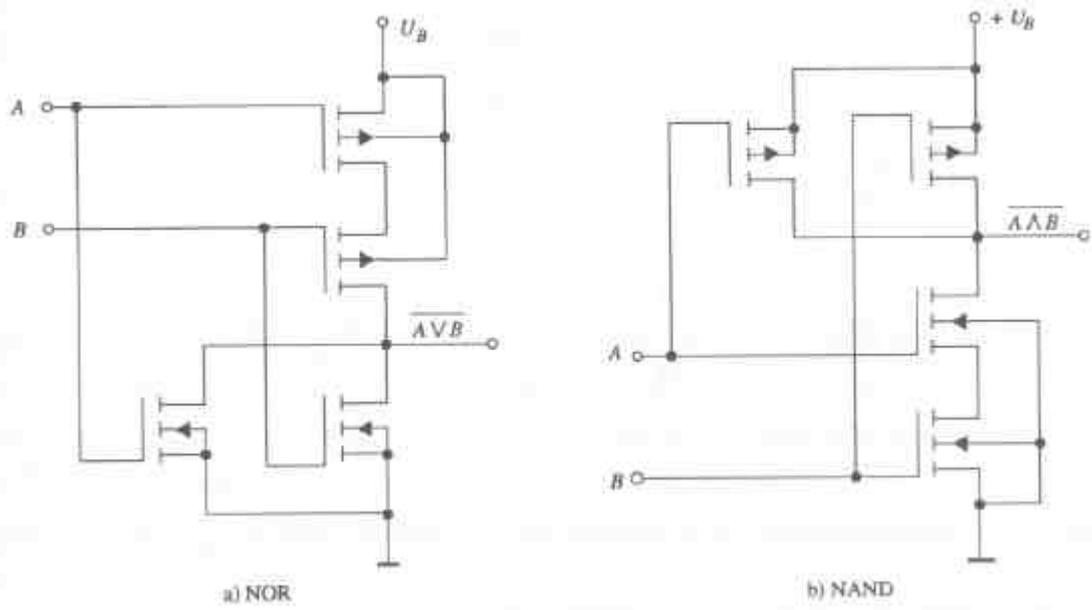
U_{E1}	U_{E2}	U_A
OV	OV	$+ U_B$
$+ U_B$	OV	$+ U_B$
OV	$+ U_B$	$+ U_B$
$+ U_B$	$+ U_B$	OV



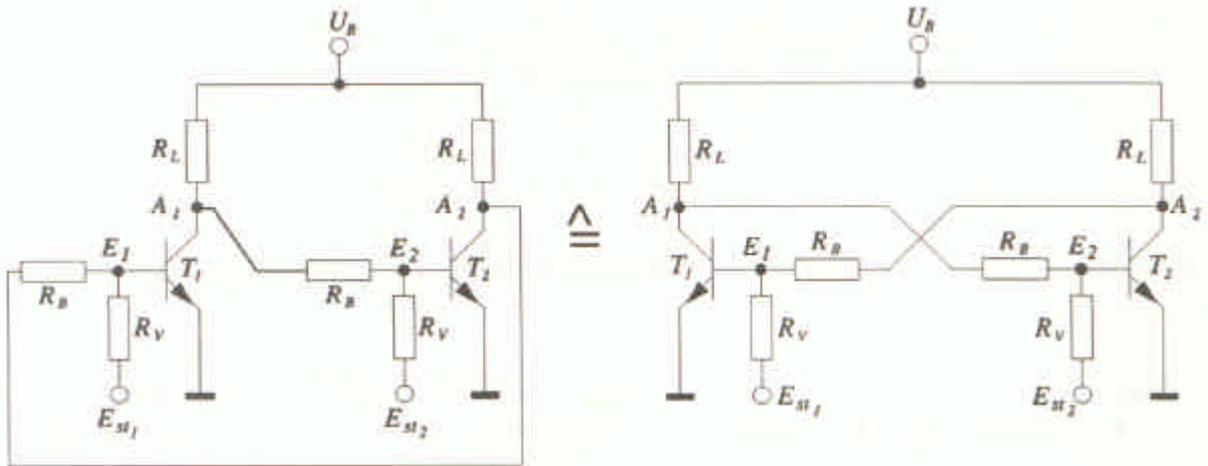
Zuordnungstabelle und Übertragungskennlinie



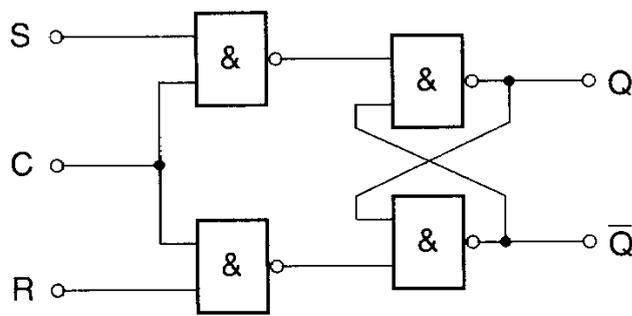
NMOS Verknüpfungsglieder



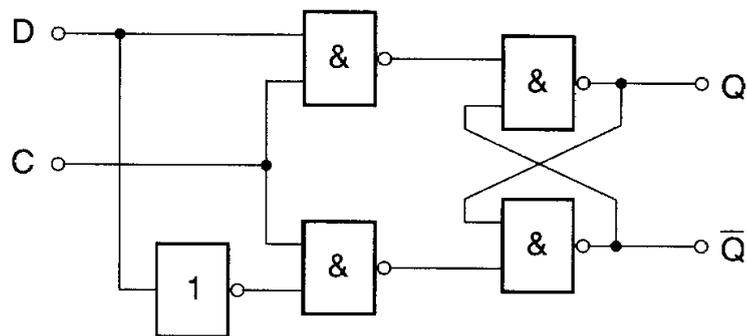
CMOS Verknüpfungsglieder



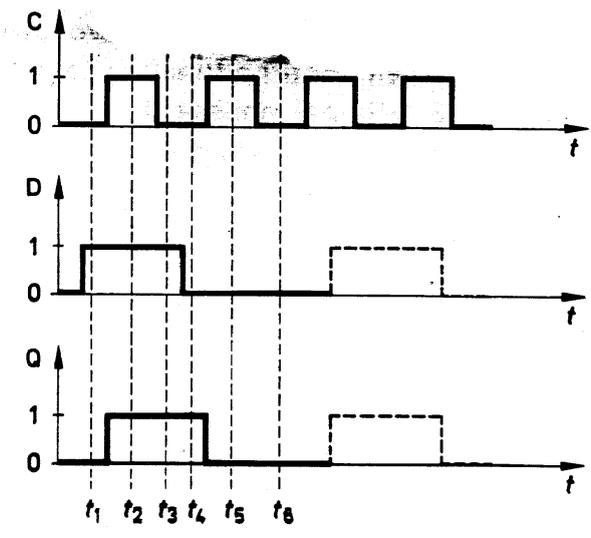
Bistabile Kipperschaltung (Flip-Flop)



Getaktetes RS-Flip-Flop

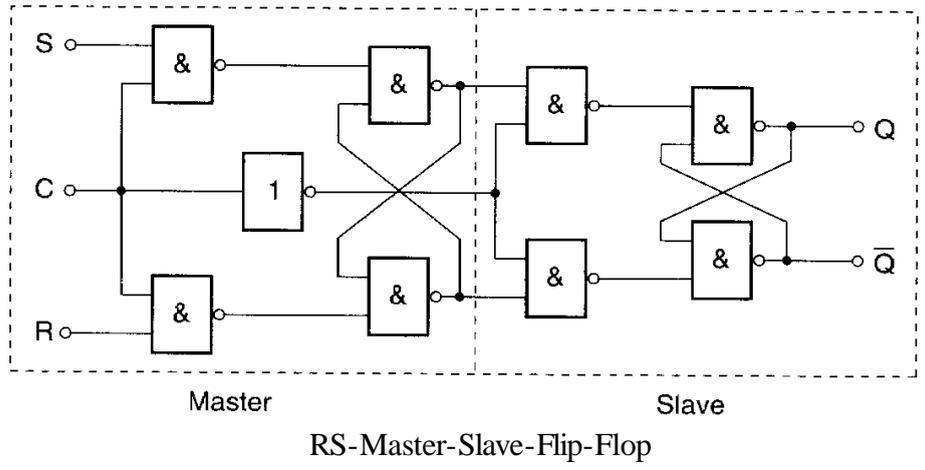


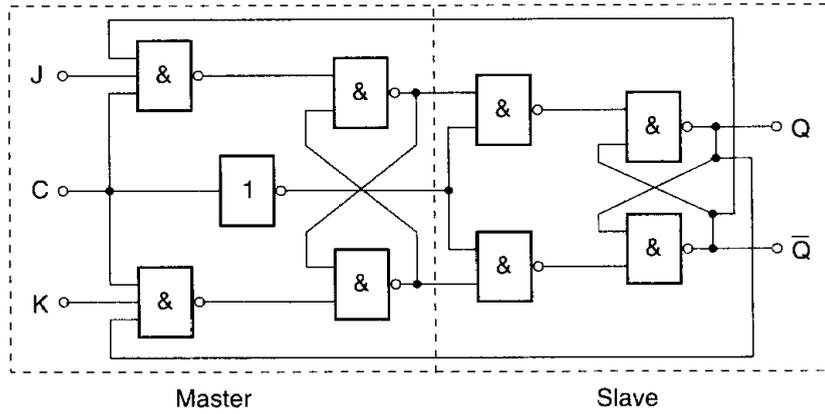
D-Flip-Flop



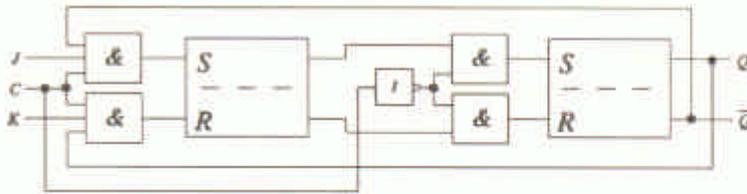
	C	D	Q	
Zeitpunkt t_1	0	1	0	Q_{tm}
Zeitpunkt t_2	1	1	1	Setzen
Zeitpunkt t_3	0	1	1	Q_{tm}
Zeitpunkt t_4	0	0	1	Q_{tm}
Zeitpunkt t_5	1	0	0	Rücksetzen
Zeitpunkt t_6	0	0	0	Q_{tm}

Wahrheitstabelle und Zeitplan eines D-Flip-Flops

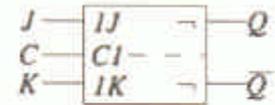




JK-Master-Slave-Flip-Flop



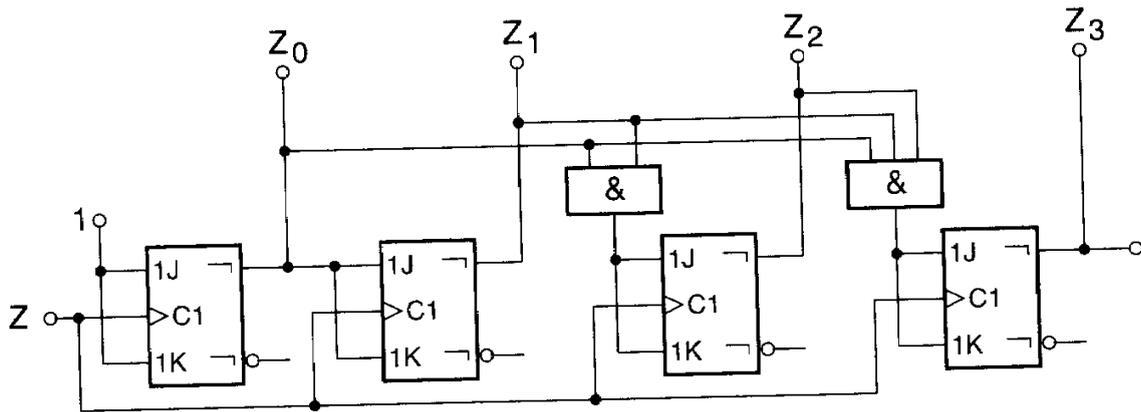
a) Schaltung



b) Schaltzeichen

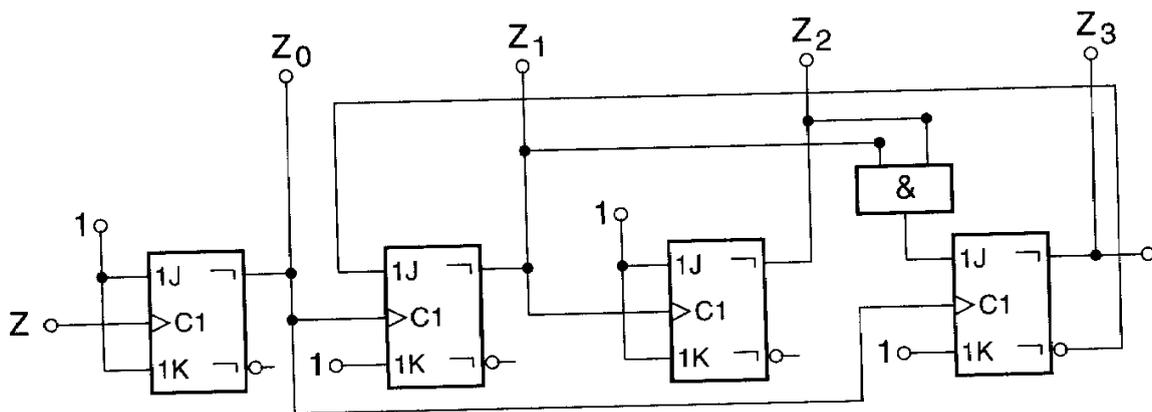
J	K	Q_n	Q_{n+1}		oder :	J	K	Q_{n+1}
0	0	0	0	Speichern		0	0	Q_n
0	0	1	1					
0	1	0	0	Rücksetzen		1	0	1
0	1	1	0			1	1	$\overline{Q_n}$
1	0	0	1	Setzen				
1	0	1	1					
1	1	0	1	Kippen				
1	1	1	0					

