Physik 3 für Informatik

Einführung in die Digitalelektronik

für den Studiengang Informatik
im Fachbereich 2 - Informatik und Ingenieurwissenschaften

der Fachhochschule Frankfurt am Main

Prof. Dr. Erik Jacobson

Wintersemester 2001/2002
Belegnummer 06 1301

Kapitel 1

Grundlagen der Digitalelektronik

1.1 Boole'sche Algebra

1.1.1 Definition

Einfachste Algebra mit
- 2 Elementen: {0, 1} {L, H} {O, L}
- 3 Grund-Operationen:
  - unäre Operation:
    Komplement, Negation, NICHT, NOT,

x	$\bar{x}$
0	1
1	0

  - binäre Operationen:
    Disjunktion, ODER, OR, .
    f(x,y) = Max(x,y) = x + y

x	y	z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

$x \vee y \rightarrow z$

.Konjunktion, UND, AND,
f(x,y) = Min(x, y) = $x \cdot y$

x	y	z
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$x \wedge y \rightarrow z$

- Zusammengesetzte binäre Operationen (2 Beispiele):
  Äquivalenz, .
  $f(x,y) = x \cdot y + \overline{x} \cdot \overline{y}$

x	y	z
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	1

$x \equiv y \rightarrow z$

.Antivalenz, Exklusives Oder, XOR,
$f(x,y) = x \cdot \overline{y} + \overline{x} \cdot y$

x	y	z
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

$x \oplus y \rightarrow z$

Gesetze der Boole'schen Algebra:

Assoziativgesetz

$$(x+y)+z = x+(y+z) = x+y+z$$
$$(x \cdot y) \cdot z = x \cdot (y \cdot z) = x \cdot y \cdot z$$
$$(x \oplus y) \oplus z = x \oplus (y \oplus z) = x \oplus y \oplus z$$

Kommutativgesetz

$$x+y = y+x$$
$$x \cdot y = y \cdot x$$
$$x \oplus y = y \oplus x$$

Distributivgesetz

$$x \cdot (y+z) = (x \cdot y) + (x \cdot z)$$
$$x + (y \cdot z) = (x+y) \cdot (x+z)$$

De Morgansche Regeln

$$\overline{(x+y)} = \overline{x} \cdot \overline{y}$$
$$\overline{(x \cdot y)} = \overline{x} + \overline{y}$$

Absorptionsregeln

$$x+\overline{x} = 1 \qquad x \cdot \overline{x} = 0 \qquad x \oplus \overline{x} = 1$$
$$x+x = x \qquad x \cdot x = x \qquad x \oplus x = 0$$
$$x + x \cdot y = x \qquad x \cdot (x+y) = x$$

Neutrale Elemente

0 bezüglich OR $(+)$: $x+0=x$ $\quad x \cdot 0 = 0$ $\quad x \oplus 0 = x$
1 bezüglich AND $(\cdot)$: $x \cdot 1 = x$ $\quad x+1=1$ $\quad x \oplus 1 = \overline{x}$

1.1.2 Boole'sche Funktionen

Abbildung von m logischen Werten auf n logische Werte
$B^m \rightarrow B^n$ mit $B = \{0,1\}$

dargestellt durch Funktionen: $\left\{ \begin{array}{c} x \\ y \end{array} \right\} = \left\{ \begin{array}{c} f_1(a,b,c) \\ f_2(a,b,c) \end{array} \right\}$

oder durch Wertetabellen,

zum Beispiel:

a	b	c	x	y
0	0	0	0	1
0	0	1	1	1
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	1
1	1	1	0	0

1.1.3 Normalformen

Erstellung von Boole'schen Funktionen aus Wertetabellen.
Vollständige Normalformen enthalten in allen Funktionstermen alle Variablen (oder deren Inverse). Sie können meist unter Anwendung der Gesetze der Boole'schen Algebra oder mit Hilfe von KV-Diagrammen zu kompakten (reduzierten) Normalformen vereinfacht werden.

1.1.3.1 Disjunktive Normalform

DNF (Min-Terme)
- Tabellenzeilen mit Funktionswert '1' liefern einen Funktionsterm (Min-Term)
- Funktionsterme werden aus den Eingangsvariablen mit UND verknüpft
- alle Funktionsterme werden mit ODER verknüpft
- DNF = $\Sigma\Pi x_i$ (Summe von Produkten)

1.1.3.2 Konjunktive Normalform

KNF (Max-Terme)
- Tabellenzeilen mit Funktionswert '0' liefern einen Funktionsterm (Max-Term)
- Funktionsterme werden aus den invertierten Eingangsvariablen mit ODER verknüpft

- alle Funktionsterme werden mit UND verknüpft
- KNF = $\Pi\Sigma\overline{x_i}$ (Produkt über Summen)

1.1.3.3 Beispiel

a	b	c	x
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	0

. .Disjunktive Normalform:
$x = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c$ (vollständige DNF)
$x = \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}$ (reduzierte DNF)
(Absorption von $(a + \bar{a}) = 1$)
oder
$x = \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c$ (reduzierte DNF)
(Absorption von $(c + \bar{c}) = 1$)
oder (nach Verdopplung von $a \cdot \bar{b} \cdot c$)
$x = a \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c$
$x = \bar{b} \cdot c + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b}$

Konjunktive Normalform:
$x = (a + b + c) \cdot (a + \bar{b} + \bar{c}) \cdot (\bar{a} + \bar{b} + c) \cdot (\bar{a} + \bar{b} + \bar{c})$

1.1.4 Karnaugh-Veitch-Diagramme (KV-Diagramme)

Erstellung von Minimalen Disjunktiven Normalformen (MDNF) in vier Schritten:

a) Erstellung des KV-Diagrammrahmens nach folgender Regel:
Die (n) Variablen werden paarweise. . mit ihrer Negation in Spalten und Zeilen einer Matrix angeordnet derart, daß Quadrate (falls n gerade ist) oder Rechtecke (falls n ungerade ist) entstehen, deren Felder eindeutig einer Variablenkombination zugeordnet sind.

	x_3		$\overline{x_3}$	
	x_1	$\overline{x_1}$	$\overline{x_1}$	x_1
x_2	$x_1\,x_2\,x_3$	$\overline{x_1}\,x_2\,x_3$	$\overline{x_1}\,x_2\,\overline{x_3}$	$x_1\,x_2\,\overline{x_3}$
$\overline{x_2}$	$x_1\,\overline{x_2}\,x_3$	$\overline{x_1}\,\overline{x_2}\,x_3$	$\overline{x_1}\,\overline{x_2}\,\overline{x_3}$	$x_1\,\overline{x_2}\,\overline{x_3}$

Es ist zu beachten, daß benachbarte Felder sich in der Negation von nur einer Variablen unterscheiden.

b) Eintragen der Funktionswerte in den Rahmen

c) Umschließen von benachbarten Feldern, die eine "1" enthalten, zu Rechtecken möglichst großer Seitenlängen in Schritten von 1, 2, 4 ... Einheiten (dabei sind auch Felder einzuschließen, die - einer Torus-Topologie entsprechend - an der gegenüberliegenden Seite liegen).

d) Jedes der gefundenen Rechtecke stellt den Konjuktionsterm seiner beiden Seiten dar. Die Disjunktion dieser Terme ergibt die gesuchte minimale Funktion.

Beispiel

	c		$\bar{c}$	
	a	$\bar{a}$	$\bar{a}$	a
b	0	0	1	0
$\bar{b}$	1	1	0	1

oder

	c		$\bar{c}$	
	a	$\bar{a}$	$\bar{a}$	a
b	0	0	1	0
$\bar{b}$	1	1	0	1

Bild b1p02c

$x = \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c}$ oder $x = \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} + \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c$

ergibt zusammen

	c		$\bar{c}$	
	a	$\bar{a}$	$\bar{a}$	a
b	0	0	1	0
$\bar{b}$	1	1	0	1

Bild b1p02b

$x = \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + \bar{b} \cdot c + a \cdot \bar{b}$

1.2 Elektrotechnische Grundlagen

1.2.1 Zweipole

Strom- und Spannungsquellen

ohmscher Widerstand R

Kondensator, Kapazität C

Drossel, Spule, Induktivität L

Nichtlineare Widerstände, z.B. Diode

binäre Zweipole, z.B. Kontakte

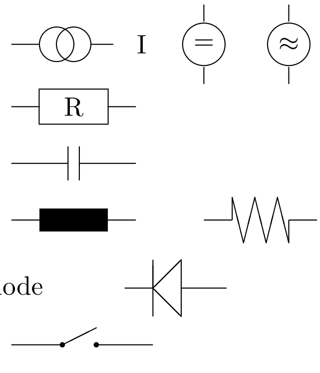


Bild b1p03a

Ohm'sches Gesetz:

$U = I \cdot R$

. .**Komplexe Wechselstromlehre**

$\tilde{U} = \tilde{I} \cdot \tilde{R}$ mit $\tilde{R} \in \{R, R_C = \frac{1}{i\omega C}, R_L = I\omega L\}$

$\tilde{U} = \hat{U} \cdot e^{i\omega t}$ und $\tilde{I} = \hat{I} \cdot e^{i\omega t}$

Multipole

Verknüpfungen von Zweipolen zu Multipolen mit. . Maschen (M) mit Knoten (K). (Jeder Knoten kann als Pol betrachtet werden)

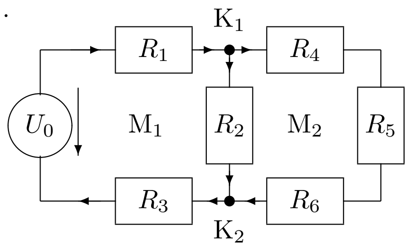


Bild b1p03

Kirchhoffsche Regeln:

Maschenregel: $\sum U_i = 0$

Knotenregel: $\sum I_j = 0$

Vierpole

Eingang: U_1, I_1
Ausgang: U_2, I_2

Übertragungsfunktion:
$\tilde{H} = \tilde{U}_2/\tilde{U}_1 = \tilde{H}(\omega)$

Darstellung durch
–**Ortskurve**
in der komplexen Zahlenebene
–**Bodediagramme**
für den Betrag $H(\omega) = \sqrt{Re\,H^2 + Im\,H^2}$
und den Phasenwinkel $tan\varphi = Im\,H/Re\,H$.

Beispiel:

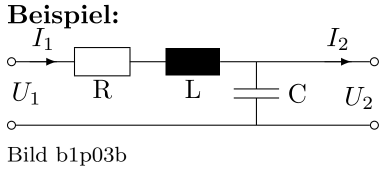
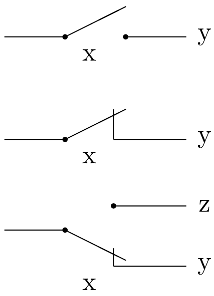


Bild b1p03b

.$U_2/U_1 = 1/(1 - \omega^2 LC + i\omega RC)$

1.2.2 Schalter



Schließer: Arbeitskontakt (Einschalter) $y = x$

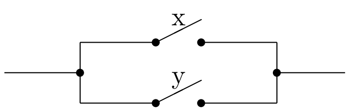
Öffner: Ruhekontakt (Ausschalter) $y = \overline{x}$

Wechsler:
Arbeits- und Ruhekontakt (Umschalter) $y = \overline{x}, z = x$

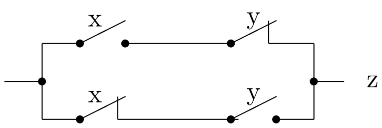
Bild b1p04

1.2.3 Verknüpfungen

$z = x \cdot y$ UND (AND)



$z = x + y$ ODER (OR)



$z = x \oplus y$ Exklusives ODER (XOR)

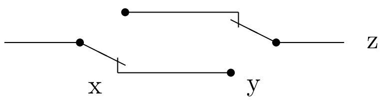
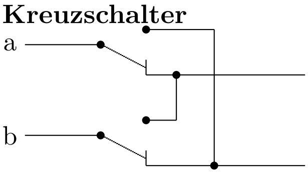


Bild b1p05

Kreuzschalter



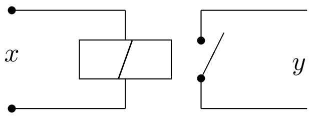
$y = a \cdot \bar{x} + b \cdot x$

$z = a \cdot x + b \cdot \bar{x}$

Bild b1p05a

1.2.4 Relais

a) Passive Relaisschaltungen:



$$y = \overline{x} = \begin{cases} \infty\ \Omega & f\ddot{u}r\ I_x = 0 \\ 0\ \Omega & f\ddot{u}r\ I_x > I_0 \end{cases} \}$$

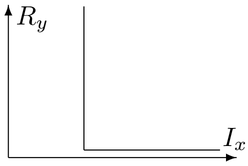
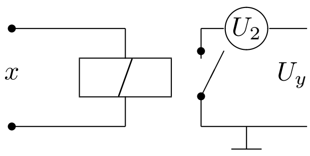


Bild b1p06

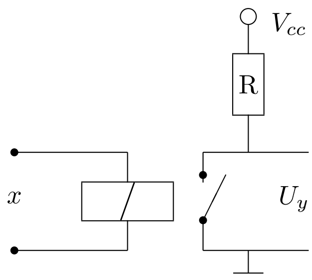
Die Ausgangsgrößen (Durchlaßwiderstände R_y) entsprechen nicht den Eingangsgrößen (Ströme I_x)

b) Aktive Schaltungen benötigen eine Hilfsspannung (V_{cc}) und haben die gleichen Eingangs- und Ausgangsgrößen (U_x, U_y).



$$U_y = \begin{cases} 0 \\ U_2 \end{cases} \}$$

aktive Relaisschaltung



$$U_y = \begin{cases} U_b \\ 0 \end{cases} \}$$

aktive Relaisschaltung (invertierend)

Bild b1p06a

1.2.5 Transistoren

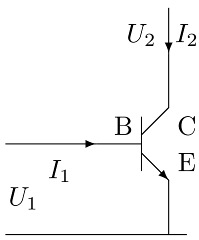
a) Transistoren als Vierpole (z.B. in Emitterschaltung):

$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2$ . .Eingangswiderstand $R_{in} = 1/Y_{11}$ (groß) . .$Y_{12} \approx 0$

$I_2 = Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2$ Steilheit $S = Y_{21}$ (Verstärkung) $Y_{22} \approx 0$

Mit Vektoren und Matrizen:

$\vec{I} = \hat{Y} \cdot \vec{U}$ oder $\vec{U} = \hat{H} \cdot \vec{I}$



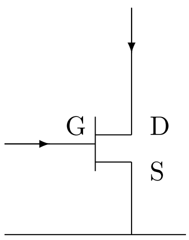


Bild b1p07

. .

NPN-Transistor:
C = Collektor
E = Emitter
B = Basis

FET (verallgemeinert):
D = Drain
S = Source
G = Gate

b) Feld-Effekt-Transistoren (FET)
besonders kleine Eingangsströme ($I_1 \approx 0$)

c) Aktive Schaltung (Analogverstärker)

Einstufiger Verstärker (invertierend) .

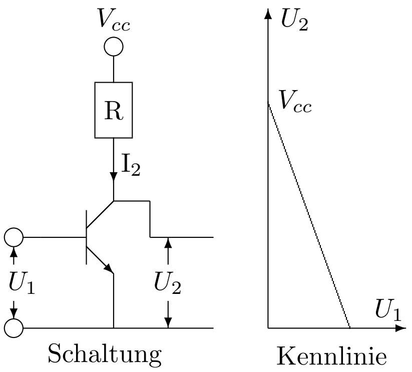


Bild b1p08

$U_2 = V_{cc} - I_2 R$ mit $I_2 = Y_{21} U_1 + 0$
$U_2 = V_{cc} - RS\, U_1$

.Zweistufiger Verstärker (nicht invertierend)

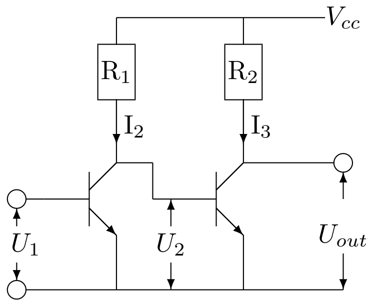


Bild b1p08a

$$
\begin{aligned}
U_{out} &= V_{cc} - I_3 R_2 \quad \text{mit } I_3 = Y_{21} U_2 + 0\\
U_2 &= V_{cc} - I_2 R_1 \quad \text{mit } I_2 = Y_{21} U_1 + 0\\
U_{out} &= V_{cc}(1 - R_1 Y_{21}) + R_1 R_2 Y_{21}^2 U_1\\
U_{out} &= V_{cc}(1 - RS) + RS^2 \cdot U_1
\end{aligned}
$$
(lineare Verstärkung)

1.2.6 Schalttransistoren

Sättigungsbetrieb in 2 Zuständen: ($I_2 = 0$ und $U_2 = 0$).
Vorzugsweise mit FET wegen höherer Schaltgeschwindigkeit.

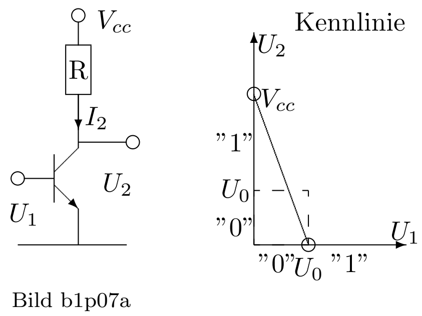


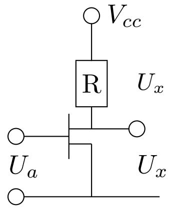
Bild b1p07a

1.3 Logische Schaltungen

1.3.1 Elementare logische Schaltungen

Aus FETs

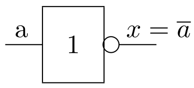
1.3.1.1 Inverter (NOT)



$$
\begin{aligned}
U_x &= V_{cc} - IR \geq 0 \\
&= V_{cc} - RY_{21}U_a
\end{aligned}
$$

$$
U_x = \begin{cases} V_{cc} & bei\ U_a = 0 \\ 0 & bei\ U_a > U_0 = V_{cc}/(R \cdot Y_{21}) \end{cases}
$$

Schaltung



Schaltzeichen

Bild b1p09

Kennlinie:

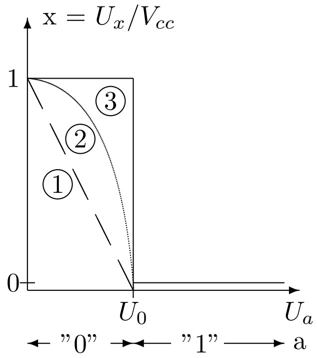


Bild b1p10

Ausgangswert (x) in Abhängigkeit vom Eingangswert (a)
1: bei linearer Verstärkung
2: bei Berücksichtigung von Nichtlinearitäten und Schwellspannungen
3: idealisierter Verlauf für binäre Ein- und Ausgangsvariablen (a, x)

1.3.1.2 Zweistellige Gatter

NAND-Gatter

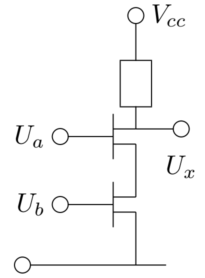
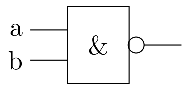


Bild b1p11

$$U_x = \begin{cases} V_{cc} & falls\ I = 0 \\ 0 & falls \text{ beide FETs leiten, } U_a \wedge U_b \geq U_0 \end{cases}$$

Schaltzeichen:



$x = \overline{a \wedge b}$

Bild b1p11a

NOR-Gatter

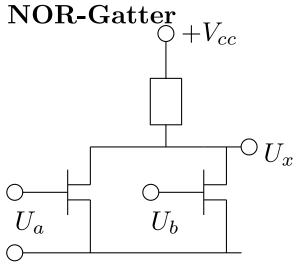
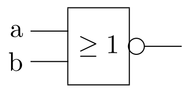


Bild b1p12

$$U_x = \begin{cases} V_{cc} & falls\ I_a\ und\ I_b = 0 \\ 0 & falls \text{ ein FET leitet, } U_a \vee U_b \geq U_0 \end{cases}$$

Schaltzeichen:

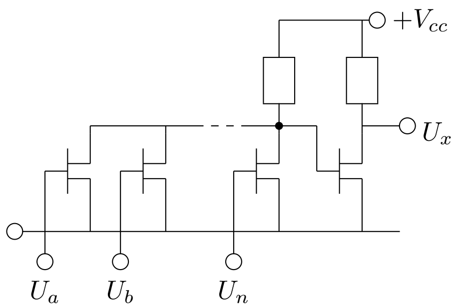


$x = \overline{a \vee b}$

Bild b1p12a

1.3.1.3 Mehrstellige Gatter

– Multi-OR (Vielfach-ODER) . .– Multi-AND (Vielfach-UND)



Schaltzeichen

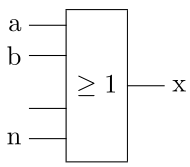
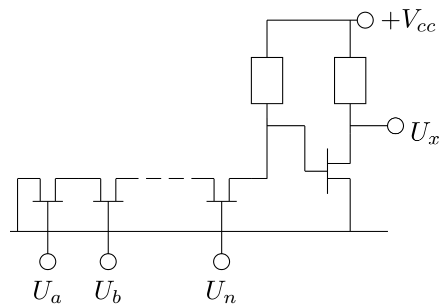


Bild b1p13



Schaltzeichen

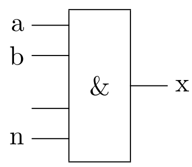


Bild b1p14

1.3.1.4 Schaltnetze für Boole'sche Funktionen

Boole'sche Funktionen können in Normalformen dargestellt werden, welche sich direkt in Schaltnetze umsetzen lassen: jeder Funktionsterm läßt sich durch ein Mehrfach-Gatter darstellen, und ebenso deren Verküpfungen.

– DNF = $\Sigma\Pi x_i$ (ODER-Verküpfung über UND-Gatter)

– KNF = $\Pi\Sigma\overline{x_i}$ (UND-Verknüpfung über ODER-Gatter)

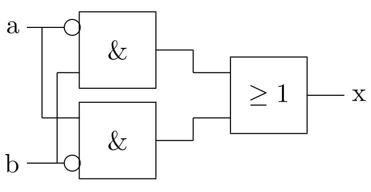
Bei Anwendung der De Morganschen Regeln können aus Min-Termen oder Max-Termen Schaltungen mit gleichen Typen von invertierenden mehrstelligen Gattern verwendet werden.

Min-Terme der DNF = $\Sigma\Pi x_i = \overline{\Pi\overline{\Pi x_i}}$ (nur NAND-Gatter)

Max-Terme der KNF = $\Pi\Sigma\overline{x_i} = \overline{\Sigma\overline{\Sigma\overline{x_i}}}$ (nur NOR-Gatter)

Beispiel 1

Das XOR $x = a \oplus b = a \cdot \bar{b} + \bar{a} \cdot b = \overline{\overline{(a\bar{b})} \cdot \overline{(\bar{a}b)}}$



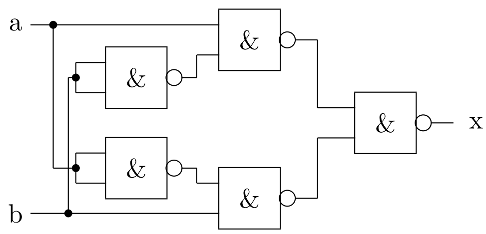


Bild b1p15

Beispiel 2

$x = \bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b} \cdot c$

$x = \overline{\overline{\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c + \bar{a} \cdot b \cdot \bar{c} + a \cdot \bar{b}}}$

$x = \overline{\overline{\bar{a} \cdot \bar{b} \cdot c} \cdot \overline{\bar{a} \cdot b \cdot \bar{c}} \cdot \overline{a \cdot \bar{b}}}$

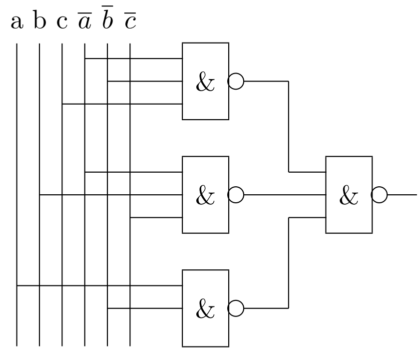


Bild b1p16

1.3.2 Rechnerbausteine

1.3.2.1 Addierer

Halbaddierer a + b = Ergebnis e und Übertrag c

a	b	e	c
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	1

$$e = a \oplus b$$
$$c = a \cdot b$$

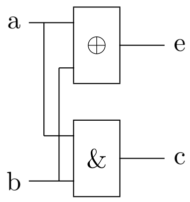


Bild b1p17

Volladdierer $a_i + b_i + c_i$ = Ergebnis e_i und Übertrag c_{i+1}

a_i	b_i	c_i	e_i	c_{i+1}
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

$$e_i = (a_i \oplus b_i) \oplus c_i$$
$$c_{i+1} = a_i \cdot b_i + c_i \cdot (a_i \oplus b_i)$$

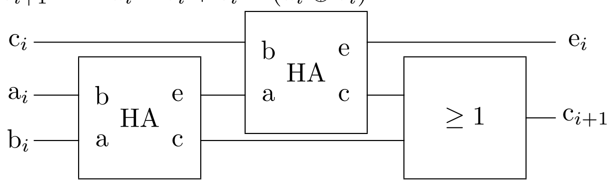
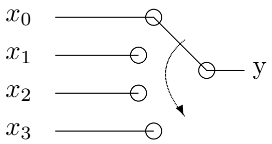


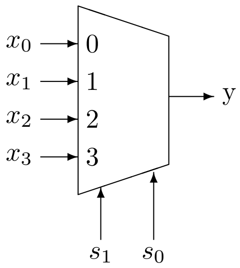
Bild b1p18

Subtrahierer x = a + (-b) mit -b = $\overline{b}$ + 1 (2-er Komplement)

1.3.2.2 Multiplexer



mehrstufiger Umschalter



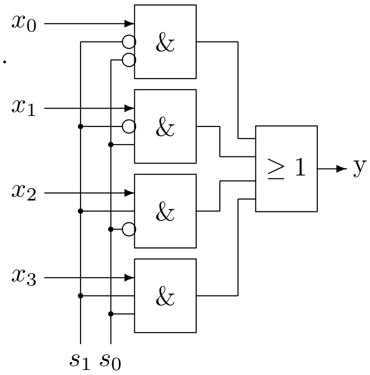


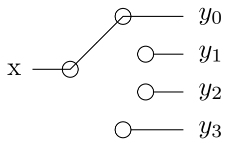
Bild b1p20

Bild b1p21

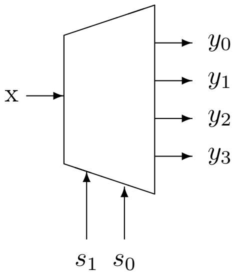
s_1	s_0	y
0	0	x_0
0	1	x_1
1	0	x_2
1	1	x_3

Statische Anwendung:
Boole'sche Funktion y = f(s) durch Belegung der Eingänge eines Multiplexers mit festen Werten x_i

Demultiplexer



mehrstufiger Umschalter



s_1	s_0	y_0	y_1	y_2	y_3
0	0	x	0	0	0
0	1	0	x	0	0
1	0	0	0	x	0
1	1	0	0	0	x

Bild b1p20a

1.3.2.3 PROM

Programmable Read-only Memory
Funktionswerte { d_i } = f(a) werden über Adreßwerte { a_i } aus einem Speicher gelesen, der wahlfrei (RAM) adressierbar ist. Die Zuordnung der Funktionswerte zu den Adressen erfolgt durch "Brennen" der zugehörigen Verbindungen.