JK-Master-Slave-Flip-Flop



Beispiel: Synchroner Dualzähler

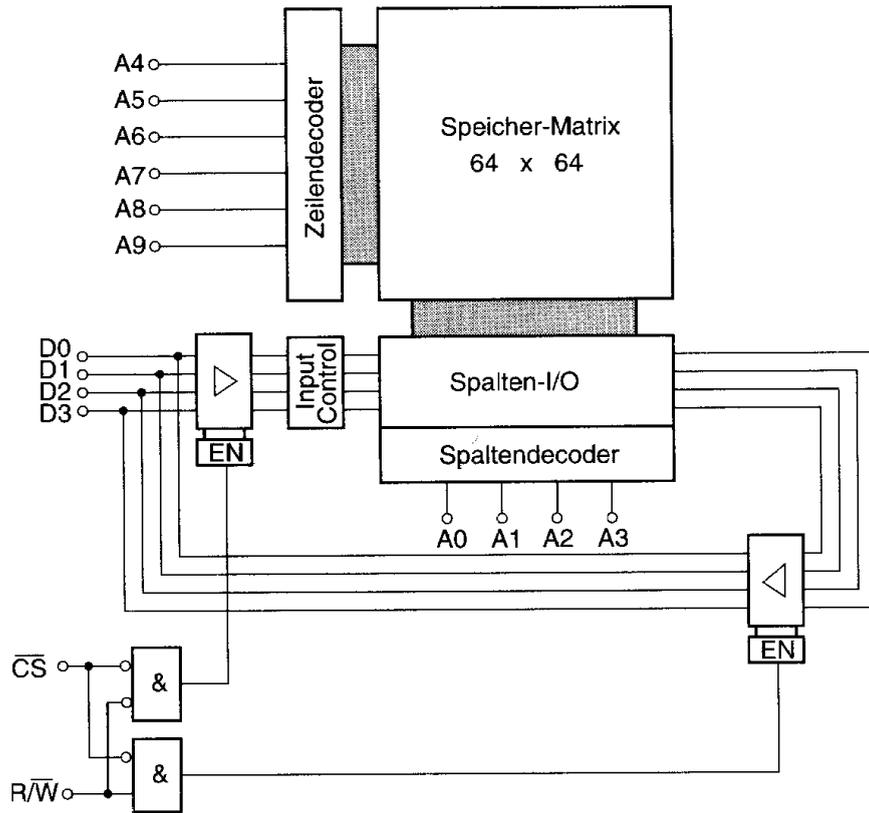
- Flip-Flop 0 kippt nach jedem Zählimpuls,
 1, wenn $Z_0=1$ und beim nächsten Impuls,
 2, wenn $Z_0 = Z_1 = 1$ und beim nächsten Impuls,
 3, wenn $Z_0 = Z_1 = Z_2 = 1$ und beim nächsten Impuls.



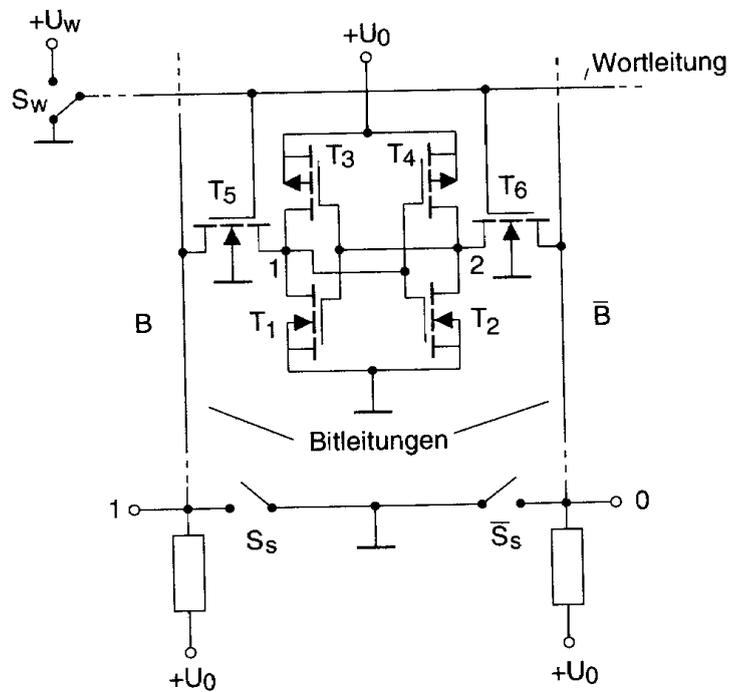
Dezimalzähler (Ziffern 0 bis 9)

4-stelliger Binärcode = BCD-Code
 (binary coded decimals)

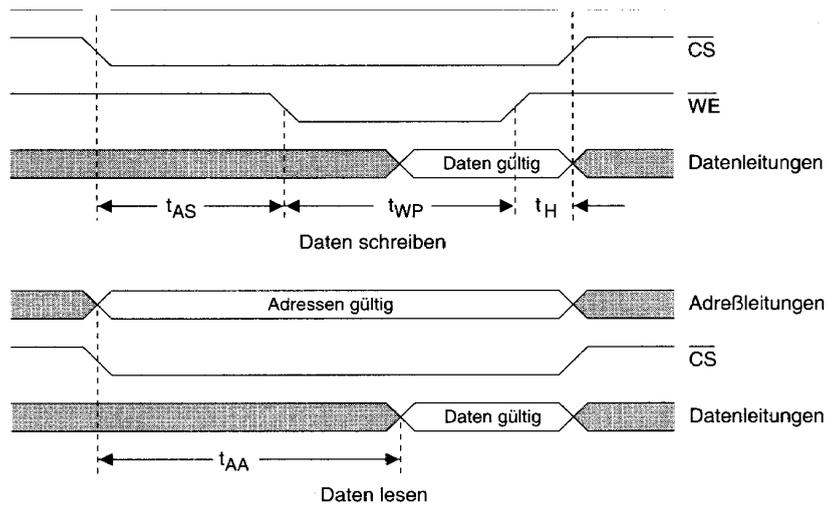
Datenspeicher



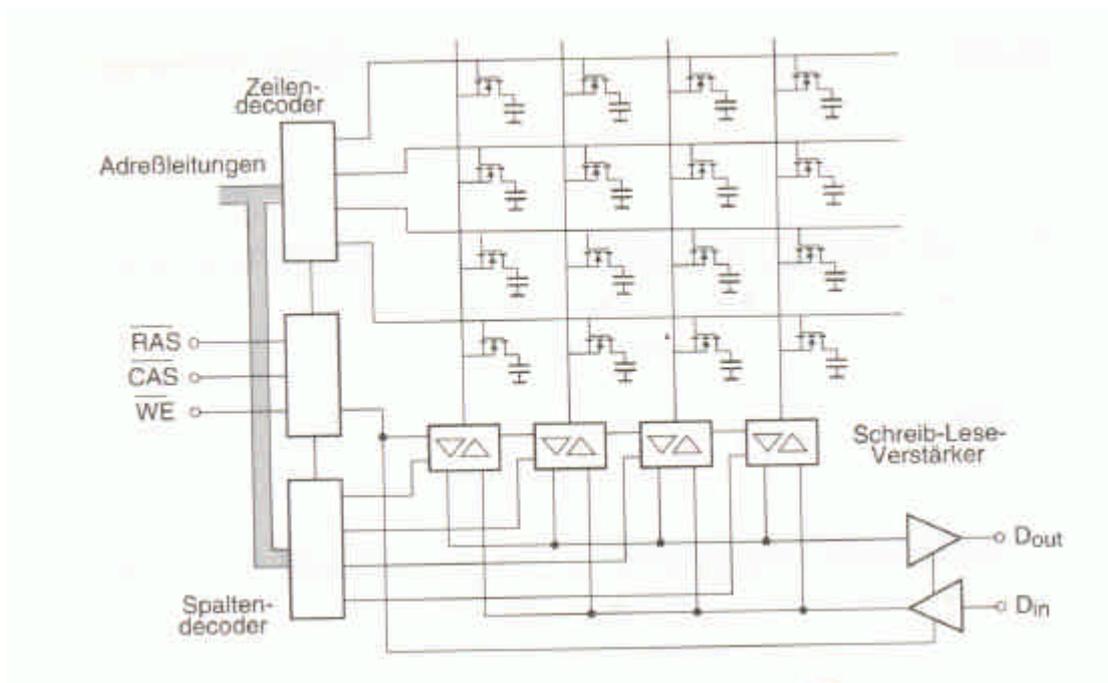
Schema eines 1k x 4bit-Speichers



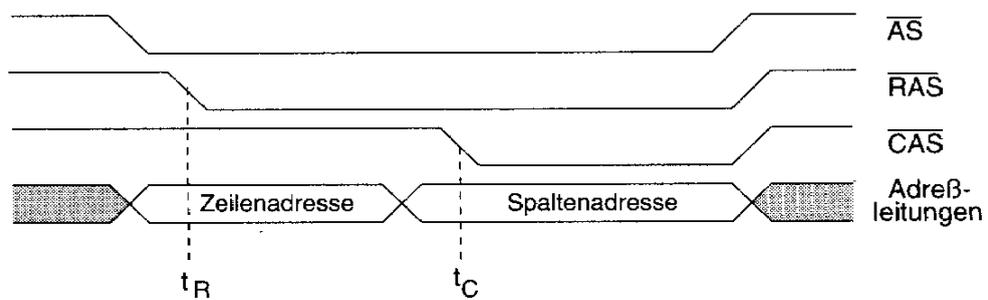
CMOS-Speicherzelle



Zeitlicher Ablauf beim Schreiben und Lesen

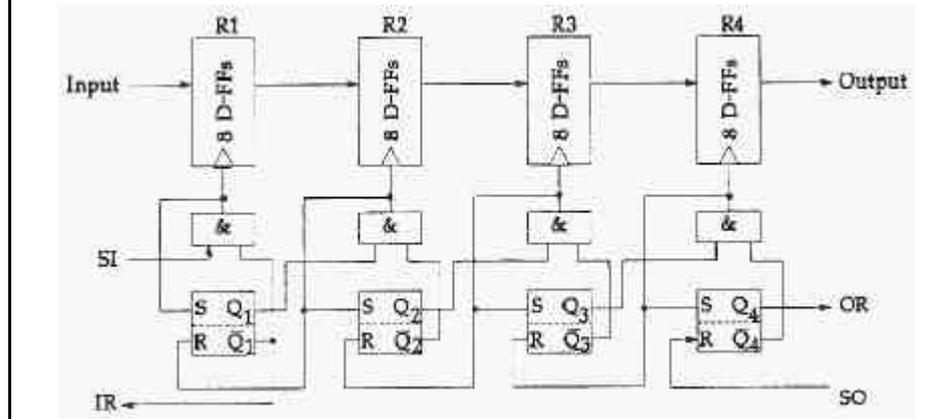


DRAM



Zeitlicher Ablauf der Adressierung eines DRAMS

**FIFO-Speicher zur asynchronen Datenverarbeitung
zwischen Eingangsdatenstrom und Ausgangsdatenstrom
(First In First Out)
Typische Anwendung: CD-Spieler-Buffer**