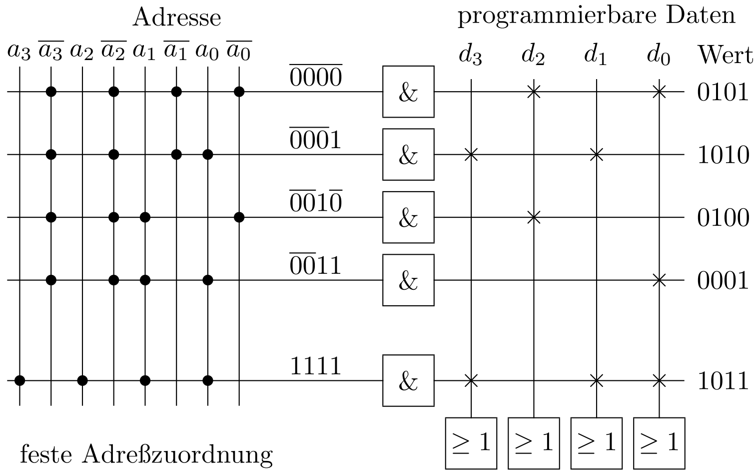


Bild b1p22

1.3.2.4 PAL

Programmable Array Logic
Zum PROM inverse Festlegung von Funktionswerten zu (programmierbaren) Adressen.

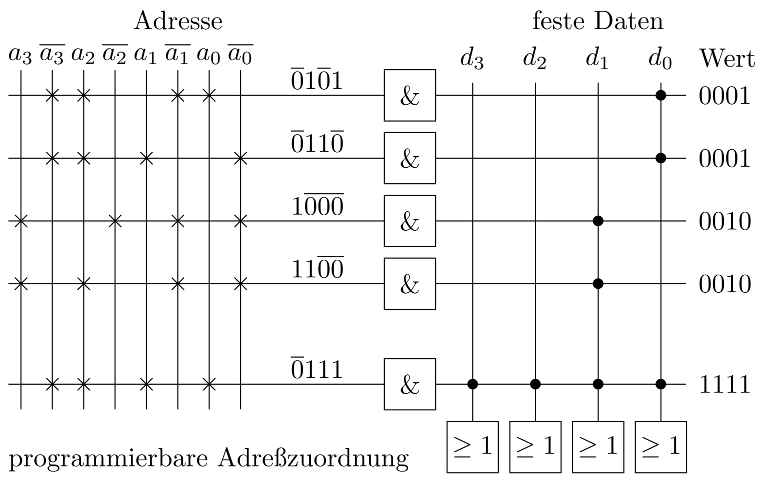


Bild b1p23

1.4 Sequentielle Schaltungen

1.4.1 Zeitverhalten

Gatterlaufzeiten
Schaltverzögerung (delay time t_d)

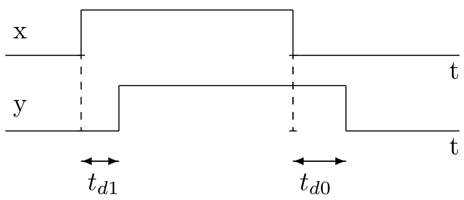
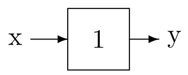
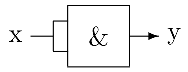


Bild b1p24

Identität



z.B.



oder

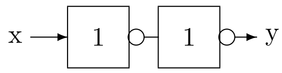


Bild b1p24a

Flankensteilheit Anstiegs- und Abfallzeit (rise time t_r, fall time t_f)

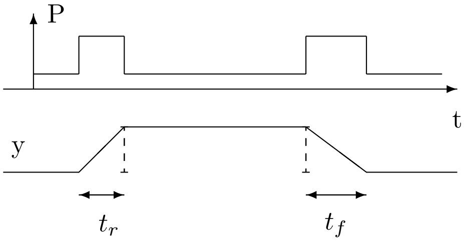


Bild b1p25

in der Regel ist $t_{d0} \approx t_{d0} \approx t_r \approx t_r$ und hängt von der verwendeten Halbleitertechnologie ab.

Technologie	t_d
TTL	5 ns
ECL	1 ns
CMOS	15 ns

Ansprechschwellen (threshold)

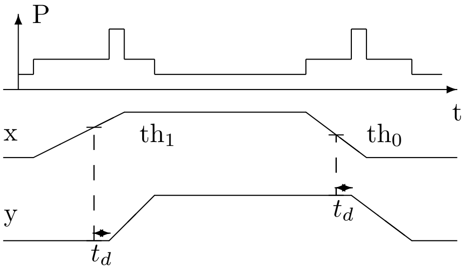


Bild b1p26

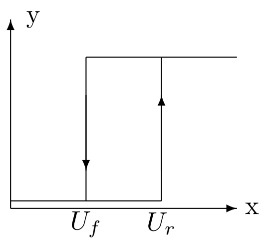


Bild b1p26a

Kennlinie (Schmitt-Trigger: $U_f < U_r$)

1.4.2 Bistabile Schaltungen

Elementare Schaltwerke, Automaten

a) Rückgekoppeltes NAND instabile Kippstufe, Multivibrator

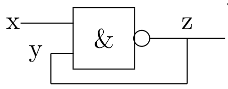


Bild b1p27

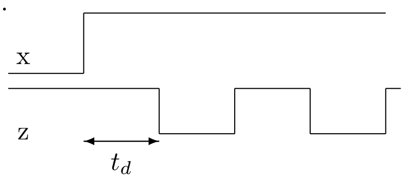


Bild b1p27a

x	y	z = $\overline{xy}$
0	0	1
0	1	1
1	0	$1 = \overline{y}$
1	1	$0 = \overline{y}$

x	y(t)	y(t+t_d)	y(t+2t_d)	
0	0	1	1	y = 1 = const
1	1	0	1	$f_y = 1/2t_d \approx 100MHZ$

b) bistabile Kippstufe

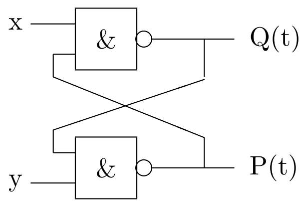
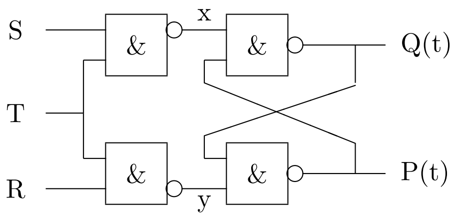
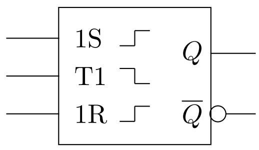


Bild b1p28

x	y	Q(t)	P(t)	Q	P(t+t_d)	Q	P(t+2t_d)
0	0	1	1	1	1	1	1 = const $\overline{clear}$
0	1	1	P_t	1	$0 = \overline{Q_t}$	1	0 = const (set)
1	0	Q_t	1	0	1	0	1 = const (reset)
1	1	1	1	0	0	1	1 $\neq$ const (instabil)
1	1	1	0	1	0	1	0 = const (bi)stabil
1	1	0	1	0	1	0	1 = const (bi)stabil
1	1	0	0	1	1	0	0 $\neq$ const instabil

c) RS–Flipflop



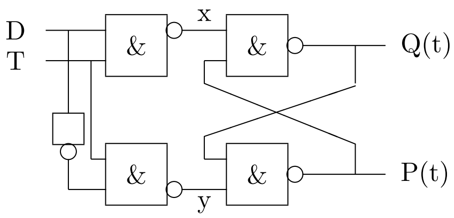


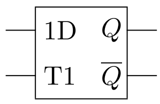
Schaltsymbol

Bild b1p29

R	S	T	x	y	Q	P
0	0	0	1	1	Q_0	$P_0 = \overline{Q_0}$ = const
1	0	0	1	1	Q_0	$P_0 = \overline{Q_0}$
0	1	0	1	1	Q_0	$P_0 = \overline{Q_0}$
1	1	0	1	1	Q_0	$P_0 = \overline{Q_0}$
0	0	1	1	1	Q_0	$P_0 = \overline{Q_0}$ = const
1	0	1	1	0	0	1 (reset)
0	1	1	0	1	1	0 (set)
1	1	1	0	0	1	1 instabil

d) D-Flipflop Speicherelement für 1 Bit
Ausschließen des instabilen Zustands durch D = S = $\bar{R}$



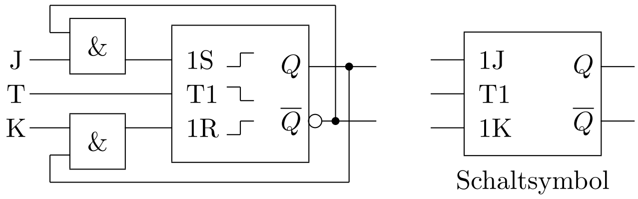


Schaltsymbol

Bild b1p30

D	T	x	y	Q
0	0	1	1	Q_0
1	0	1	1	Q_0
0	1	1	0	0 = D (set)
1	1	0	1	1 = D (reset)

e) JK-Flipflop



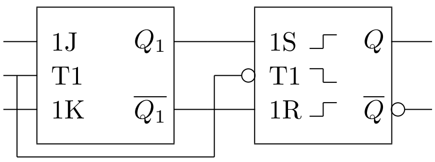
Schaltsymbol

Bild b1p31

J	K	Q_0	S	R	Q(T) für T = 1	
0	0	0	0	0	Q_0	Store
0	0	1	0	0	Q_0	Store
0	1	0	0	0	$0{=}Q_0$	Reset
0	1	1	0	1	0	Reset
1	0	0	1	0	1	Set
1	0	1	0	0	$1{=}Q_0$	Set
1	1	0	1	0	$1{=}\overline{Q_0}$	Kippen
1	1	1	0	1	$0{=}\overline{Q_0}$	Kippen

f) Master-Slave-Flipflop

Serienschaltung von einem JK– und einem RS–Flipflop.
Ein- und Ausgang werden entkoppelt. Das neue Signal erscheint erst nach Beendigung des Taktimpulses (verzögert), an dessen Endflanke (flankengesteuertes Flipflop).



J	K	S(T)	Q(T)	Q($\overline{T}$)
0	0	Q_0	Q_0	Q_0
0	1	0	Q_0	0
1	0	1	Q_0	1
1	1	$\overline{Q_0}$	Q_0	$\overline{Q_0}$

Bild b1p32

g) T-Flipflop

Anwendung eines Master-Slave-Flipflops zum Zählen

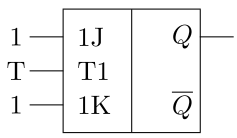


Bild b1p32a

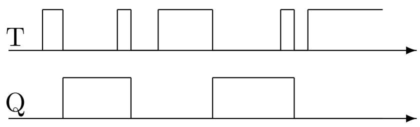


Bild b1p32b

1.4.3 Register

a) Speicherregister (latch)
Parallelschaltung von n D-Fliflops mit gemeinsamen Ladevorgang (Load)

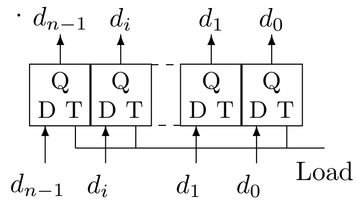


Bild b1p33

b) Zähler (counter) Sequentielle Addition
Serienschaltung von T-Flipflops.
Rücksetzen (reset) durch J = K = 0 beim nächsten Taktimpuls (synchrones Reset).
Die Steuerung für Vorwärts/Rückwärtszählen (F/R) erfolgt durch Nutzung des Q- bzw des $\overline{Q}$-Ausgangs (Die Umschaltung kann durch ein XOR simuliert werden).

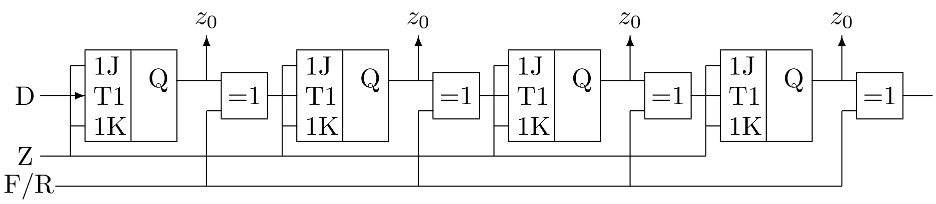


Bild b1p34

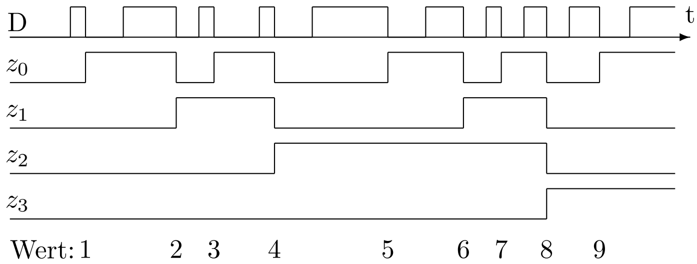


Bild b1p34a

c) Teiler

Serienschaltung von Master-Slave-Flipflops und Rücksetzen nach Erreichen bestimmter Werte (binär, dezimal, beliebig), die durch eine logische Verküpfung der Zählerstandswerte bestimmt wird (R = f(z)). Dieser Übertrag (Carry) kann als Eingangstakt für eine nächste Stufe (Stelle) dienen.