**Nichtflüchtige Speicher
zur Aufnahme von
unveränderlichen Informationen (Firmware)**

**(Anwendung: Speicherung von Programmen
in Mikroprozessor-gesteuerten Geräten)**

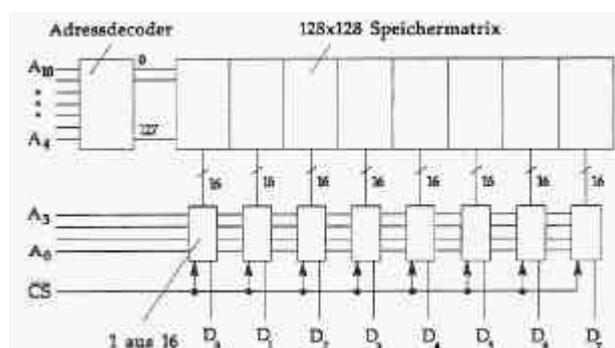
**allgemeine Bezeichnung:
ROM (Read Only Memory)**

vier unterschiedliche Haupt-Typen:

ROM PROM EPROM EEPROM

ROM

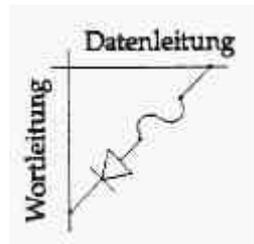
**Aufbau eines 2048 x 8 Bit breiten Masken-ROM's
Adressierung einer quadratischen Speichermatrix (kosteneffiziente Lösung) über einen
Adressdecoder für die Adress-Bits A4 - A10 sowie Selektion der Datenworte über 8
parallele Demultiplexer. Ausgabe der Datenworte über eine Chip-Select Leitung auf
einen Tri-State Ausgang.**



PROM

Programmable Read Only Memory

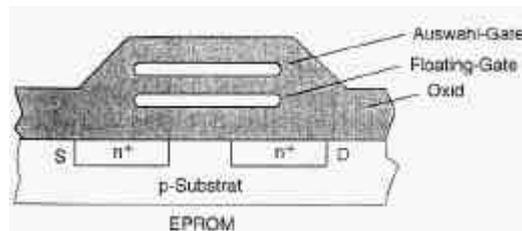
Irreversible Programmierung durch den Anwender.
Hoher Programmierstrom zerstört die Sicherung im PROM -> logisch 0
Ausgänge verbunden über 'Wired-Or'-Verknüpfung
Bedeutung abnehmend, da andere Bausteine (EPROM) bessere
Eigenschaften und Kosten-Nutzen-Effizienz



EPROM

Erasable Programmable Read Only Memory

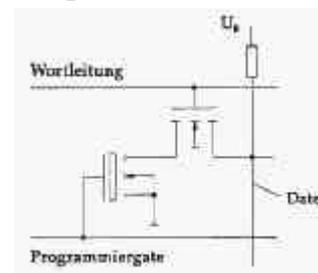
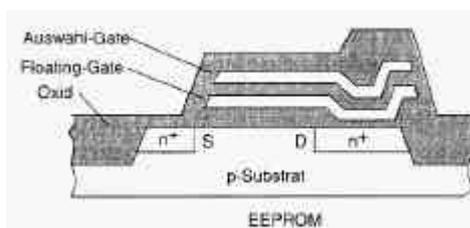
Wiederbeschreibbare Speicher, Löschung mit UV-Licht
Spezieller Aufbau mit FAMOS-Transistoren (Floating Gate Avalanche Injection MOS).
Gelöschter Zustand -> alle Speicherzellen logisch 1.
Programmierung mit hoher Spannung (~20 V) -> Ladungsträger fließen in das F-Gate.
Anlegen einer Lesespannung an das Auswahl-Gate -> Transistor leitet -> logisch 0.
Bestrahlung mit UV-Licht (20 Mn.) -> Leitfähigkeit wird erhöht, Ladungsträger fließen ab.
Hohe Anzahl Programmierungszyklen > 10.000



EEPROM

Electric Erasable Programmable Read Only Memory

Wiederbeschreibbare Speicher, Zellen indiv. löscher
Aufbau wie beim EPROM mit FAMOS-Transistoren, aber sehr dünne Isolationsschicht
Gelöschter Zustand -> alle Speicherzellen logisch 1.
Programmierung bzw. Löschung mit hoher Spannung (~21 V) -> Ladungsträger tunneln
in das F-Gate, Polarität entscheidet über Schreiben oder Löschen.
Anlegen einer Lesespannung an das Auswahl-Gate -> Transistor leitet -> logisch 0.
Hohe Anzahl Programmierungszyklen > 10.000
Verbleib von Haftladungen im Gate bei häufigem Programmieren führt zum Ausfall



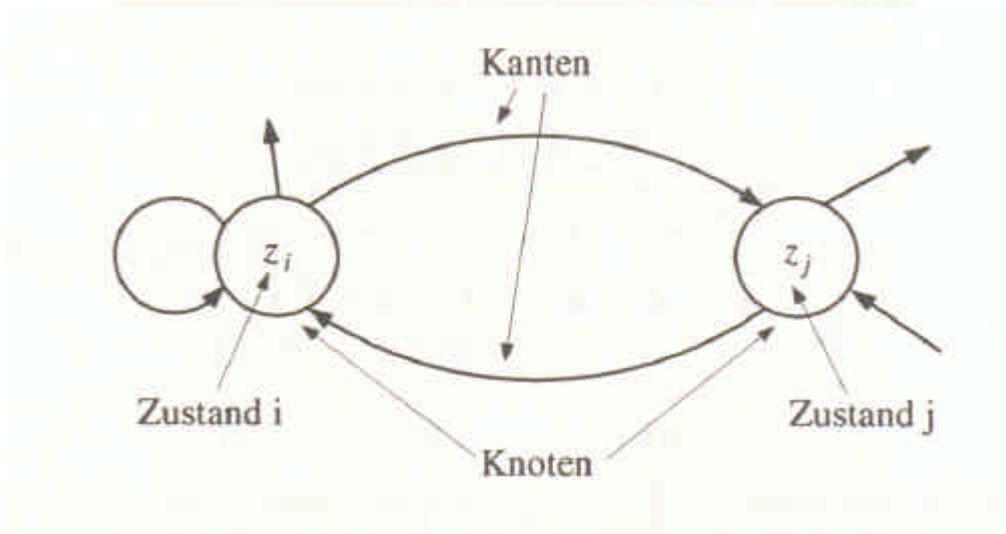
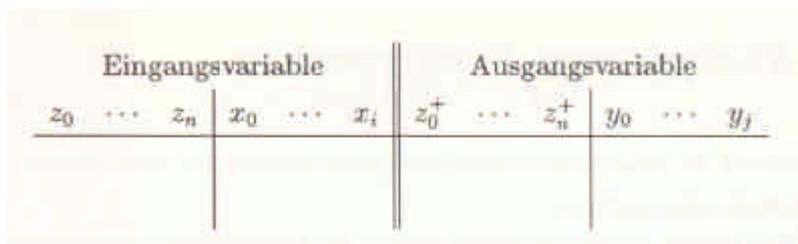
Schaltwerke

Synchron-Schaltwerk

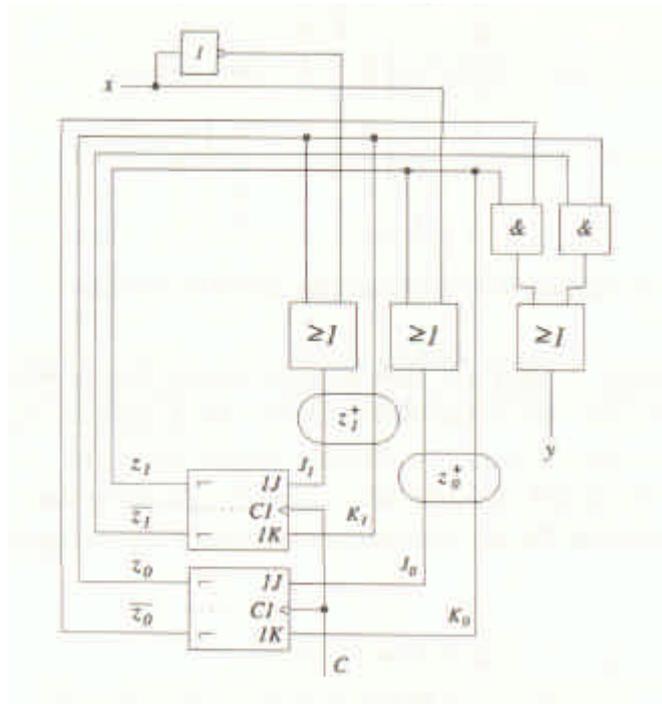
DIN 40300 Schaltwerk:

„Funktionseinheit zum Verarbeiten von Schaltvariablen, wobei der Wert am Ausgang zu einem bestimmten Zeitpunkt abhängt von den Werten am Eingang zu diesem und endlich vielen vorangegangenen Zeitpunkten“

Der Zustand am Ausgang zu einem bestimmten Zeitpunkt hängt ab vom inneren Zustand und dem Wert am Eingang

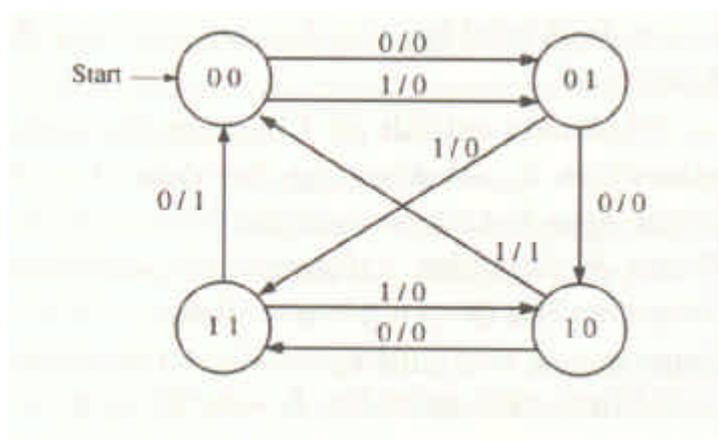


Zustandsgraphen

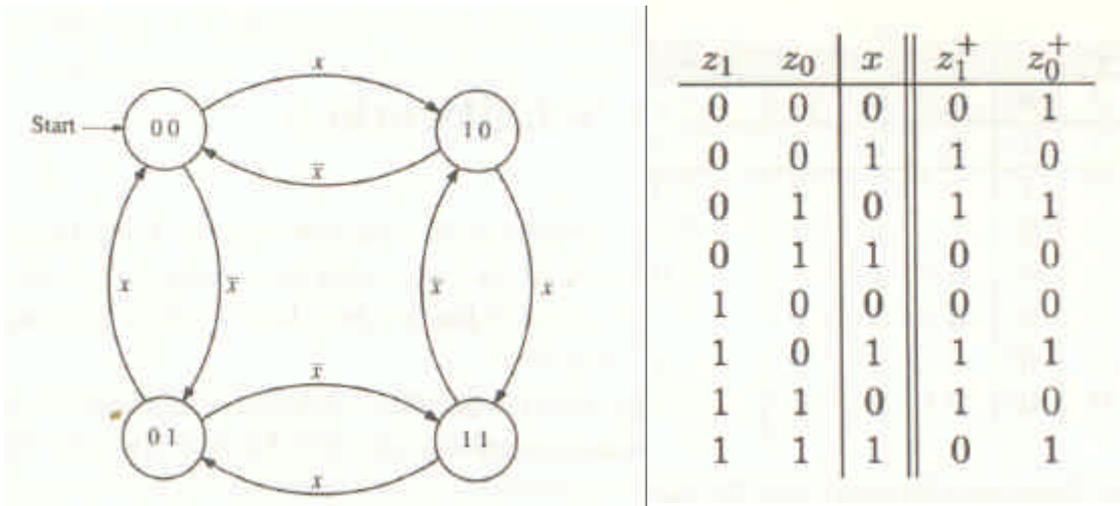


Schaltwerk mit D-Flipflops

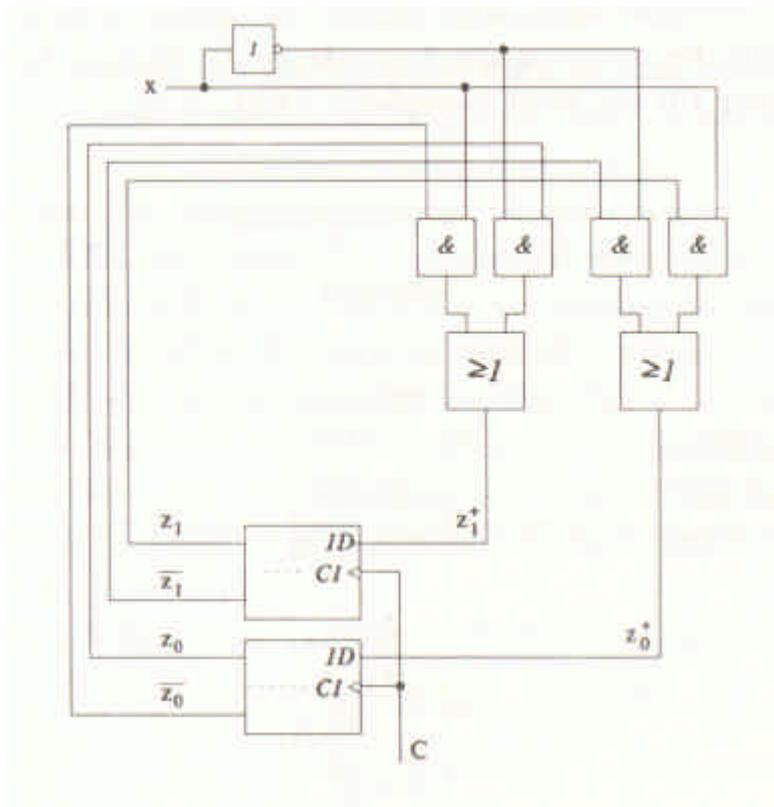
z_1	z_0	x	z_1^+	z_0^+	y
0	0	0	0	1	0
0	0	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0
0	1	1	1	1	0
1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1
1	1	0	0	0	1
1	1	1	1	0	0



Zustandsfolgetabelle und Zustandsgraph des Schaltwerkes mit D-Flipflops

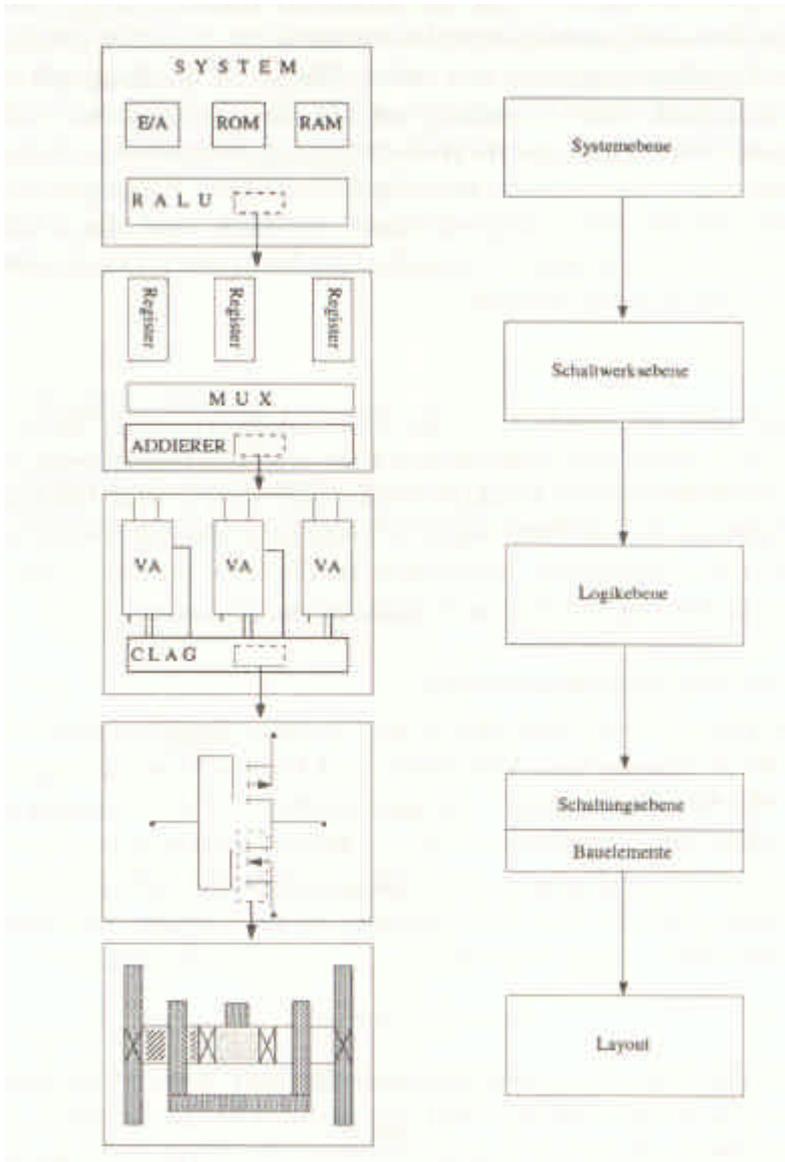


Zähler: Zustandsgraph



Umschaltbarer Gray-Code Zähler

Integrierte Schaltkreise



Ebenen beim IC-Entwurf

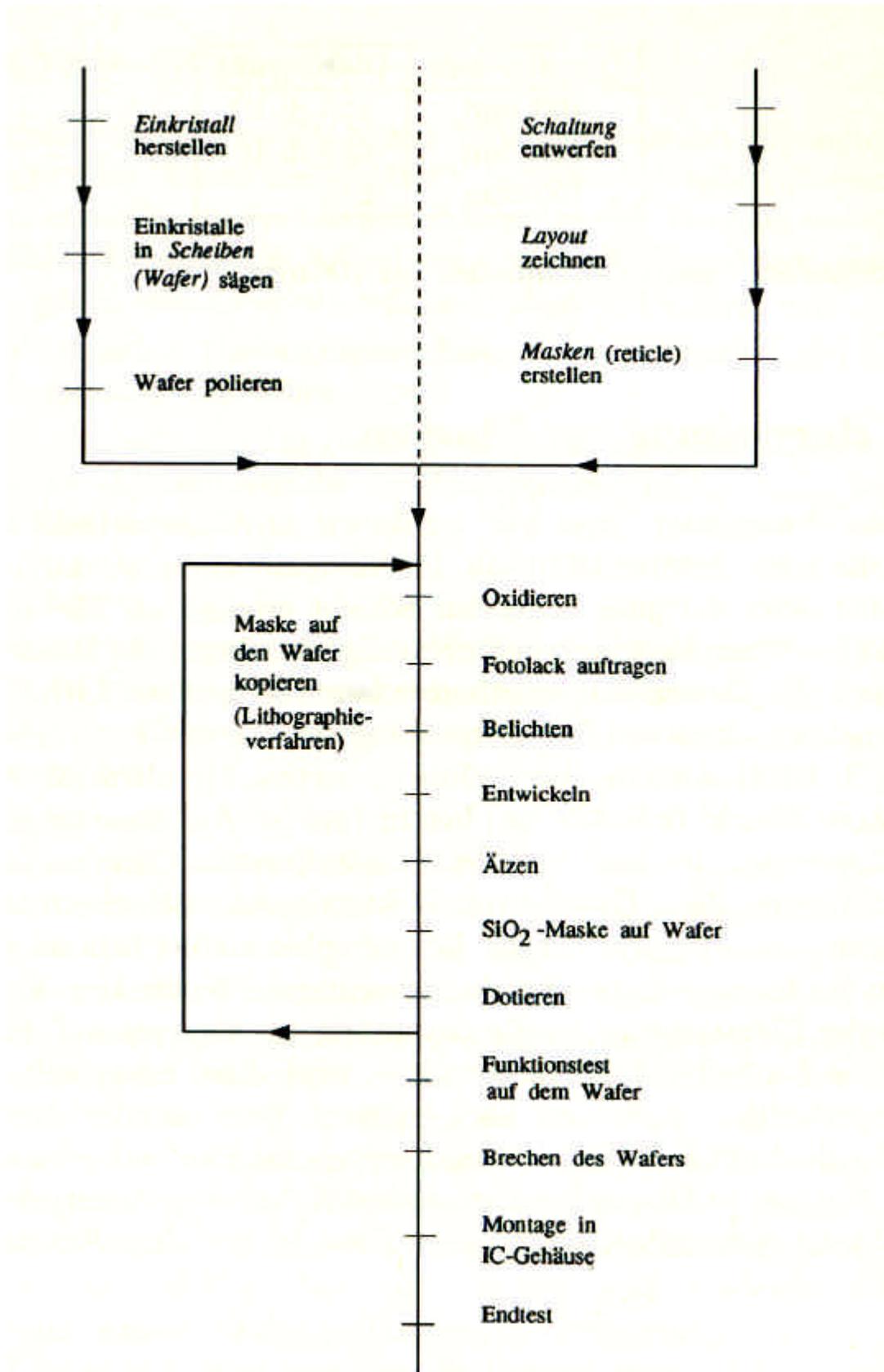
Systemebene
 Beschreibung der Aufgabenstellung
 Verknüpfungsglieder, Schaltnetze,
 Speicher, ...
 z.B. Prozessor: Aufteilung in
 Subsysteme (Speicher, ALU, Bus)

Registerebene
 Synchrone Automaten: zeitlicher
 Ablauf der Registerwerte und -
 änderungen

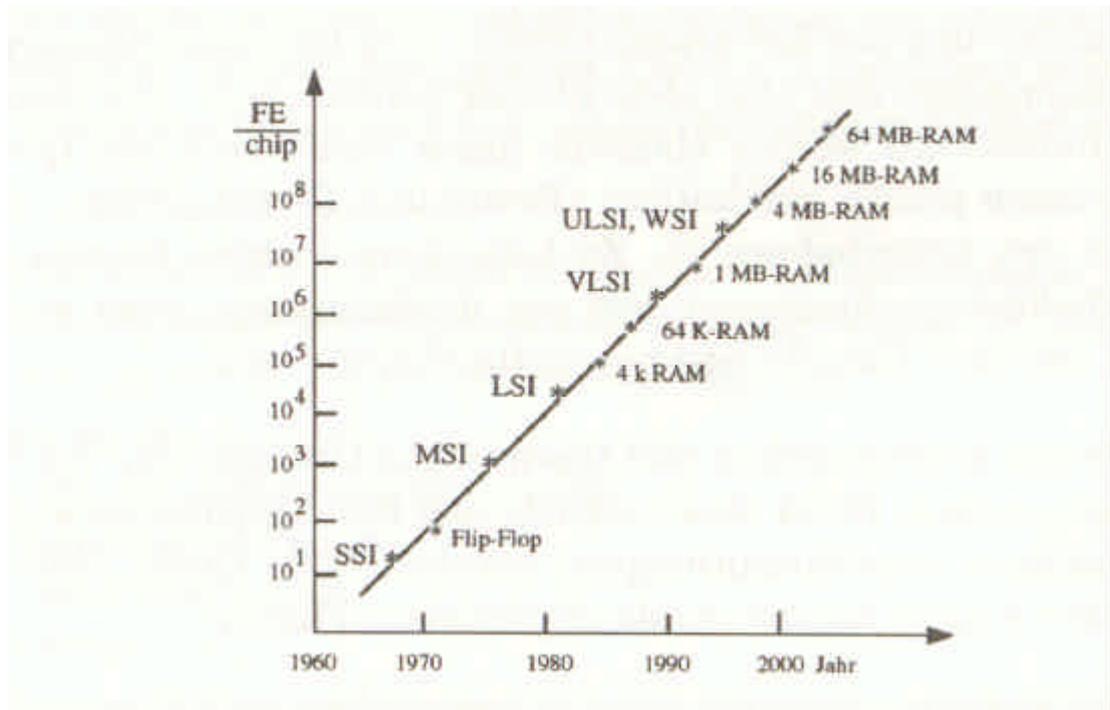
Logikebene
 Gatter und Flip-Flops. Beschreibung
 durch Boolesche Algebra

Schaltungsebene, Bauelementebene
 Transistoren, Dioden, Widerstände,
 Kondensatoren, Verbindungsleitungen
 Beschreibung durch
 Differentialgleichungen

Layoutebene
 Umsetzung der Schaltung in einen
 geometrischen Plan, evtl. in mehreren
 Lagen (layers), Herstellung der
 Belichtungsmasken (10 – 20)



Herstellung integrierter Schaltungen



Historische Entwicklung des Integrationsgrades

Kommunikationstechnik

Übertragungsmedien.