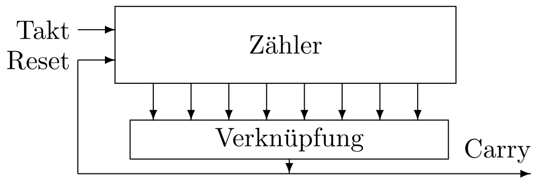


Bild b1p35

Z.B. z = (1001) = 9 ergibt einen Dezimalzähler (0 ... 9).

d) Schieberregister

Serienschaltung von JK-Flipflops mit seriellem Eingang und parallelem Ausgang (Seriell-Parallel-Wandler)

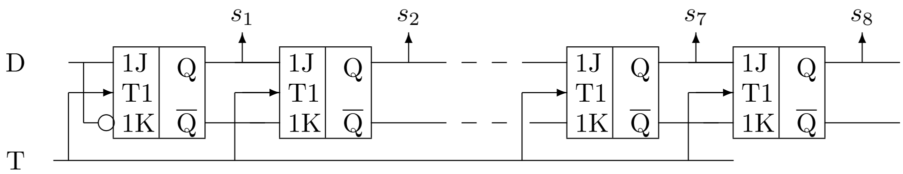


Bild b1p36

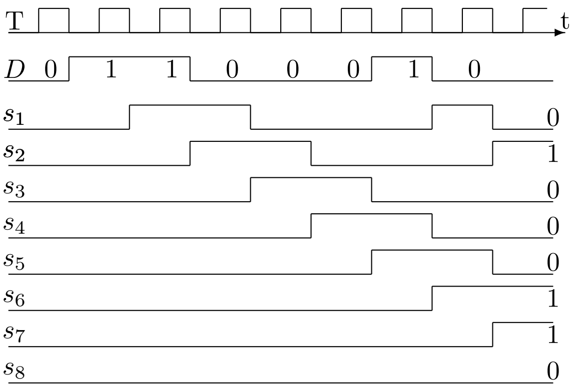


Bild b1p36a

Nach 8 Takten stehen die 8 seriell eingegangenen Bits "0 1 1 0 0 0 1 0" an den Ausgängen $s_8..s_1$ zur Verfügung

e) Parallel-Seriell-Wandler
Schieberegister mit parallem Laden (Load) und seriellem Ausgang

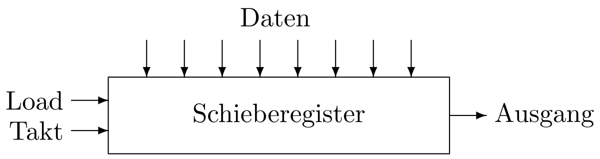


Bild b1p37

f) FIFO (First In First Out)
Registersatz, der von oben geladen und nach unten entleert wird.
Die oben mit einem Ladesignal eingegebenen Daten werden in das unterste noch freie Register gebracht. Wenn das FIFO voll ist, wird ein entsprechendes Signal gegeben.
Mit dem Signal "Hole" werden Daten aus dem untersten Register abgeholt. Die übrigen Daten rücken im FIFO nach. Wenn das FIFO keine Daten mehr enthält, wird das Signal "Leer" abgegeben.
Das FIFO ist ein Speicher mit sequentiellem Zugriff (SAM, sequential access memory).

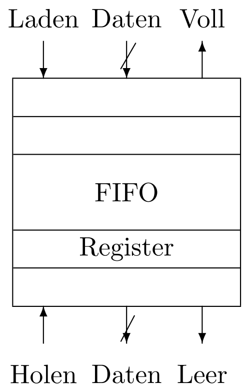


Bild b1p38

1.5 Schaltungstechniken

Halbleiterfamilien

	Familie	V_{CC}	t_p/ns	P/mW
TTL	Transistor Transistor Logic	5.0 V	1.5 ... 15	1 ... 22
ECL	Emitter Coupled Logic	–5.2 V	2	50
CMOS	Complementary Metal Oxide Silicon	2 ... 15 V	10 ... 50	1 ... 10

Bild b1p09

Lastfaktoren

$$\begin{array}{l}\text{Ausgangslastfaktor}\\ \text{(fan out)}\end{array} = \frac{\text{min Ausgangsstrom des Senders}}{\text{max Eingangsstrom des Empfängers}} = \begin{array}{l}\text{Vielfaches einer Eingangs-}\\ \text{last mit der ein Ausgang}\\ \text{belastet werden darf}\end{array}$$

Eingangslastfaktor (fan in) = Vielfaches einer normalen Eingangslast

Typischerweise ist innerhalb einer Familie der Ausgangslastfaktor (fan out) = 10

Typische Bauformen von Integrierten Halbleiterschaltungen (Dual In Line)

1.5.1 Klassische Bauelemente

Aus diskreten Bauelementen (selten)

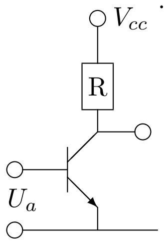


Bild b1p09a

Eingangsspannung	für "0":	$U_{IL} \leq 0.7V$ (abhängig vom Halbleitertyp)
	für "1":	$U_{IH} \geq 0.7V$ (abhängig vom Halbleitertyp)
Eingangsstrom	für "0":	$I_{IL} = 0$ (praktisch kein Eingangsstrom)
	für "1":	$I_{IH} \approx 0$ (geringer Eingangsstrom)
Eingangsimpedanz	für "0":	sehr hoch (praktisch kein Eingangsstrom)
	für "1":	hoch (geringer Eingangsstrom)
Ausgangsspannung	für "0":	$U_{OL} \geq 0.4V$ (abhängig vom Halbleitertyp)
	für "1":	$U_{OH} \leq V_{CC} - N * I_{I1}$ (abhängig von N * Last)
Ausgangsstrom	für "0":	$I_{OL} < 0$ (Stromsenke)
	für "1":	$I_{OH} < V_{CC}/R$ (mäßig, abhängig vom Arbeitswiderstand R)
Eingangsimpedanz	:	(Low und High) sehr hoch
Ausgangsimpedanz	für "0":	(Low) sehr niedrig
	für "1":	(High) mäßig

Ein Ausgang kann eine sehr hohe Anzahl von Eingängen versorgen (fan out)

1.5.2 TTL, Transistor-Transistor-Logik

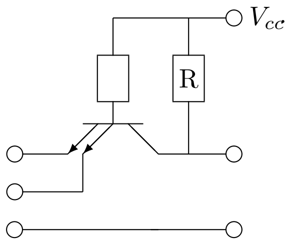


Bild b1p09b

.Kennzeichen:
Eingänge an den Emittern von Multi-Emitter-Transistoren (Stromquellen) → Eingangsstrom für logische "0" ist negativ!
Der Arbeitswiderstand R wird durch ein Transistorenpaar gebildet.

Bei der Low Power Schottky Familie handelt es sich tatsächlich um DTL (Dioden-Transistor-Logik) s. Bild b1p09.

Familie	4*NAND	V_{cc}	U_{IH}	U_{IL}	U_{OH}	U_{OL}	ΔU	t_p	P
TTL (Standard)	7400	$5 \pm 5\%$	2,0	0,8	2,4	0,4	1,0	10	10
H (High Speed)	74H00	$5 \pm 5\%$	2,0	0,8	2,4	0,4	1,0	5	22
L (Low Power)	74L00	$5 \pm 5\%$	2,0	0,8	2,4	0,4	1,0	15	1
S (Schottky)	74S00	$5 \pm 5\%$	2,0	0,8	2,4	0,5	1,0	3	20
LS (Low Power Schottky)	74LS00	$5 \pm 5\%$	2,0	0,8	2,4	0,5	0,8	10	2
FS (Fast Schottky)	74FS00	$5 \pm 5\%$	2,0	0,8	2,4	0,5	0,8	2	2
AS (Advanced Schottky)	74AS00	$5 \pm 5\%$	2,0	0,8	2,4	0,5	0,8	1,5	2
ALS (Advanced LS)	74ALS00	$5 \pm 10\%$	2,0	0,7	3,0	0,4	0,8	4	1

Alle Spannungen in Volt, Schaltzeit tp in ns, Leistung P in mW pro Gatter

Ein- und Ausgangsströme (bei Standard – TTL):
$I_{IL} = -1.6\,mA$ $\quad I_{OL} = -16\,mA$ $\quad I_{IH} = 0.040\,mA$ $\quad I_{OH} = 0.400\,mA$

1.5.3 ECL, Emitter-Coupled-Logic

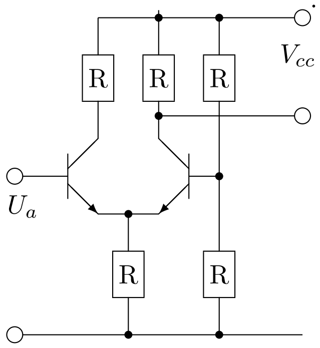


Bild b1p09e

Kennzeichen:
Ungesättigte Logik: keiner der Transistoren ist in Sättigung, d.h. weder vollständig gesperrt oder vollständig durchgeschaltet ($0 < I < (V_{cc} - 0.4V)/2R$)

Familie	4*NOR	V_{cc}	U_{IH}	U_{IL}	U_{OH}	U_{OL}	ΔU	t_p	P
ECL	10K102	-5,2	-5,0	-1,5	-5	-1,7	0,4	2	50

Alle Spannungen in Volt, Schaltzeit tp in ns, Leistung P in mW pro Gatter

1.5.4 CMOS

Complementary Metal Oxide Silicon

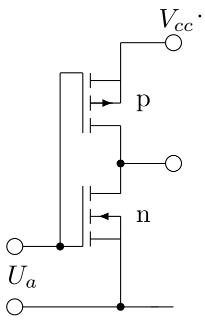


Bild b1p09c

Kennzeichen:
Feldeffektransistoren (MOSFET) als aktive Elemente, Arbeitswiderstände werden durch komplementäre Transistoren gebildet

Familie	4*NAND	V_{cc}	U_{IH}	U_{IL}	U_{OH}	U_{OL}	ΔU	t_p	P	C_P
CMOS	4011	3...15	4...8	1...2	4,5...9	0,5	0.5 V_{cc}	50	1	
HCMOS	74HC00	2...6	0.7 V_{cc}	$0.2 \cdot V_{cc}$	V_{cc}–0.3	0,1	0.5 V_{cc}	10	3	20 pF
HCTMOS	74HCT00	5 ± 0.5	2.0	0.8	V_{cc}–0.1	0.33	0.5 V_{cc}	18	3	20 pF

Alle Spannungen in Volt, Schaltzeit tp in ns, Leistung P in mW pro Gatter bei 1 MHz Schaltfrequenz. Die Leistungsaufnahme ist weitgehend proportional zur Schaltfrequenz, ausgedrückt über die Leistungskapazität C_P:
$P = U^2/R_C = U^2 \cdot 2\pi f C_P$

1.5.5 Kompatibilität

Die verschiedenen Familien - bis auf ECL - können miteinander gekoppelt werden, wenn die Lastfaktoren (fan out) beachtet werden.

Fan-Out	ALS	F	AS	LS	L	S	N	H
ALS	20	20	10	20	40	10	10	4
F	25	25	10	25	48	10	12	10
AS	50	50	10	50	100	10	10	10
LS	20	50	8	20	40	10	5	4
L	10	10	1	10	20	1	2	1
S	50	50	10	50	100	10	12	10
N	20	20	8	40	40	8	10	8
H	25	25	10	25	50	10	12	10

Ein Standard (N) –TTL– Ausgang kann 10 Standard TTL - Eingänge betreiben

Ein Low-Power (L) –TTL– Ausgang kann 2 Standard TTL - Eingänge betreiben

Standard Package:
pinkompatible TTL, HCMOS Bauformen:

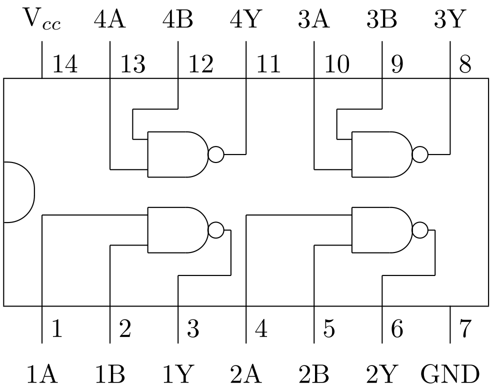


Bild 7400

Auswahl:

7400	4 Dual NAND
7402	4 Dual NOR
7404	6 Inverter
7408	4 Dual AND
7410	3 Triple NAND
7420	2 Quad NAND
7430	1 Oct NAND
7473	2 JK – Flipflops
7474	2 D – Flipflops
74151	8-fach Mux
74154	4 zu 16 Decoder
74161	4 bit Zähler
74164	8 bit ser.in – par.out shift reg
74165	8 bit par.in – ser.out shift reg
74181	4 bit ALU

1.5.6 Parallelschaltung

Eingänge können je nach Lastfaktor eines Ausgangs parallel geschaltet werden
Ausgänge können in der Regel nicht parallel geschaltet werden !
Open Collector Ausgänge mit offenem Kollektor können als "wired OR" (verdrahtetes ODER) an einem gemeinsamen äußerem Arbeitswiderstand R betrieben werden.