Komponentenebene:

1. metallische Schichten auf Mikrochips
bis 200 Mbit/s
2. geätzte Leiterbahnen auf Platinen
bis 100 Mbit/s
3. Flachbandkabel
bis 10 Mbit/s

Systemebene:

4. Symmetrische Kabel
1 – 5 Mbit/s
5. Koaxialkabel
10-100 Mbit/s
6. Lichtwellenleiter
1 Gbit/s
7. Satellitenverbindung
64kBit/s (pro Teilnehmer)

Busprotokolle

In jeder Ebene gilt:

- Vollständige und fehlerfreie Übertragung der Daten an die nächste Ebene
- Meldung von nicht korrigierbaren Fehlern
- Hierarchie: Unabhängigkeit von darunterliegenden Ebenen
- Deadlock-Freiheit: keine logischen Konflikte bei Anwendung der Regeln
- Unterschiedlich viele Busteilnehmer und verschiedene Betriebsarten sollen unterstützt werden

Parallele Busse

- Backplane-Busse (VME, Q-Bus, ...)
- PC-Busse (ISA, EISA, PCI, ...)
- Peripherie-Geräte-Busse (Centronics, SCSI, IEC 625...)

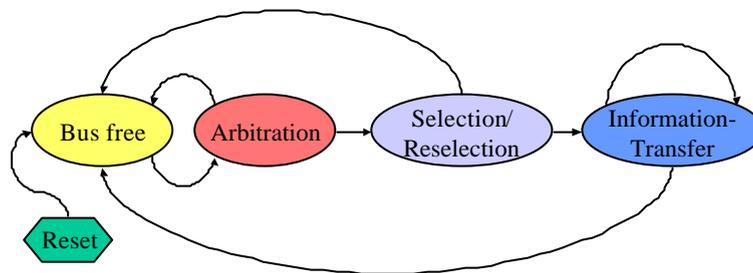
PC-Bussysteme

- | | |
|--------------------------------------|---|
| • ISA-Bus: | • PCI-Bus: |
| – 16 Bit Datenwortbreite | – 32 Bit Datenwortbreite |
| – Bustakt 8 MHz (asynchron) | – Bustakt 33 MHz (synchron) |
| – max. Transfer 16 Mbyte/s | – max. Transfer 128 Mbyte/s |
| – Bus-Master CPU (außer DMA) | – Bus-Master durch Arbitrierung |
| – direkter Platinenstecker | – direkter Platinenstecker 68 Pin |
| – getrennte Daten-/ Adress-Leitungen | – PIN-Multiplex Daten/Adressen |
| – INTEL-Prozessor bezogener Bus | – Prozessor unabhängiger Bus |
| | – Ankopplung über Bridge |
| | – Plug and Play durch Configuration Space |

SCSI-Bussystem für Computer-Peripherie

- SCSI (Small Computer System Interface)
- schneller paralleler Bus für Peripherie-Geräte an PC's, Workstations etc.
- Anschluß für Festplatten, CD-ROM-Laufwerke, Bild-Scanner, schnelle Datenerfassungssysteme (Multi-Channel AD/DA-Wandlersysteme etc.)
- Hohe Daten-Übertragungs-Geschwindigkeit:
 - Fast SCSI: 10 MByte/sec; Ultra2 SCSI: 80 MByte/sec
- Betrieb von max. 16 Geräten an 25 m Busleitung

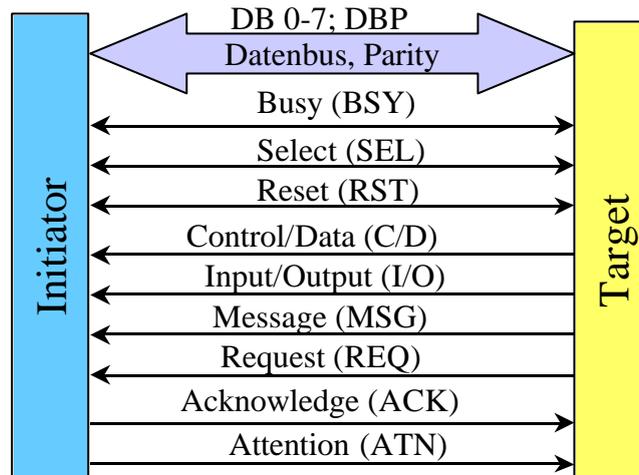
Zustandsdiagramm des SCSI-Busses



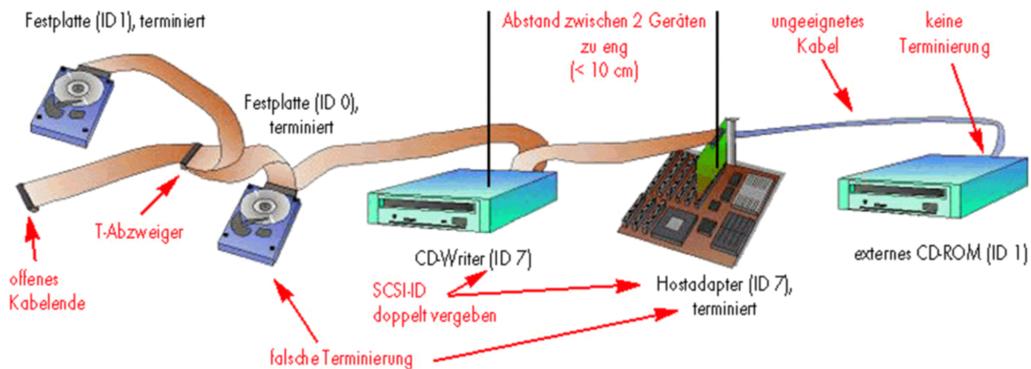
Signalführung auf SCSI-Bussen

- Hohe Daten-Übertragungsrate \Rightarrow steile Flanken
 - Wellenausbreitung auf dem Kabel
 - Reflexionen an Impedanzänderungen im Kabel
- Beseitigung von Reflexionen und Signalverzerrungen
 - Terminierung des Kabels am Ende mit Abschlußwiderständen mit dem Wellenwiderstand
 - lineare Verlegung des Kabels vom SCSI-Controller in max. 2 Richtungen, keine Verzweigungen
 - Kabel darf eine max. Länge nicht überschreiten
- Verbindung mit 50-pol. Flachbandkabel
 - alle ungeradzahligen Leitungen liegen auf Masse

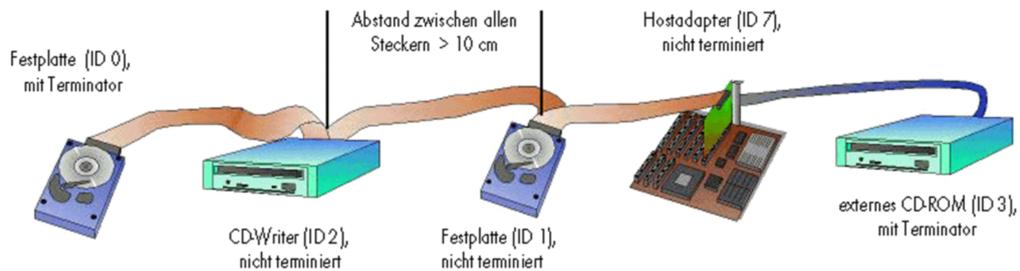
Verbindung zwischen Initiator und Target



Inkorrekte Kabelverlegung mit SCSI



Korrektes SCSI-Bussystem



Korrekte Terminierung an beiden Enden

eindeutige Vergabe der ID's

CD-Writer mit intern höchster ID-Nummer für höchste Präferenz

keine verzweigten Leitungen

Was ist Differential SCSI

- Symmetrische Signalführung im Bus
 - Überlagerung von Störungen identisch auf beiden Leitungen
 - Subtraktion der Signale beim Empfänger beseitigt das Störsignal
- Spezielle Leitungstreiber mit symmetrischen Ein- und Ausgängen

Funktionsweise des Ethernet

- Datenübertragung
 - Übertragung von Daten-Paketen mit variabler, aber begrenzter Länge
- Teilnehmer-Kennung
 - eindeutige, weltweit einmalige Netzwerk- oder Ethernet-Adresse, kodiert auf der Netzwerkkarte
- Zugriff auf das Netzwerk durch Sender
 - Steuerungsmechanismus: CSMA/CD (*Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection*)
 - bei freiem Netzwerk erfolgt Zugriffsversuch eines Teilnehmers
 - zeitgleicher Zugriff zweier Teilnehmer führt zur Kollision
 - innerhalb des *Collision Window* werden diese vom Sender erkannt (CD)
 - Zeitintervall des *Collision Window* bestimmt Länge des Netzwerks (2*Laufzeit)
 - nach Kollision Wartezeit-Intervall mit zufälliger Dauer
- Übertragungssicherheit durch Rückmeldung vom Empfänger

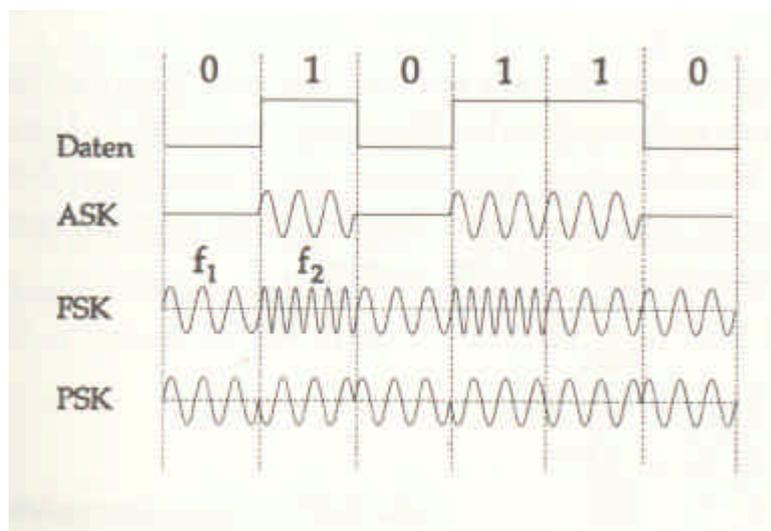
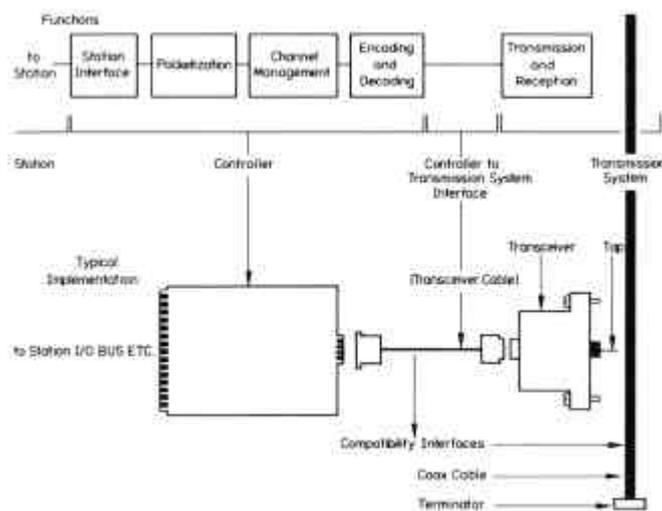
Ethernet - LAN

- Normung in IEE 802.3 (1985)
- Anschluß von bis zu hundert Rechnern
- technische Voraussetzungen:
 - koaxiale Kabelverbindung mit RG58 (typ. 0,8 DM / m): Bus-Struktur
 - twisted pair-Kabel: full duplex möglich, Stern-Struktur, größere Netze möglich
 - keinerlei zentrale, technische Intelligenz (Server etc.) erforderlich
 - Zuschaltung von Teilnehmern jederzeit erlaubt
 - mögliche Einbindung von File-Servern, Print-Servern etc.
- gleichberechtigter Zugriff aller Teilnehmer auf das Netz
- Kompatibilität zwischen Rechnern unterschiedlichster Hersteller und Systeme durch einheitliches Protokoll

Physikalischer Aufbau des Ethernet

- **Schnittstellen-Controller:**
 - Bindeglied zwischen lokalem System und Sende-/Empfangs-Einheit (Transceiver).
Typ. im PC als eine Schnittstellenkarte im PCI-Bus realisiert.
 - Controller bildet Datenpakete, macht Encodierung Decodierung (CRC etc.), überwacht das Protokoll des CSMA/CD
- **Kommunikations-Kanal**
 - Koaxialkabel mit 50 Ohm Wellenwiderstand
 - Anschluß der Stationen durch Einschleifen in das Kabel (⇒ lineare, unverzweigte Netztopologie) mittels T-Stück (BNC) oder EAD-Kabel
 - Abschluß des Kabels an beiden Enden mit 50 Ohm (keine Reflexionen)
 - Twisted-Pair-Kabel mit differentieller Signalübertragung
 - getrennte Leitungen für Sende- und Empfangskanal
 - Sternverbund der Stationen über HUB oder SWITCH

Struktur einer Ethernet-Station mit thick wire



Multi-FM-Breitbandübertragung

Informationstechnik

Senden, Übertragen, Empfang, Analyse, ... von Information, Sprache, Messwerten,

Erforderlich: Digital-Analog-Umsetzung von "Signalen" (typischerweise Bilder, Klänge, oder andere analoge Signale von Sensoren).