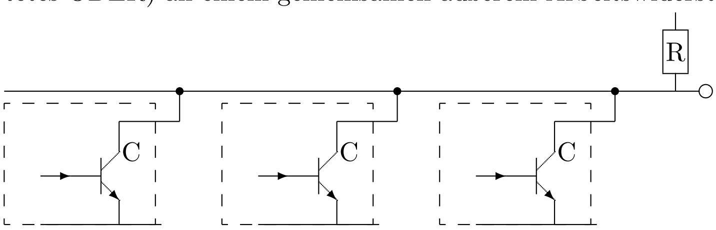


Bild WiredOr

Elektronische Bauelemente

1.6 Leiter und Isolatoren

1.6.1 Ohm'sche Widerstände

$$\boxed{R = \rho \cdot l/A}$$

ρ = spezifischer Widerstand (materialabhängig),
l = Länge, A = Querschnitt
$\sigma = 1/\rho$ spezifische Leitfähigkeit
Maßeinheiten: $[\rho] = \Omega \cdot m^2/m = \Omega m$

Kohleschichtwiderstand ±5% (0.1 bis 10 Watt)
Metallschichtwiderstand ±1%
Metalldrahtwiderstand ±1% (bis 100 Watt)

Material		ρ in $10^{-8}\Omega m$
Ag	Silber	1.6
Au	Gold	2.1
Al	Aluminium	2.9
C	Kohle	6500
Cu	Kupfer	1.8
Fe	Eisen	9.8
Hg	Quecksilber	96
Pt	Platin	10.5
Konstantan	Cu54, Ni45, Mn1%	50

1.6.2 Varistoren

VDR Voltage Dependent Resistor, Varistor,
spannungsabhängiger Widerstand: R = R(U)
(Verringerung des Widerstands durch Spannung)

$$\boxed{R = K/U^{\alpha-1}}$$

SiC (SiliziumCarbid) : $\alpha \approx 5$
ZinkOxid (ZnO): $\alpha > 30$

1.6.3 Sensitive Widerstände, Sensoren

Thermistoren Temperaturabhängige Widerstände

NTC Negative Temperature Coefficient,
Heißleiter, NTC-Widerstand.
– Eisen-Nickel-Cobalt-Oxid-Keramik
$R = R_0 \cdot e^{-b(1/T-1/T_0)}$
R_0 = Widerstand bei $T_0 = 0^0C = 273.15K$
R_0 typ. $1k\Omega$ $b = 2000...5000K$
– Halbleiter (Ge, Si) $b = E_c/2k$
Bindungsenergien $E_c = 1.14$ eV (Si); 0.67 eV (Ge)

PTC Positive Temperature Coefficient,
Kaltleiter, PTC-Widerstand.
BariumTitanat-Keramik (ferroelektrisch)
$R = R_0 \cdot e^{k(T-T_0)}$ $k \approx 0.2/K$
R_0 (Widerstand bei $T_0 = 0^0C$) typ. 20Ω

Metalle: $R = R_0 \cdot (1 + T_k(T - T_0))$
Platin (PT100): $R_0 = 100\,\Omega$ bei 0^0C

$$T_k(Pt) = 3.93 \cdot 10^{-3}/K$$
$$T_k(Ag) = 4.1 \cdot 10^{-3}/K$$
$$T_k(Al) = 4.3 \cdot 10^{-3}/K$$
$$T_k(Cu) = 6.8 \cdot 10^{-3}/K$$

Druckabhängige Widerstände

Metalle: $R = R_0 \cdot (1 + k(p - p_0))$ $R_0 \approx 10k\Omega$
und $k = -10... + 150 \cdot 10^{-5}/MPa$

Photowiderstände Beleuchtungsabhängige Widerstände

Halbleiter: s. Photodiode, Phototransistor
Isolatoren (z.B. ZnO): Photonenabsorption und Elektron-Loch-Paarbildung

1.6.4 Isolatoren

Isolationswiderstand $\rho = 10^{13}...10^{16}\,\Omega m$
Durchschlagsfestigkeit 1 .. 100 kV/mm

1.7 Aktive Bauelemente

1.7.1 Relais

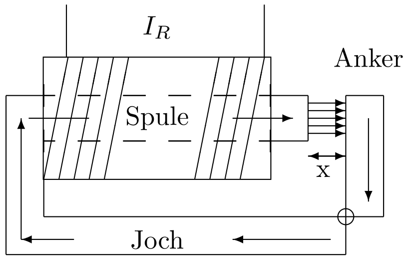


Bild relais

Anziehungskraft auf den Anker:

$F = \frac{AB^2}{2\mu_0}$ mit $B = \frac{\mu_0 N I_R}{x + l/\mu_{Fe}}$

A = Querschnitt,
x = Ankerabstand, l = Jochlänge,
μ_{Fe} = Permeabilität des Eisenjochs

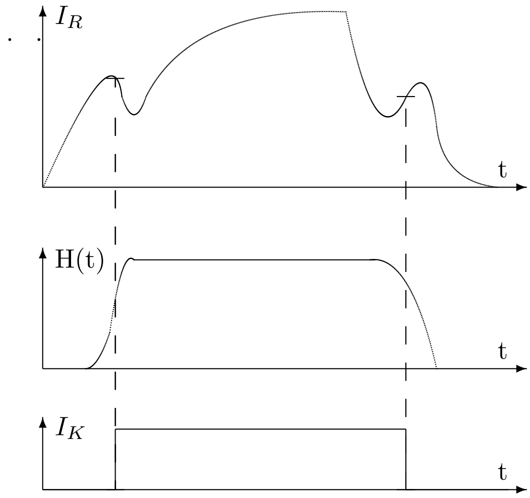


Bild relkenn

1.7.2 Elektronenröhren

1.7.2.1 Dioden

Kathode K mit Heizung H . "verdampft" Elektronen (Glühelektronen-Emission) Anode (positiv) "saugt" Elektronen auf.

Kennlinie $I_A = I(U_A) =$ für $I_A < I_S$

$$\boxed{I_A = K\sqrt{\frac{2e}{m}}\,U_A^{3/2}} \qquad \text{(Schottky-Langmuir)}$$

Sättigungsstrom: $I_S = A\,T^2 e^{eU_K/kT}$ (Richardson)

Anlaufstrom (für $U_A < 0$): $I_A = I_0 \cdot e^{eU_A/kT}$ (Maxwell)

T = (absolute) Temperatur der Kathode
eU_K = Austrittsarbeit aus Kathode

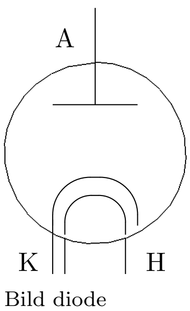


Bild diode

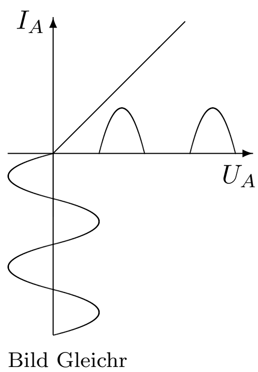


Bild Gleichr

Gleichrichterwirkung

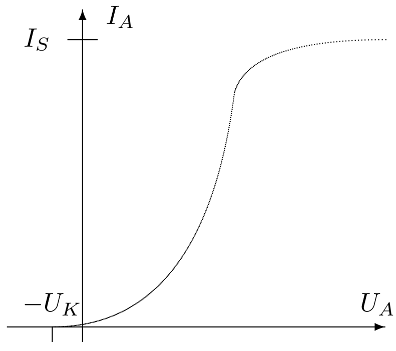


Bild diokenn

1.7.2.2 Trioden

Gitter (negativ gegen Kathode) bremst die Elektronen-Emission der Kathode (Steuergitter)

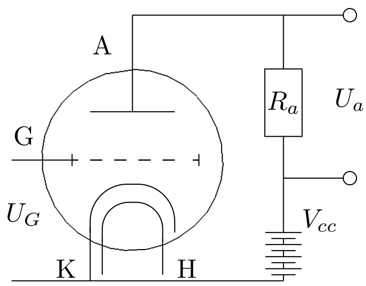


Bild triode

Verstärkung: $V = -S\frac{R_a R_i}{R_a + R_i}$

Kennlinienfeld $I_A = I(U_G, U_A)$

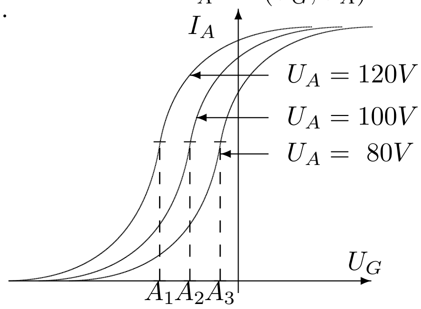


Bild triokenn

Arbeitspunkte A im linearen Bereich
Steilheit $S = \delta I_A / \delta U_G$
Durchgriff $D = -\delta U_G / \delta U_A$
Innenwiderstand $R_i = \delta U_A / \delta I_A$

Elektronen im E-Feld der Triode: Die aus der Kathode austretenden Elektronen haben eine Maxwell'sche Geschwindigkeitsverteilung ($n(E) = n_0\, e^{-E/kT}$), die mit der Kathodentemperatur T anwächst (Mittelwert $\bar{E} = \frac{3}{2}kT$).
Bei einem negativ vorgespannten Gitter müssen die Elektronen gegen einen "Potentialberg" anlaufen, was nur wenige "heiße" Elektronen schaffen.
Auf dem Weg zur Anode gewinnen sie kinetische Energie ($\frac{1}{2}mv^2$), die sie aus der potentiellen elektrischen Energie (eU) beziehen.

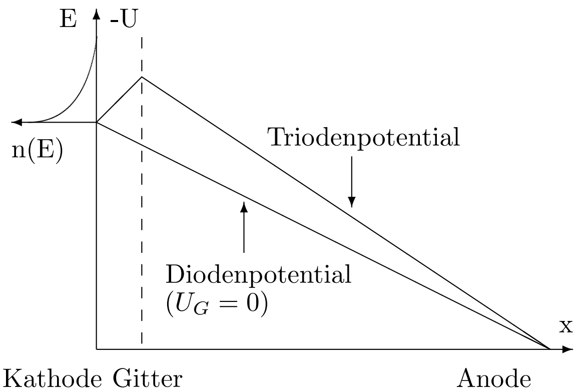


Bild triopot

Wegen der Zylindersymmetrie einer Röhre fallen in der Realität alle Potentiale mit 1/r ab.

1.7.2.3 Pentoden

Bremsgitter BG (negativ gegen Anode) bremst die Sekundär-Elektronen-Emission der Anode
Schirmgitter SG (auf Anoden-Potential) beschleunigt die Elektronen ohne sie "aufzusaugen"

1.7.2.4 Hexoden

Zwei Steuergitter (G_1 und G_2) wirken wie 2 in Serie geschaltete Schalter (logisches UND)

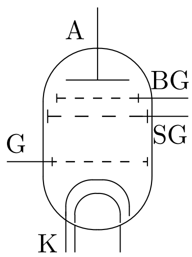


Bild pentode

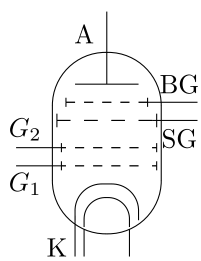


Bild hexode

1.7.2.5 Bildröhren

Braun'sche Röhre = CRT = Cathode Ray Tube = Kathodenstrahlröhre
Fernsehröhre, Bildschirm, Monitor mit magnetischer Ablenkung
Oszilloskopenröhre mit elektrostatischer Ablenkung

Kathode, Steuergitter und Anode bilden eine. "Elektronenkanone"
Farbbildschirme besitzen jeweils 3 davon (RGB = Rot, Grün, Blau).
Die Fokussierungselektroden bilden eine "Elektronenlinse" mit variabler Brennweite f.
Die Geschwindigkeit der Elektronen ergibt sich aus dem Energiesatz.

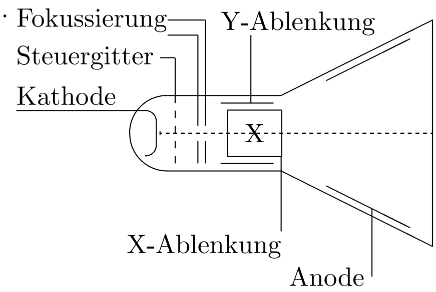


Bild CRT

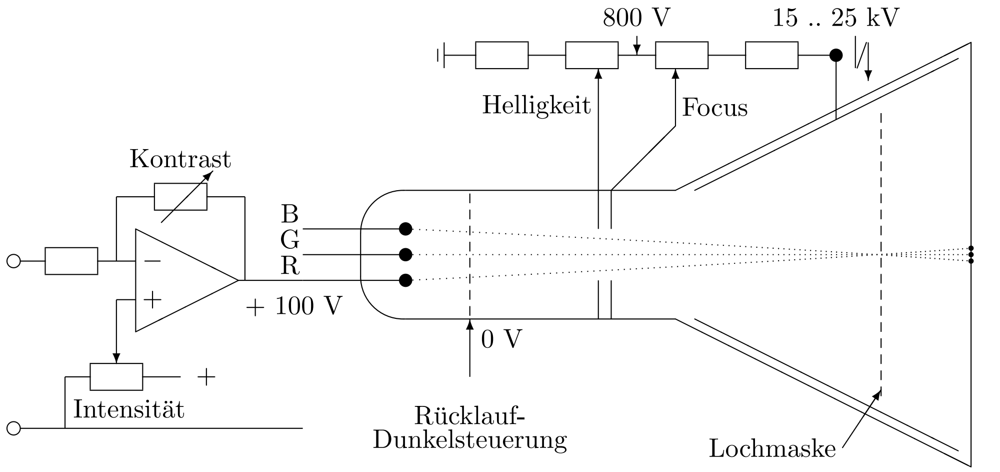


Bild Farbcrt

Eine **Elektronenlinse** besteht im wesentlichen aus. 2 Lochblenden mit unterschiedlichem Potential, deren Äquipotentialflächen aus den Blendenöffnungen "herausragen"; hier werden die Elektronen auf die Kraftlinien (Feldlinien) abgelenkt, die auf den Äquipotentialflächen senkrecht stehen. Da die Elektronen in der zweiten, divergenten Hälfte durch die Beschleunigung auf den Feldlinien eine höhere Geschwindigkeit haben, kommen sie nicht mehr auf ihre alte Richtung zurück und werden so gebündelt.