"Signale" werden nachrichtentheoretisch im Zeitbereich (als Zeitverlauf der Helligkeit, des Schalldruckes, der Temperatur, der Spannung, etc.) oder im Frequenzbereich (als "Spektrum" der Helligkeit, des Schalldruckes, der Temperatur, der Spannung, etc.) beschrieben. Beide Schreibweisen sind eindeutig ineinander überführbar mit Hilfe der Fouriertransformation.

Signaltheorie

Als Signal bezeichnet man eine physikalische Größe, die zur Darstellung einer Nachricht dient. Ein Signal kann z.B. eine elektrische Spannung, ein Schalldruck oder eine Feldstärke sein. Eine Einrichtung, die aus einem gegebenen Eingangssignal (oder aus mehreren) ein Ausgangssignal (oder mehrere) erzeugt, nennt man "System".

Ein System kann sein: ein elektrisches Netzwerk, ein Prozess ein Algorithmus, ...

Die Fouriertransformation

Analoge Signale haben normalerweise nicht die Form der harmonischen Schwingung (die allein mit sin- und cos-Funktionen beschrieben wird), sondern sie besitzen eine prägnante Form.

Die zentrale Bedeutung der harmonischen Schwingung beruht aber darauf, dass sich jeder Schwingungsvorgang mittels des Fourier-Theorems in harmonische Schwingungen zerlegen lässt.

Die einzelnen Komponenten mit den Frequenzen $m\omega$ heißen "Harmonische" oder (für $m > 1$) Oberschwingungen, S_m sind die Fourierkoeffizienten. Ihre Gesamtheit bildet das Spektrum der Schwingung. Ist $s(t)$ reell, so gilt $S_{-m} = S_m^*$, d.h. das Spektrum ist symmetrisch.

Fourierreihe (reelle Schreibweise)

periodische Signale $s(t) = s(t + T)$:

$$s(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} [A_m \cos(m\omega_0 t) + B_m \sin(m\omega_0 t)]$$

oder

$$s(t) = S_0 + \sum_{m=1}^{\infty} S_m \cos(m\omega_0 t - \mathbf{f}_m)$$

$A_m, B_m, S_m, \mathbf{f}_m$ sind die Fourierkoeffizienten (Linienspektrum)

Grundfrequenz:

$$f_0 = \frac{1}{T} = \frac{\omega_0}{2\pi}$$

Gleichanteil

$$S_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt$$

„Frequenzspektrum“

$$\text{(Realteil)} \quad A_m = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos(m\omega_0 t) dt \quad \text{(Imaginärteil)} \quad B_m = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin(m\omega_0 t) dt$$

$$\text{(Betrag)} \quad S_m = \sqrt{A_m^2 + B_m^2} \quad , \quad \text{(Phase)} \quad \tan \mathbf{f}_m = B_m / A_m$$

Genau das gleiche in komplexer Schreibweise:

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \underline{S}_m e^{jm\omega_0 t} \quad , \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$\underline{S}_m = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} s(t) e^{-jm\omega_0 t} dt$$

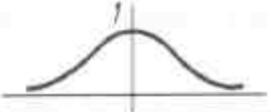
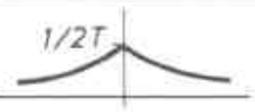
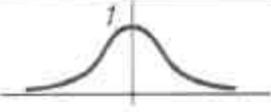
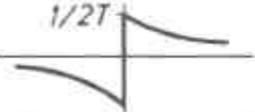
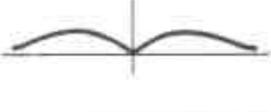
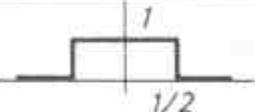
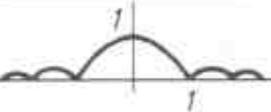
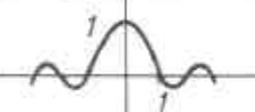
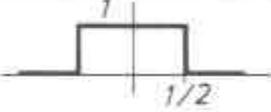
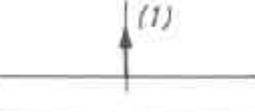
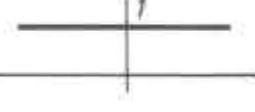
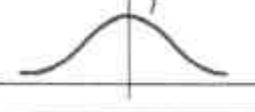
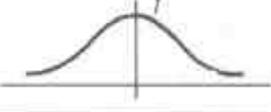
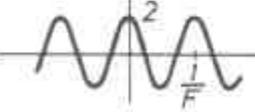
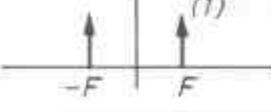
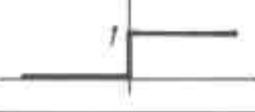
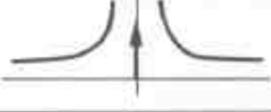
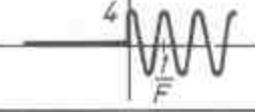
Komplexe Schreibweise für nichtperiodische Signale:

$$s(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{S}(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad \text{reell, kontinuierlich}$$

$$\underline{S}(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{komplex, kontinuierlich}$$

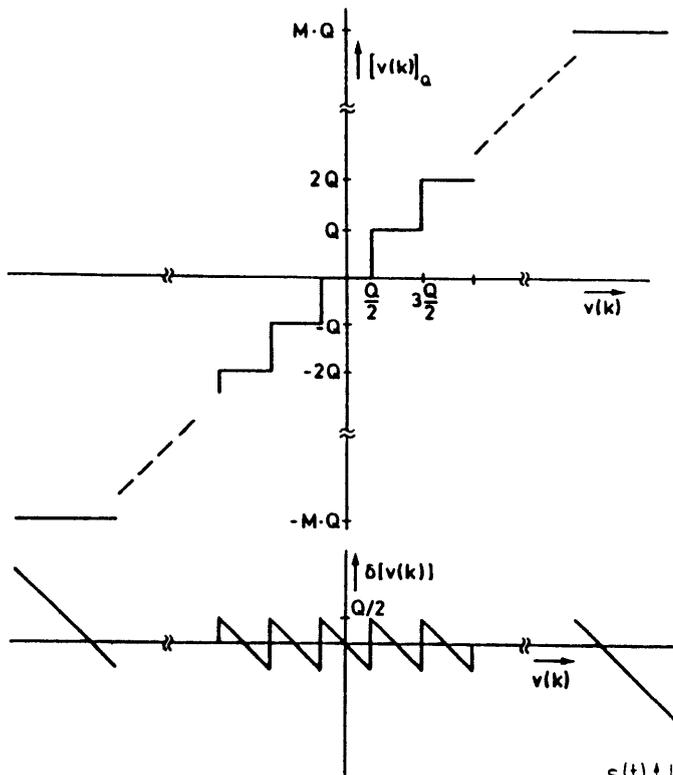
$$\text{bzw. } \underline{S}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad \text{komplex, kontinuierlich, } \omega = 2\pi f$$

Beispiele für Zeitsignale $s(t)$ und Spektren $S(f)$ (Betrag):

$s(t)$	$S(f)$	$ S(f) $	
	$\frac{1}{T} \varepsilon(t) e^{-t/T}$ Exponentialimpuls ($T > 0$)	$\frac{1}{1 + j2\pi T f}$	
	$\frac{1}{2T} e^{- t /T}$ Doppelsexponentialimpuls ($T > 0$)	$\frac{1}{1 + (2\pi T f)^2}$	
	$\frac{1}{2T} \text{sgn}(t) e^{- t /T}$	$-j \frac{2\pi T f}{1 + (2\pi T f)^2}$	
	$\text{rect}(t)$ Rechteckimpuls	$\text{si}(\pi f)$	
	$\text{si}(\pi t)$ si-Funktion	$\text{rect}(f)$	
	$\delta(t)$ Dirac-Stoß	1	
	1 Gleichstrom	$\delta(f)$	
	$\text{III}(t)$ Dirac-Stoßfolge	$\text{III}(f)$	
	$e^{-\pi t^2}$ Gauß-Impuls	$e^{-\pi f^2}$	
	$2 \cos(2\pi F t)$ cos-Funktion	$\delta(f+F) + \delta(f-F)$	
	$\varepsilon(t)$ Sprungfunktion	$\frac{1}{2} \delta(f) - j \frac{1}{2\pi f}$	
	$4\varepsilon(t) \cdot \cos(2\pi F t)$ geschaltete cos-Funktion	$\delta(f+F) + \delta(f-F) - j \frac{2f}{f^2 - F^2}$	

Digitale Signalverarbeitung

Um rechnerisch auswertbare Signale zu erhalten, müssen die als analoge Spannung vorliegenden Signale digitalisiert werden. Dies geschieht mittels eines Analog/Digital-Umsetzers.

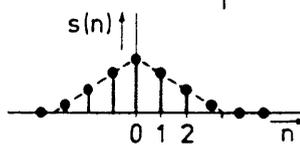
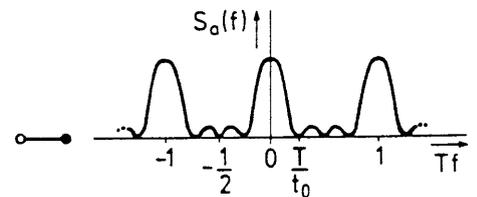
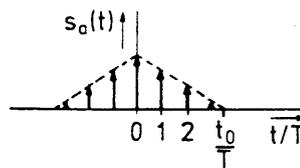
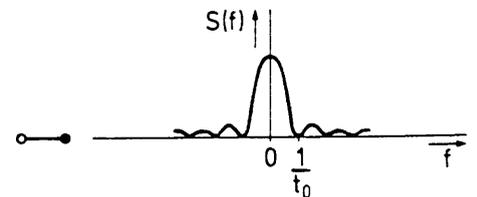
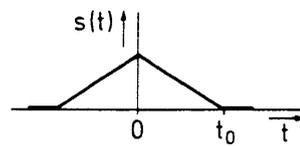


Die Feinheit der Diskretisierung hängt von der verwendeten Zeit- und Amplitudenauflösung ab. Typisch z.B. für Signale im Hörbereich sind Abtastraten von 44,1 kHz oder 48 kHz bei einer Auflösung von 16 bit (diskretisiert in Stufen von -32768 bis +32767). Umfasst das zu messende Ereignis eine extrem große Dynamik, so lassen sich auch Varianten realisieren, die effektiv 20 bit Auflösung oder mehr erlauben.

Der notwendige Zeittakt der Quantisierung hängt davon ab, welche Frequenzanteile im Signal enthalten sind. Systemtheoretisch bedeutet Abtastung nichts anderes als eine Multiplikation des Zeitsignals mit einer Impulsfolge. Das Spektrum des kontinuierlichen Signals wird durch die Abtastung vervielfältigt.

Zeitbereich

Frequenzbereich



Falls die Impulsfolge die schnellen Schwankungen eines Signals nicht in genügend kurzen Abständen „abtasten“ kann, kommt es zu Abtastfehlern, die sich im Frequenzbereich als Überlappung von Anteilen gespiegelter Spektren bemerkbar machen (Aliasing).

Zur Vermeidung von Aliasing benutzt man Tiefpassfilter, die den auswertbaren Frequenzbereich auf höchstens die Hälfte der Abtastfrequenz begrenzen (Abtasttheorem, Nyquist-Theorem). Unter Berücksichtigung der Diskretisierung in Zeit und Amplitude stellen die Abtastwerte ein hinreichend genaues Bild des analogen Signals dar. Alle weiteren Maßnahmen der Filterung, Analyse, Verstärkung, Speicherung, etc. können nun durch mathematische Funktionen durchgeführt werden, wodurch erheblich größere und flexiblere Möglichkeiten der Signalverarbeitung gegeben sind (Digitalfilter, Digitalpeicher, CD, DAT, usw.).

Abtasttheorem

Ein frequenzbandbegrenztes Signal mit der Grenzfrequenz f_g wird in eindeutiger Weise durch diskrete Werte bestimmt, wenn die Abtastrate

$$f_a > 2 f_g \text{ ist.}$$

Das Signal wird zurückgewonnen, wenn es über einen idealen Tiefpass mit der Grenzfrequenz f_g gegeben wird.

Abtastung:

$$s_a(t) = s(t) \sum_n \mathbf{d}(t - nT) = \sum_n s(nT) \mathbf{d}(t - nT)$$

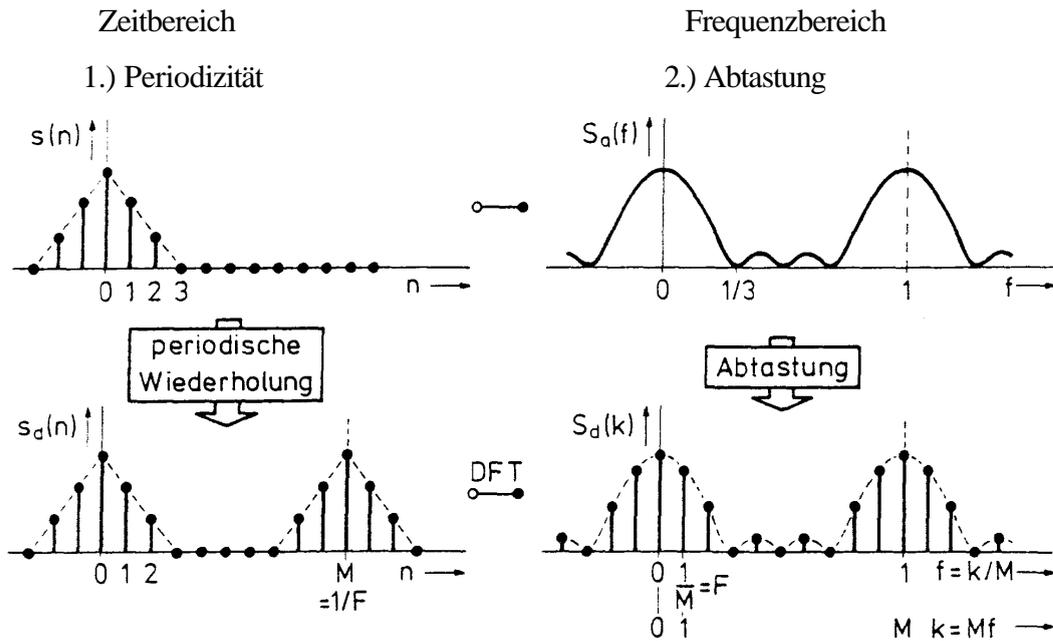
nach Fouriertransformation ergibt sich im Frequenzbereich:

$$S_a(f) = S(f) * \frac{1}{T} \sum_n \mathbf{d}(f - \frac{n}{T}) = \frac{1}{T} \sum_n S(f - \frac{n}{T})$$

Diskrete Fourier Transformation DFT

Die Frequenzanalyse ist ein sehr wichtiges Werkzeug, z.B. bei der Sprachverarbeitung und -codierung. Setzt man abgetastete Funktionen voraus, so stellt sich die Frage nach einem effizienten Algorithmus zur Fouriertransformation dieser Zahlenfolge. Zuerst einmal muss berücksichtigt werden, dass die Abtastwerte zeitdiskret sind, d.h. das durch Fouriertransformation erhaltene (kontinuierliche) Spektrum ist periodisch (s.o.). Entscheidende Voraussetzung für eine numerische Berechnung des Spektrums ist jedoch dessen Diskretisierung, da man nur endlich viele Frequenzen auswerten kann. Man ist also an die Berechnung eines Linienspektrum gebunden. Linienspektren besitzen aber nur periodische Signale, womit nun neben der Abtastung die zweite wesentliche Voraussetzung feststeht: Man muss beachten, dass sich numerisch ermittelte (Linien-) Spektren streng auf periodische Signale beziehen.

Voraussetzungen für diskrete (numerische) Fouriertransformation (DFT):



Die Berechnungsvorschrift für die diskrete Fouriertransformation DFT lautet dann:

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi nk/N} \quad ; \quad k = 0, 1, \dots, N-1$$

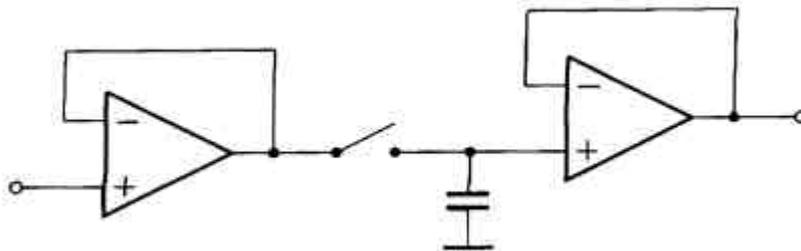
Zur Lösung dieser Gleichung sind N^2 (komplexe) Multiplikationen auszuführen.

Eine schnelle Variante der diskreten Fouriertransformation ist die FFT (Fast Fourier Transformation).

Sie ist keine Näherung, sondern eine numerisch exakte Lösung der DFT, die aufgrund von Symmetrien der sin- und cos-Terme redundante Rechenschritte einspart. Bei der FFT sind lediglich $N \log N$ (komplexe) Multiplikationen auszuführen. Dieser Vorteil rechnet sich besonders bei großen Blocklängen N . Algorithmen der digitalen Signalverarbeitung verwenden daher fast ausschließlich FFT-basierte Verfahren.

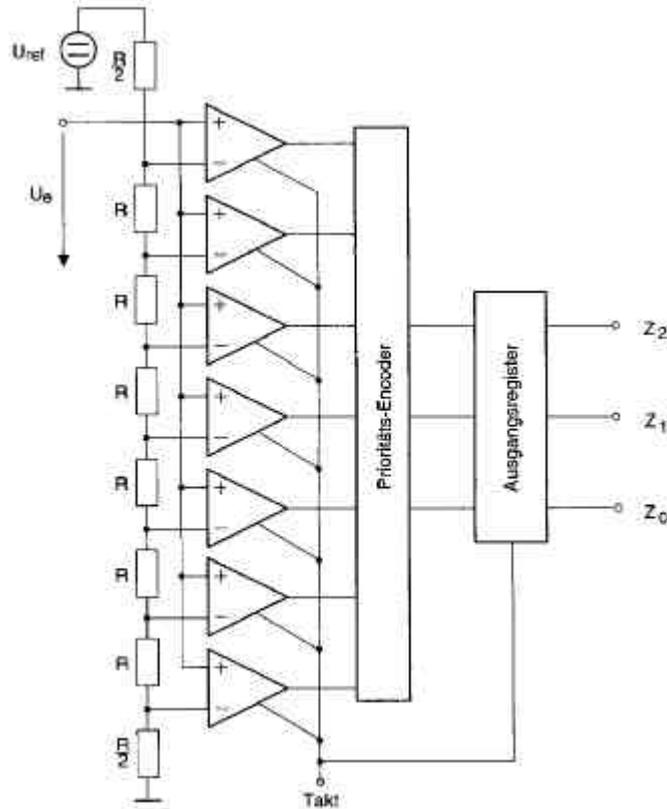
Analog-Digital-Umsetzung

Abtast-Halte Schaltung (Sample and Hold S&H)

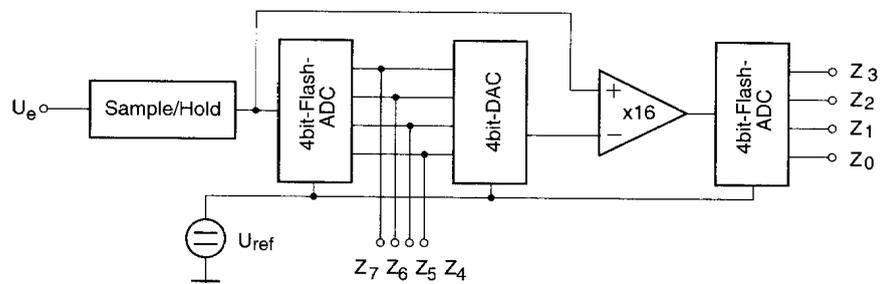


Sample: Abtasten
Hold: Wert festhalten

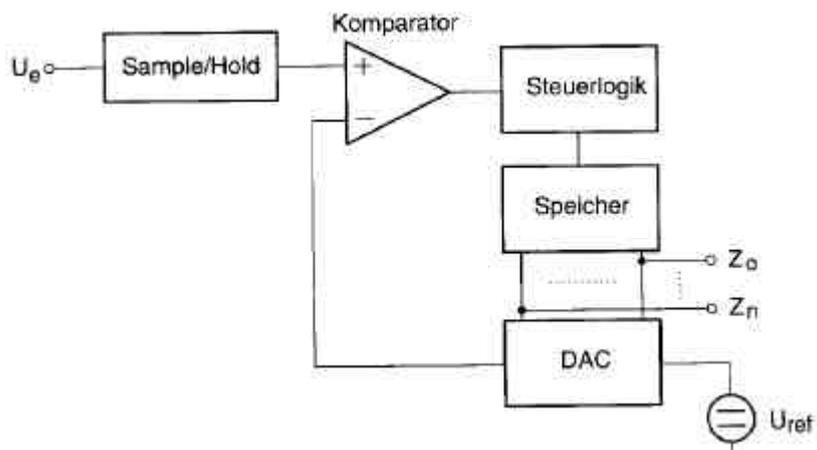
Analog-Digital-Umsetzung: Während der Zeit bis zur nächsten Abtastung muss der Spannungswert "gelesen", d.h. gemessen und in ein Zahl umgesetzt werden.



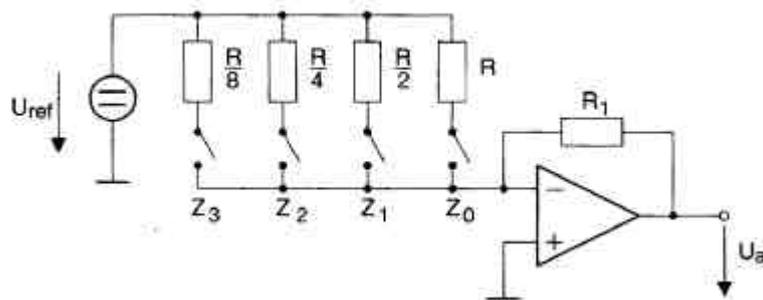
Flash-Analog-Digital-Wandler (ADC: Analogue -Digital-Converter)



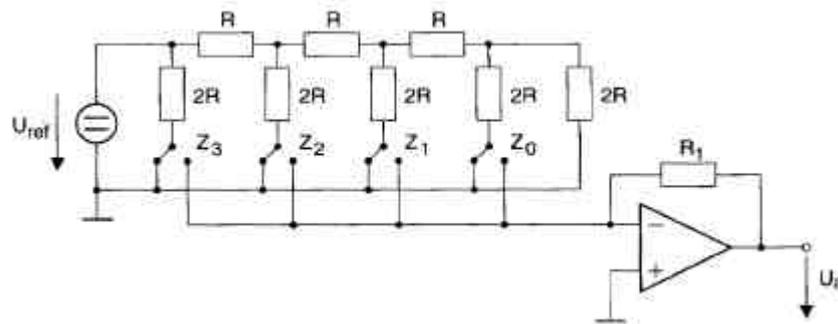
ADC mit Stufenumsetzung



ADC mit sukzessiver Approximation



Digital-Analog-Wandler (DAC)