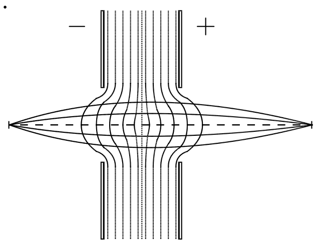


Bild Elinse

1.7.3 Halbleiter

1.7.3.1 Dioden

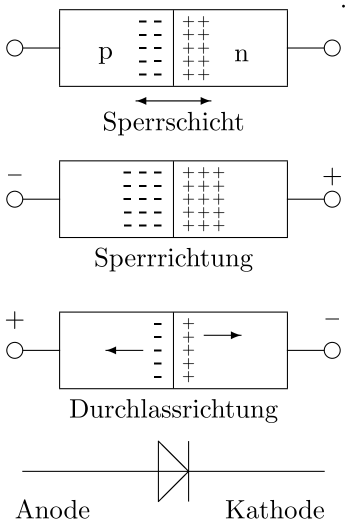


Bild hdiode

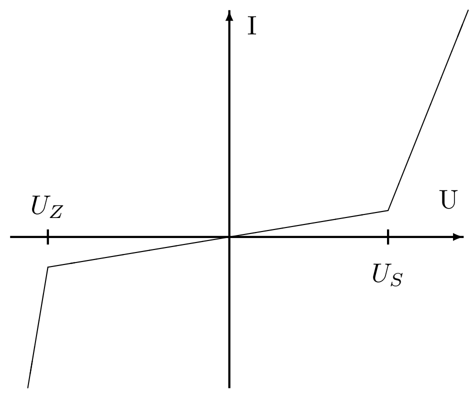


Bild hdiokenn

Durchlassstrom: $\boxed{I = Ke^{-E_g/kT}(e^{eU/kT} - 1)}$

E_g = Energielücke
U_S = Schleusenspannung (≈ 0.7 V bei Si)
U_Z = Durchbruchspannung (Zener-Spannung) $> 6V$

Gleichrichterdioden
U_Z bis 500 V, $I_F > 10A$, geringer Innenwiderstand

Schaltdioden
schnell, U_Z bis 50 V, $I_F < 0.1A$, geringer Innenwiderstand

Schottky-Dioden sehr schnell (< 1 ns), U_Z bis 50 V, $I_F < 1mA$

HF-Dioden (Golddraht-Dioden)
sehr schnell (> 10 GHz), $U_S < 0.1V$, U_Z bis 50 V, $I_F < 1mA$, Metall-Halbleiter

Photodioden
Reststrom in Sperrichtung ist beleuchtungsabhängig; $h\nu > E_g$ (Einstein)

Leuchtdioden
Photonenemission $h\nu = E_g$ (Einstein) bei Rekombination

Kapazitätsdioden, Varaktoren
Sperrschichtdicke in Sperrrichtung ergibt spannungsabhängige Kapazität

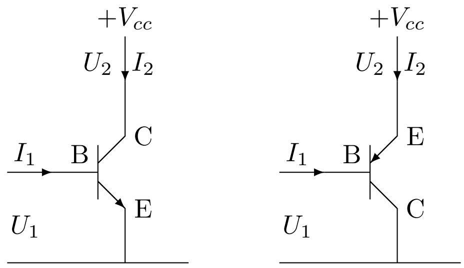
Tunneldioden
mit gekrümmter Kennlinie, mit negativer Steigung, HF-Oszillator

Zenerdioden
in Sperrrichtung betriebene Diode im Durchbruchbereich

Triggerdioden, DIAC
2 entgegengesetzt gepolte Dioden mit Durchlass im Durchbruch

1.7.3.2 Transistoren

Bipolare Transistoren



NPN-Transistor PNP-Transistor

Bild transist

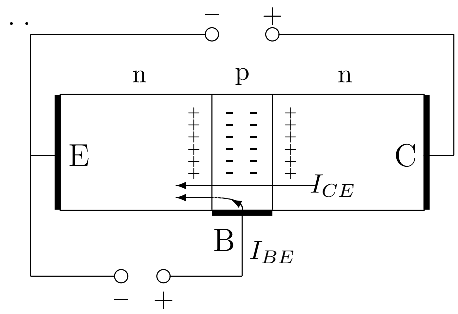


Bild tranfunk

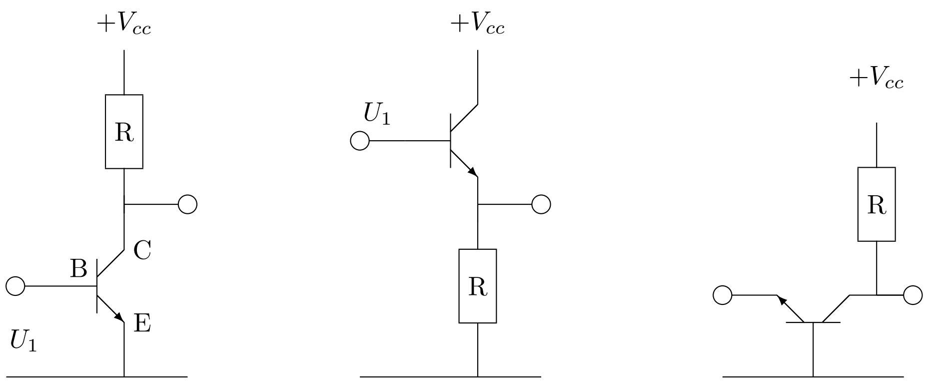
C	Collektor	sammelt die Majoritätsträger
E	Emitter	gibt die Majoritätsträger aus
B	Basis	Steuerelektrode, enthält die Majoritätsträger: (positive) Löcher bei NPN (negative) Elektronen bei PNP

. . Stromverstärkung $\beta = \frac{I_{CE}}{I_{BE}} \gg 1$

Stromfluß (der Majoritätsträger) vom Kollektor zum Emitter

Grundschaltungen

Emitter-, Basis-, Kollektorschaltung
je nachdem welche Elektrode für Ein- und Ausgangsspannung gemeinsam ist.



Emitterschaltung Kollektorschaltung Basisschaltung

Bild trangrun

Emitterschaltung	Kollektorschaltung (Emitterfolger)	Basisschaltung
Spannungsverstärkung: $v = -\frac{\beta R}{r_{BE}}$	Spannungsverstärkung: $v = 1$	Spannungsverstärkung: $v = +\frac{\beta R}{r_{BE}}$
Stromverstärkung: β	Stromverstärkung: β	Stromverstärkung: $\alpha = 1$

Differentieller Eingangswiderstand $r_{BE} = \frac{\delta U_{BE}}{\delta I_B}$

Vierquadranten-Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung

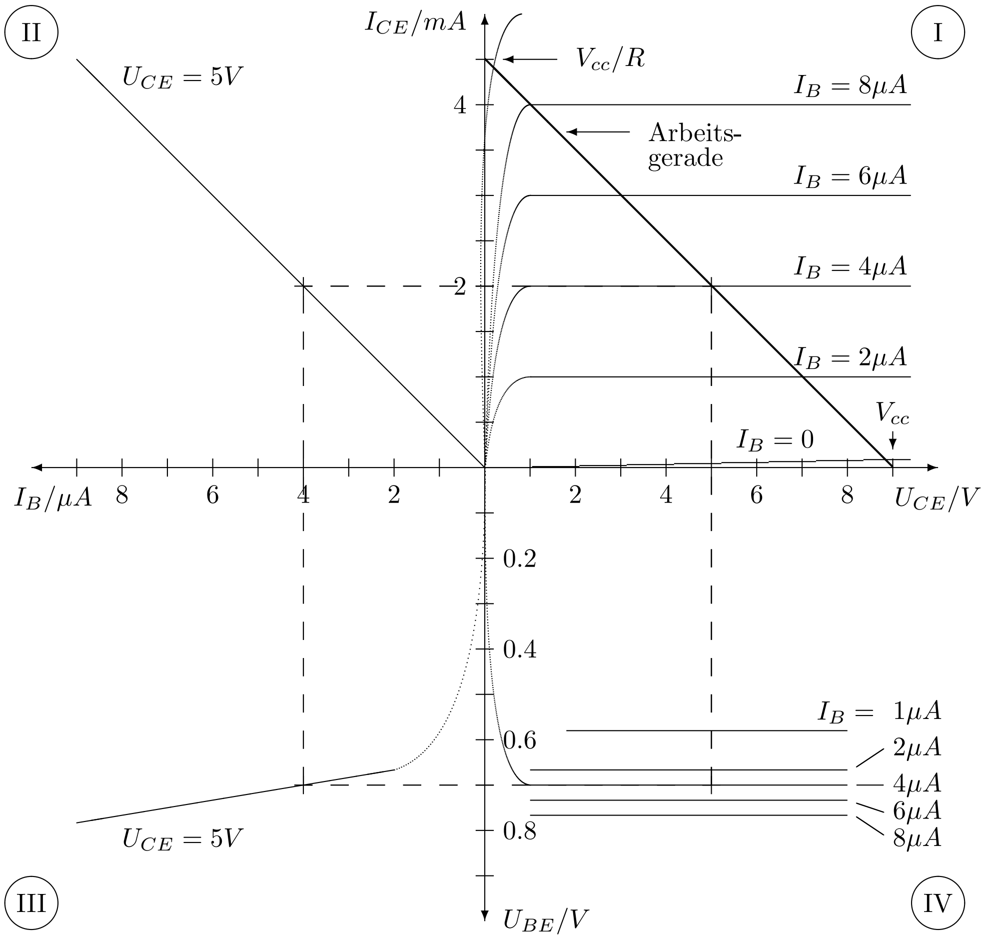


Bild trankenn

Ausgangskennlinie (Quadrant I): $I_C = I_C(U_{CE})$ bei $I_B = const$
Übertragungskennlinie (Quadrant II): $I_C = I_C(I_B)$ bei $U_{CE} = const$
(Stromverstärkung $\beta = \frac{I_{CE}}{I_{BE}}$ = Steigung)
Eingangskennlinie (Quadrant III): $I_B = I_B(U_{BE})$ bei $U_{CE} = const$
(differentieller Eingangswiderstand $r_{BE} = \delta U_{BE}/\delta I_B$ = Steigung)
Rückwirkungskennlinie (Quadrant IV): $U_{BE} = U_{BE}(U_{CE}, I_B) \approx const$

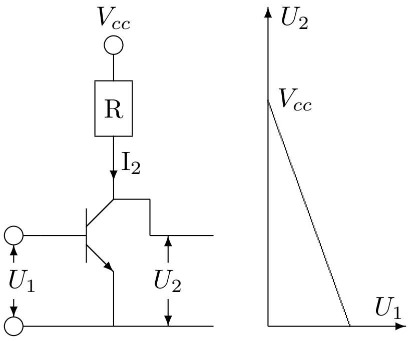
Transistoren als **Vierpole** (z.B. in Emitterschaltung):

$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 + Y_{12} \cdot U_2$ . .Eingangswiderstand $r_{BE} = 1/Y_{11}$ . .$Y_{12} \approx 0$
$I_2 = Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2$ Steilheit $S = Y_{21}$ (Verstärkung) $Y_{22} \approx 0$

Mit Vektoren und Matrizen: $\boxed{\vec{I} = \hat{Y} \cdot \vec{U} \quad \text{oder} \quad \vec{U} = \hat{H} \cdot \vec{I}}$

Analogverstärker

Einstufiger Verstärker (invertierend) .



Schaltung Kennlinie

Bild b1p08

$U_2 = V_{cc} - I_2 R$ mit $I_2 = Y_{21} U_1 + 0$
$U_2 = V_{cc} - RS\, U_1$

.Zweistufiger Verstärker
(nicht invertierend)

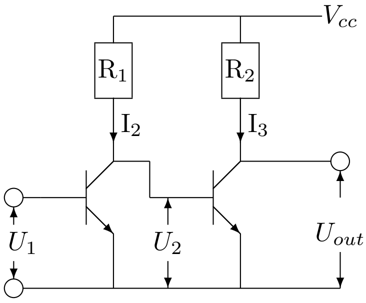


Bild b1p08a

$$
\begin{aligned}
U_{out} &= V_{cc} - I_3 R_2 \quad \text{mit } I_3 = Y_{21} U_2 + 0\\
U_2 &= V_{cc} - I_2 R_1 \quad \text{mit } I_2 = Y_{21} U_1 + 0\\
U_{out} &= V_{cc}(1 - R_1 Y_{21}) + R_1 R_2 Y_{21}^2 U_1\\
U_{out} &= V_{cc}(1 - RS) + RS^2 \cdot U_1
\end{aligned}
$$

1.7.3.3 Schalttransistoren

Sättigungsbetrieb in 2 Zuständen:
"gesperrt": $I_2 \approx 0$ und $U_2 \approx V_{cc}$
"leitend" : $U_2 \approx 0$ und $I_2 \approx V_{cc}/R$

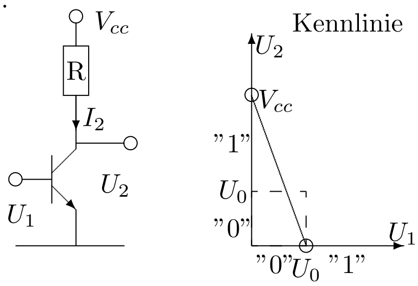


Bild b1p07a

1.7.3.4 Schottky-Dioden und -Transitoren. .

Besondere Halbleitertechnologie:
Dioden mit Halbleiter-Metallkontakten.
Sehr geringe Schaltzeiten ($< 100ps$)
und geringe Durchlaßspannung ($< 0.4V$).

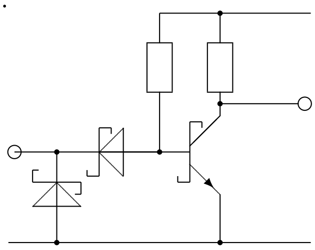


Bild b1p07b

1.7.3.5 Feld-Effekt-Transistoren

Feld-Effekt-Transistoren (FET) besonders kleine Eingangsströme ($I_1 \approx 0$)

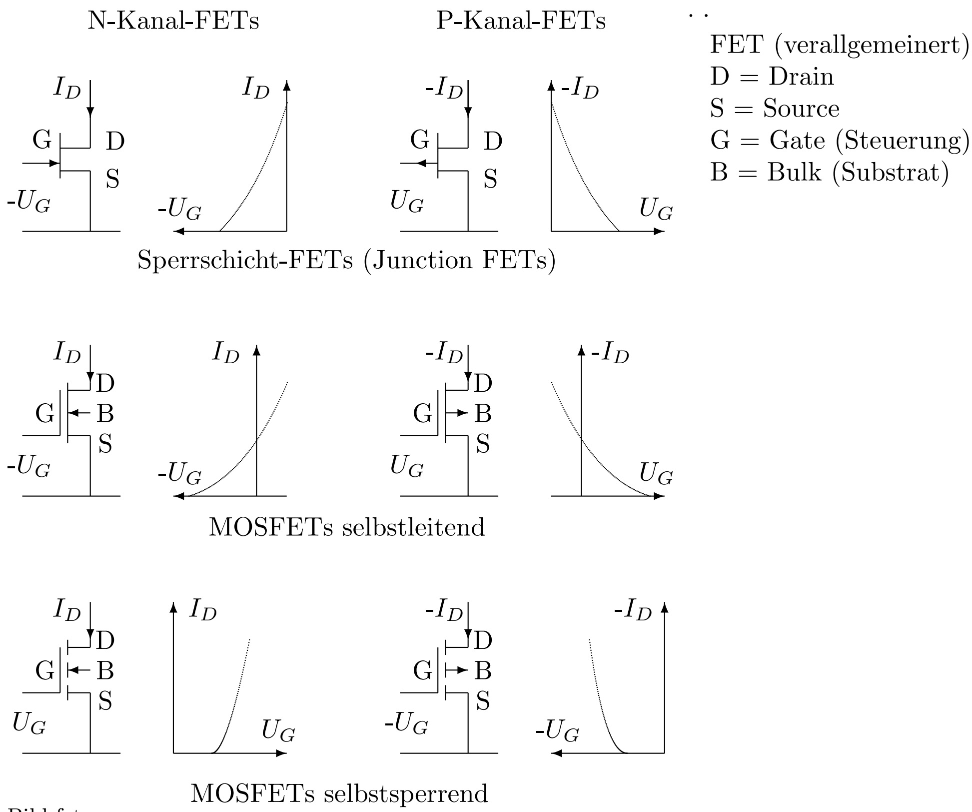
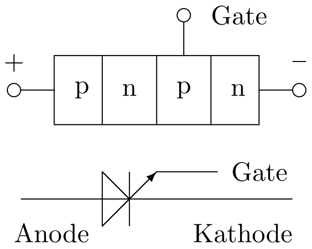


Bild fets

1.7.3.6 Thyristoren

PNPN-Vierschichtdiode
mit Zündelektrode (Gate)



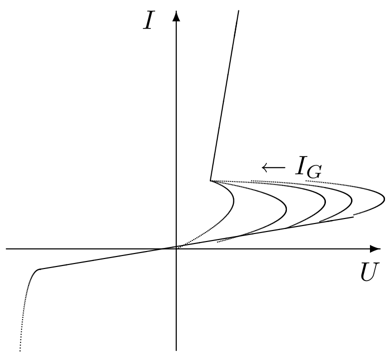
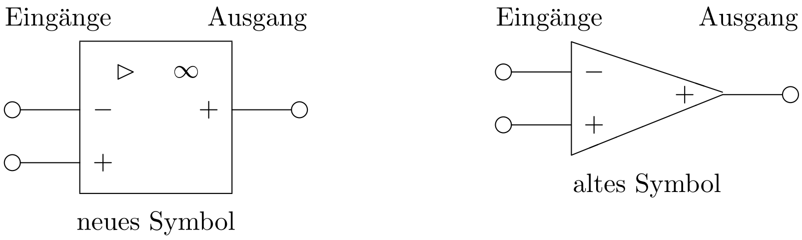


Bild thyrist

1.7.4 Operationsverstärker

Typischerweise integrierte Halbleiterschaltungen



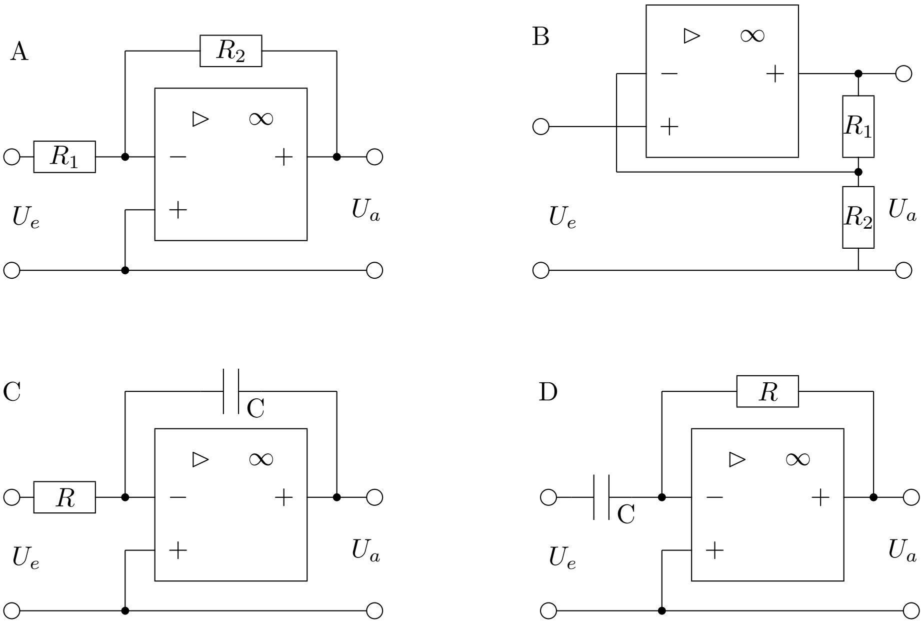


Bild opas

A Invertierender Verstärker: $U_a = -\frac{R_2}{R_1}\frac{A\beta}{1+A\beta}U_e \approx -\frac{R_2}{R_1}U_e$

mit Leerlaufverstärkung $A \approx \infty$ und Teilerfaktor $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$

B Nichtinvertierender Verstärker: $U_a = (1 + \frac{R_1}{R_2})U_e$

C Integrierender Verstärker: $U_a = -\frac{1}{RC}\int_0^t U_e(t')dt'$

D Differenzierender Verstärker: $U_a = -RC\frac{dU_e}{dt}$

1.8 Magnetspeicher

1.8.1 Magnetkernspeicher

Ringkernspeicher (Ferritkerne)

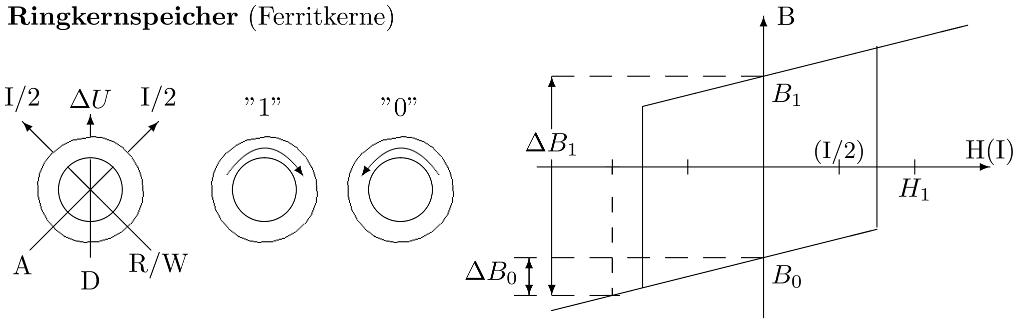


Bild n3p10c

Ferritring (Toroid), durch den 3 Drähte gefädelt sind, zur Adressierung (A), zur Datendarstellung (D) und zum Lesen (R). Die Speicherung erfolgt durch die Restmagnetisierung B_0, B_1 (Remanenz), die in 2 verschiedene Richtungen zeigen kann. Die Hysteresekurve zeigt den stilisierten Verlauf der Magnetisierung B in Abhängigkeit vom äußeren Feld H, das durch die Ströme (I) in den Drähten A und D erzeugt wird. Die Auswahl (Adressierung) eines Kerns erfolgt dadurch, daß sich die Magnetfelder beider Ströme addieren müssen, um die kritische Feldstärke H_1 zu erreichen.

Beim Lesen wird eine '0' geschrieben, so daß je nach Informationsinhalt ('0' oder '1') eine kleinere (ΔB_0) oder größere (ΔB_1) Flußänderung erzeugt wird, die im Lesedraht (R) einen entsprechenden Spannungsstoß induziert (destruktives Lesen). Anschließend müssen alle '1'-en neu geschrieben werden.

Beim Schreiben werden auch 2 Zyklen verwendet, je einer für die '0'-en und '1'-en.

1.8.2 Magnetplattenspeicher

Magnetische Aufzeichnung
Beim Schreiben wird durch den Schreibstrom (I) ein Magnetfeld erzeugt, welches auf der Magnetschicht eine Magnetisierung (Φ) hinterläßt, deren Richtung die binäre Information repräsentiert.

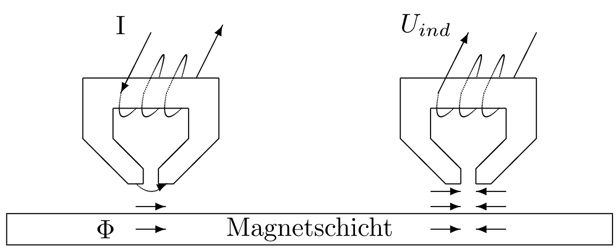


Bild n3p21

. .Beim Lesen wird an den Stellen, wo ein Flußwechsel in der Magnetschicht angetroffen wird, eine Induktionsspannung erzeugt ($U_{ind} = d\Phi/dt$).

Für die Darstellung von Daten können unterschiedliche Verfahren eingesetzt werden (vgl. DIN 66010):
- Richtungsschrift, NRZ (non return to Zero): Flußwechsel bei Datenwechsel (s.u.)
- Richtungstaktschrift (phase encoding): positiver Flußwechsel bei "1", negativer bei "0" (u.U. werden zusätzliche Flußwechsel eingefügt).
- Wechselschrift (NRZ 1): Flußwechsel bei "1", kein Flußwechsel bei "0".
- Wechseltaktschrift: Flußwechsel für jedes Bit, zusätzlicher Flußwechsel bei "1".

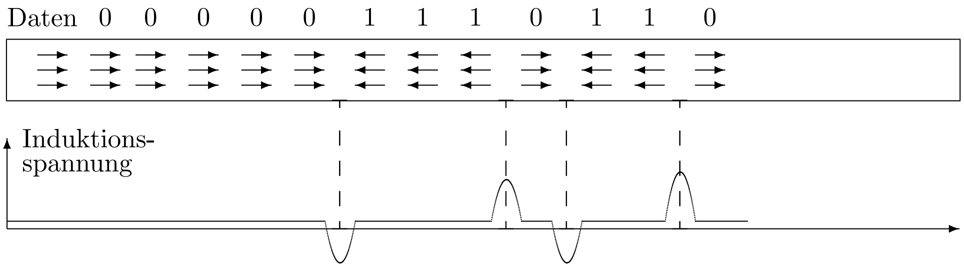


Bild n3p22

Die Darstellung in Richtungsschrift (NRZ) erweist als recht ungünstig, da beim Lesen langer Folgen von gleichartigen Bits kein Lesesignal erzeugt wird.

Aufzeichnungsdichten werden in Bits/mm, bits/inch (bpi) oder Bits/rad gemessen. In Deutschland werden Flußwechsel pro cm bzw. pro Zoll (1" = 2.54 cm) oder pro rad ($1\,rad = 55.6°$, bzw. 1 Umdrehung = $2\pi\,rad$) angegeben. Die Werte liegen zwischen 800 und 10000 bpi bzw. 5 bis 65 Kbit/rad.
Die (radiale) Dichte der Spuren wird in Spuren/cm bzw tracks/inch (tpi) gemessen.