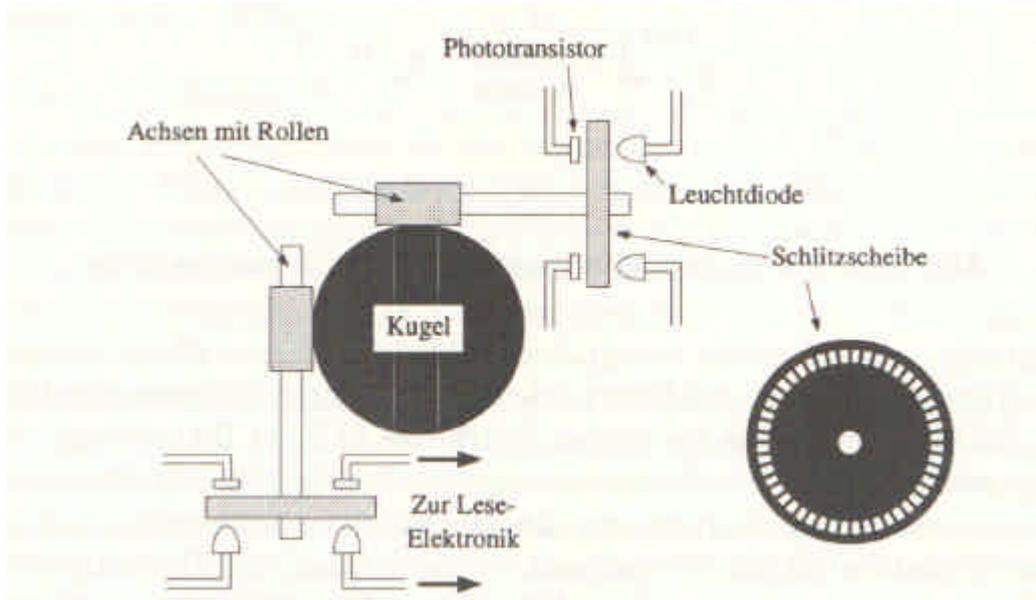
DAC mit Spannungsteilung

Kenngrößen bei AD- und DA-Wandlern

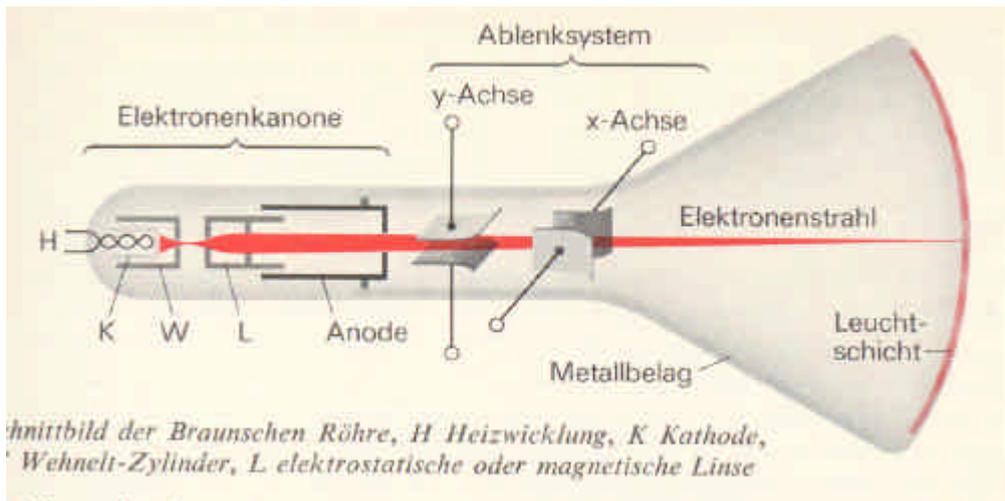
- Nullpunktsfehler (Offset-Fehler), wenn die über die Stufen gemittelte Übertragungskennlinie nicht durch den Nullpunkt geht.
- Verstärkungsfehler, wenn die Übertragungskennlinie von der Steigung 1 abweicht.
- Linearitätsfehler, wenn die Übertragungskennlinie von der Geradenform abweicht. Hier unterscheidet man in totale Nichtlinearität, die die Abweichung von der Geradenform angibt, und differentielle Nichtlinearität, mit der die Abweichung einer einzelnen Stufe vom LSB-Wert angegeben wird. Ist die differentielle Nichtlinearität größer als ein LSB-Wert, so führt sie bei ADCs dazu, dass Zahlen übersprungen werden (Missing Code) und bei DACs zu einem nichtmonotonen Verlauf der Übertragungskennlinie

Nullpunkts- und Verstärkungsfehler können i.a. abgeglichen werden.

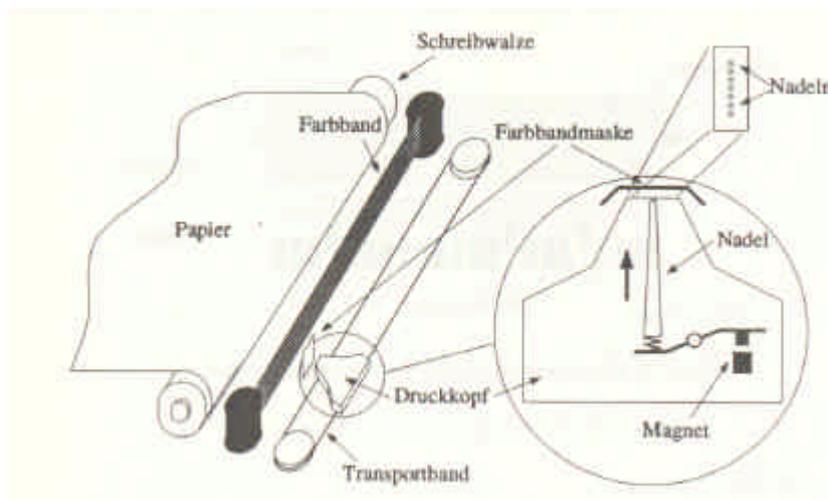
Peripherie-Technologien



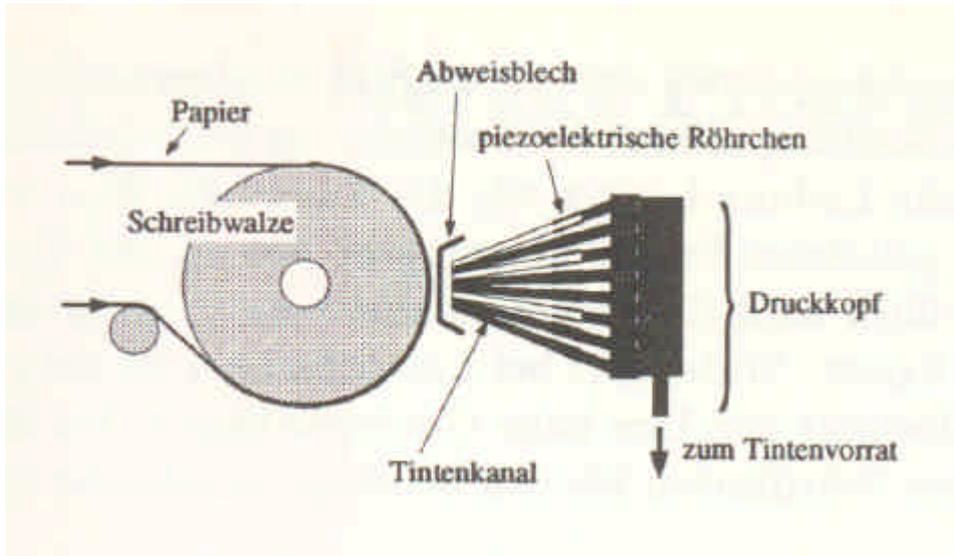
Rollmaus



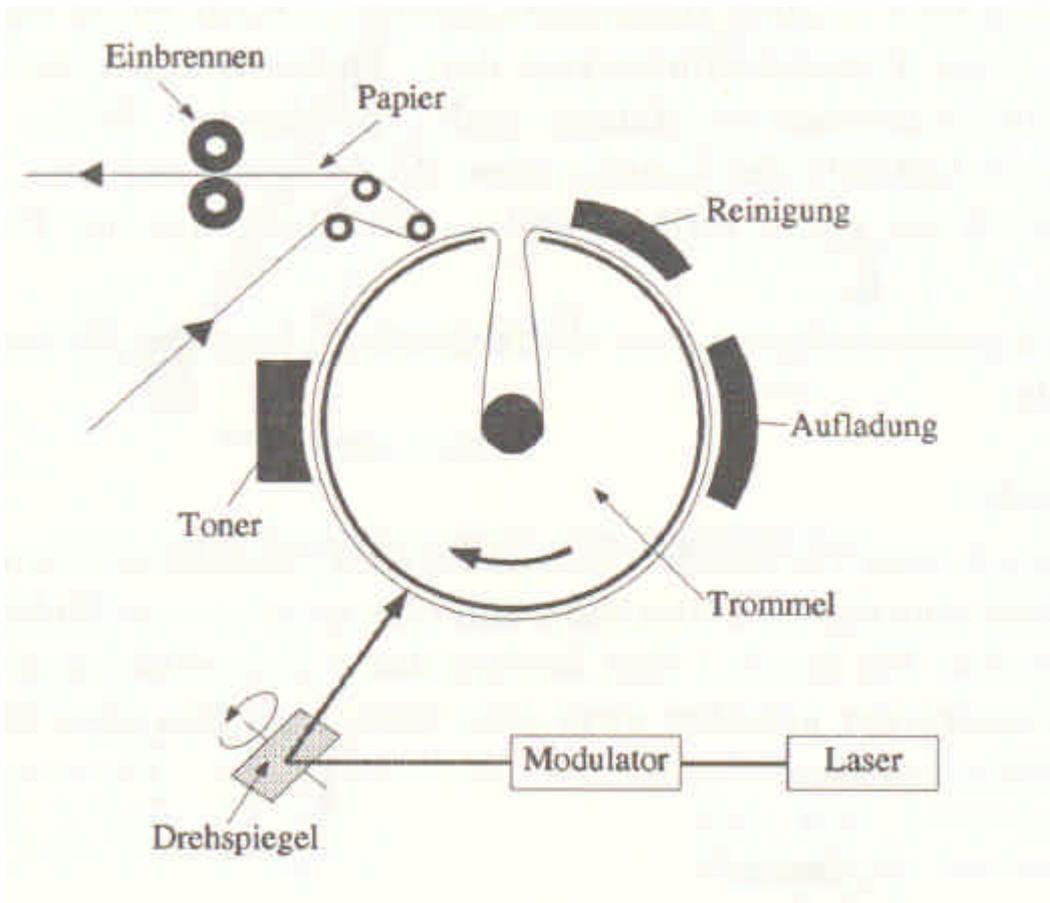
Braun'sche Röhre



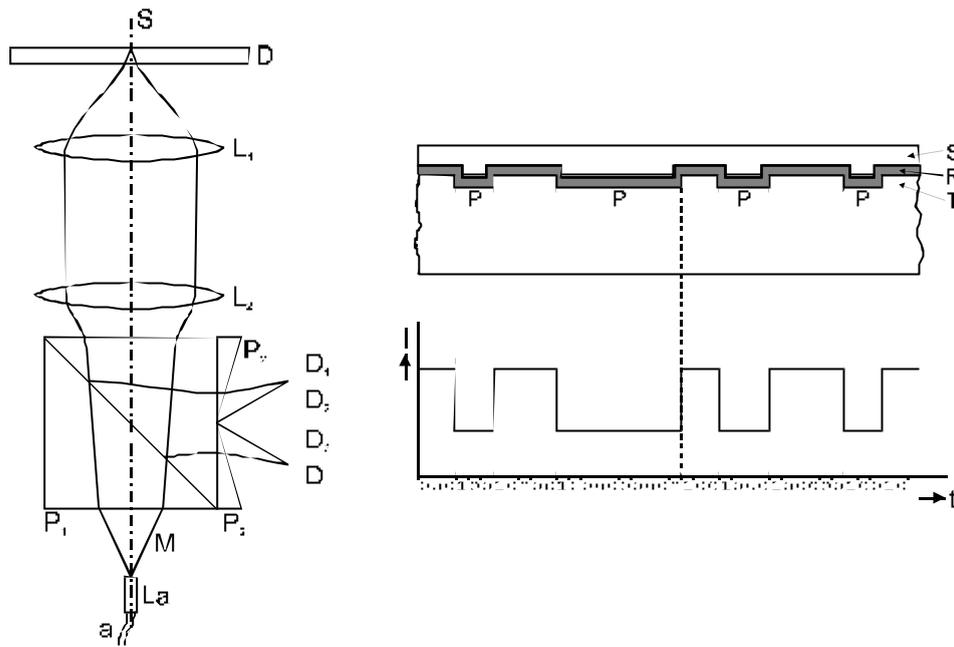
Nadeldrucker



Tintenstrahl drucker



Laser drucker



Auslesen von Binärsignalen von Compact Disc und CD-ROM und DVD

Audio-File: *.WAV

Format: Header + Daten

Header:	Totalsize	: longint
	SubLen	: longint
	Format	: word
	Kanalzahl	: word
	Samplerate	: longint
	BytesPerSec	: longint
	BytesPerSample	: word
	DataSize	: longint

Daten: PCM, DPCM, ADPCM
Kanäle verschachtelt