Bei konstanter Aufzeichnungsrate (bits/s) erhält man eine konstante Aufzeichnungsdichte in bit/rad. Wegen der nach außen zunehmenden Radien auf einer Platte wird die lineare Aufzeichnungsdichte (bpi) nach außen abnehmen. d.h. die einzelnen Bits sind weniger dicht gepackt und damit auch weniger störanfällig.

1.8.3 Magnetbandspeicher

Die Aufzeichnung auf Magnetbänder erfolgt im Prinzip genau so wie bei Magnetplatten, allerdings werden auf einem Band oft mehrere Schreibspuren parallel aufgezeichnet; meist sind es 8 Daten- und eine Prüfspur (z.B. DIN 66015).

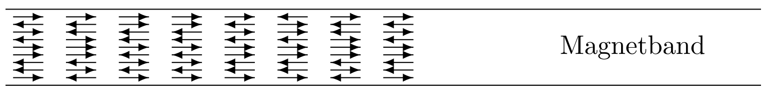


Bild n3p23

Kapitel 2

Grundlagen der Halbleiterphysik

2.1 Grundlagen der Atomphysik

2.1.1 Das Bohr'sche Atommodell

Drehimpulsquantelung der Hüllelektronen: $\boxed{L_n = J * \omega = n \cdot \hbar}$
$\hbar = h/2\pi = 1.05457266 \cdot 10^{-34} Js$
Umlaufbahnen: $r_n = n^2 \cdot r_0$
Bohr'scher Radius (innerste Bahn des Wasserstoffatoms) $r_0 = 0,529 \cdot 10^{-10} m$
Gesamtenergie ($W_n = W_{kin} + W_{pot} = -\frac{1}{n^2} \frac{m_e e^4}{8 \epsilon_0^2 h^2}$) = negative Bindungsenergie
Lichtquantenemmission: $E = h \cdot \nu = W_2 - W_1$ (Linienspektren)

2.1.2 Das Elektron

Elementarladung: $e = 1,6022 \cdot 10^{-19}$ Cb
Elektronenmasse: $m_e = 9,11 \cdot 10^{-31}$ kg
Eigendrehimpuls des Elektrons $L = \frac{1}{2}\hbar$
Magnetisches Dipolmoment: $\mu_e = 9.28 \cdot 10^{-24} J/T$

2.1.3 Quantenzahlen

Quantenzahlen = Zustandsgrößen der Atomelektronen
Hauptquantenzahl n = Umlaufbahn nach Bohr
Nebenquantenzahl l = Bahndrehimpuls $0 \leq l \leq n-1$
Magnetquantenzahl m = Stellung des Magnetischen Moments $0 \leq m \leq l-1$
Spinquantenzahl s = Eigendrehimpuls des Elektrons $s = \pm 1/2$
Gesamtdrehimpuls $\vec{j} = \vec{l} + \vec{s}$
Pauli-Prinzip: In einem (atomaren) System müssen sich alle Elektronen in mindestens einer Quantenzahl unterscheiden.

Periodisches System der Elemente:

Nr	Element		Elektronen	Wertigkeit	Quantenzahlen der Valenzelektronen
1	H	Wasserstoff	$1s$	± 1	n=1, l=0, $s = 1/2$
2	He	Helium	$1s^2$	(2)0	n=1, l=0, $s_{1,2} = \pm 1/2$
3	Li	Lithium	$1s^2$, 2s	1	n=2, l=0, $s_3 = 1/2$
4	Be	Beryllium	$1s^2$, $2s^2$	2	n=2, l=0, $s_{3,4} = \pm 1/2$
5	B	Bor	$1s^2$, $2s^2$, $2p$	3(-5)	n=2, l=1, $s_5 = 1/2$
6	C	Kohlenstoff	$1s^2$, $2s^2$, $2p^2$	± 4	n=2, l=0,1, $s_{5,6} = 1/2$
7	N	Stickstoff	$1s^2$, $2s^2$, $2p^3$	5(-3)	n=2, l=0,1, $s_{5,6,7} = 1/2$

2.1.4 Materiewellen

Welle-Teilchen-Dualismus
Einstein (1905): Energie eines Lichtquants mit der Wellenlänge ($\lambda = c/\nu$) $E = h\nu$
Einstein (1905): Masse eines Lichtquants (Photons) aus der Ruhenergie $E = mc_0^2$
DeBroglie (1923): Wellenlänge eines bewegten Teilchens mit Impuls $p = mv : \lambda = h/p$
(Nachweis: Beugung von Elektronen an Lochblende, Ruska $\sim$ 1950)

2.1.5 Die Heisenbergsche Unschärferelation

Ortsunschärfe * Impulsunschärfe $\Delta x \cdot \Delta p \geq h/2\pi$ (Nachweis: Tunneleffekt)
Dies gilt für alle Paare von physikalischen Größen, deren Produkt die Dimension (Maßeinheit) einer Wirkung (Energie * Zeit) haben.

2.1.6 Das Schrödinger'sche Atommodell

Aufenthaltswahrscheinlichkeit eines Teilchens (z.B. Atomhüllenelektron): $|\Psi(x,y,z,t)|^2$
als Lösung der Schrödingergleichung (DGL): $\frac{h^2}{8\pi^2 m}\Delta\Psi + (E - V(r))\Psi = 0$
im Coulombpotential V(r); die Lösungen sind Eigenfunktionen nur für bestimmte, diskrete Energiewerte E(n) (Eigenwerte)

Z.B. alle s-Elektronen (l = 0, d.h kein Bahndrehimpuls) haben eine Kugelverteilung, die ihr Maximum im Zentrum, d.h. im Atomkern hat.

$|\Psi_n^0(r)|^2 \sim n^{-3}\, e^{-x}[\sum_{m=0}^{n-1} \binom{n}{1+m}(\frac{-2x}{m!})^m]^2$ mit $x = r/nr_0$
Die radialen Aufenthaltswahrscheinlichkeiten $W_n(r) = 4\pi r^2 |\Psi_n^0|^2$ zeigen Maximalwerte etwa bei den Bohr'schen Bahnen r_n

2.1.7 Der Tunneleffekt

Da alle (bewwgten) Teilchen durch Wellenfunktionen beschrieben werden können, die einen "exponentiellen Ausläufer" haben, reichen alle Teilchen (theoretisch) bis ins Unendliche, sie machen auch vor Hindernissen keinen Halt, sondern werden an solchen wie Wellen (total) reflektiert, bis auf einen exponetiell abklingenden Anteil, der in das Hindernis eindringt und auch wieder herauskommt, falls das Hindernis endlich dick ist. Anwendung im Tunnelelektronenmikroskop.

2.2 Festkörper

2.2.1 Das Bändermodell

..

Überlappung der Elektronenbahnen erzeugt Bänder

band2.pcx

2.2.2 Kontaktpotentiale

2.2.2.1 Metalle

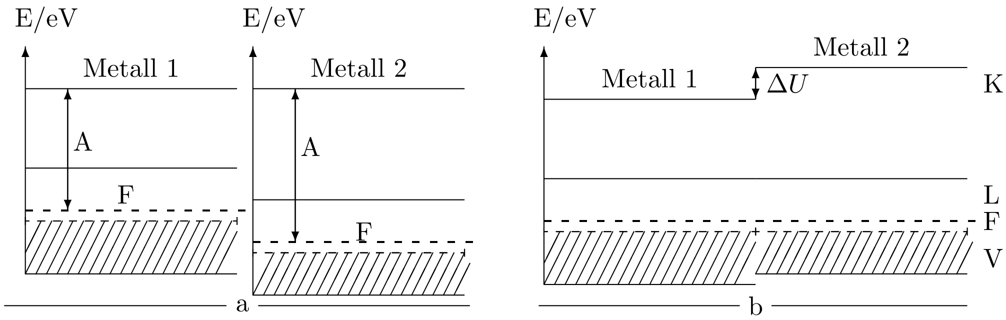


Bild b2p03a

Unterschiedliche Metalle haben unter-. schiedliche Austrittsarbeiten (A), Valenzbänder (V), Leitungsbänder (L) und Fermikanten (F)

.Bei Kontakt werden die Fermi-Niveaus angeglichen; es entsteht eine Potentialdifferenz (Kontaktspannung) ΔU wegen der unterschiedlichen Austrittsarbeiten

2.2.2.2 Halbleiter

Leitungsvorgänge in Halbleitern

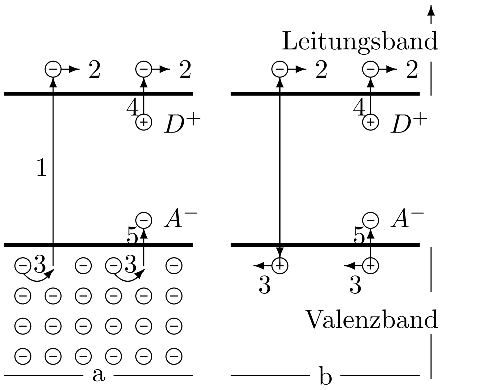


Bild b2p03c

a) Elektronendarstellung;
b) Elektron-Loch-Darstellung
1. Elektronenbefreiung (z.B. thermisch)
2. Elektronenwanderung
   (durch ein angelegtes elektrisches Feld)
3. Löcherwanderung
4. Elektronenabgabe durch Donator
5. Elektronenaufnahme
   (und Locherzeugung) durch Akzeptor

. .**Sperrschicht am p-n-Übergang** (Halbleiterdiode)

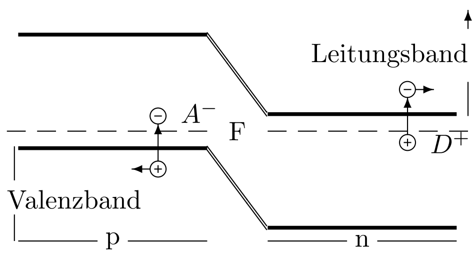


Bild b2p03d

Durch die unterschiedlichen Fermi-Niveaus (F) in den unterschiedlich dotierten Bereichen entsteht eine innere Kontaktspannung, die durch eine äußere Spannung U_S überwunden werden muß.

Inhaltsverzeichnis

1 Grundlagen der Digitalelektronik **1**
1.1 Boole'sche Algebra . . . 1
1.1.1 Definition . . . 1
1.1.2 Boole'sche Funktionen . . . 2
1.1.3 Normalformen . . . 3
1.1.3.1 Disjunktive Normalform . . . 3
1.1.3.2 Konjunktive Normalform . . . 3
1.1.3.3 Beispiel . . . 3
1.1.4 Karnaugh-Veitch-Diagramme (KV-Diagramme) . . . 4
1.2 Elektrotechnische Grundlagen . . . 5
1.2.1 Zweipole . . . 5
1.2.2 Schalter . . . 6
1.2.3 Verknüpfungen . . . 6
1.2.4 Relais . . . 7
1.2.5 Transistoren . . . 7
1.2.6 Schalttransistoren . . . 8
1.3 Logische Schaltungen . . . 9
1.3.1 Elementare logische Schaltungen . . . 9
1.3.1.1 Inverter (NOT) . . . 9
1.3.1.2 Zweistellige Gatter . . . 10
1.3.1.3 Mehrstellige Gatter . . . 10
1.3.1.4 Schaltnetze für Boole'sche Funktionen . . . 11
1.3.2 Rechnerbausteine . . . 12
1.3.2.1 Addierer . . . 12
1.3.2.2 Multiplexer . . . 13
1.3.2.3 PROM . . . 14
1.3.2.4 PAL . . . 14
1.4 Sequentielle Schaltungen . . . 15
1.4.1 Zeitverhalten . . . 15
1.4.2 Bistabile Schaltungen . . . 16
1.4.3 Register . . . 19
1.5 Schaltungstechniken . . . 22
1.5.1 Klassische Bauelemente . . . 23

1.5.2 TTL, Transistor-Transistor-Logik 23
1.5.3 ECL, Emitter-Coupled-Logic 24
1.5.4 CMOS 24
1.5.5 Kompatibilität 25
1.5.6 Parallelschaltung 25
1.6 Leiter und Isolatoren 26
1.6.1 Ohm'sche Widerstände 26
1.6.2 Varistoren 26
1.6.3 Sensitive Widerstände, Sensoren 26
1.6.4 Isolatoren 26
1.7 Aktive Bauelemente 27
1.7.1 Relais 27
1.7.2 Elektronenröhren 27
1.7.2.1 Dioden 27
1.7.2.2 Trioden 28
1.7.2.3 Pentoden 28
1.7.2.4 Hexoden 28
1.7.2.5 Bildröhren 29
1.7.3 Halbleiter 30
1.7.3.1 Dioden 30
1.7.3.2 Transistoren 31
1.7.3.3 Schalttransistoren 33
1.7.3.4 Schottky-Dioden und -Transitoren 33
1.7.3.5 Feld-Effekt-Transistoren 34
1.7.3.6 Thyristoren 34
1.7.4 Operationsverstärker 35
1.8 Magnetspeicher 36
1.8.1 Magnetkernspeicher 36
1.8.2 Magnetplattenspeicher 36
1.8.3 Magnetbandspeicher 37

2 Grundlagen der Halbleiterphysik **39**
2.1 Grundlagen der Atomphysik 39
2.1.1 Das Bohr'sche Atommodell 39
2.1.2 Das Elektron 39
2.1.3 Quantenzahlen 39
2.1.4 Materiewellen 40
2.1.5 Die Heisenbergsche Unschärferelation 40
2.1.6 Das Schrödinger'sche Atommodell 40
2.1.7 Der Tunneleffekt 40
2.2 Festkörper 41
2.2.1 Das Bändermodell 41
2.2.2 Kontaktpotentiale 42
2.2.2.1 Metalle 42
2.2.2.2 Halbleiter 42