Nachrichtentechnik1 fuer Informatiker

WS 1995/1996

I. Elektronische Darstellung von Information

U_E... Eingangsspannung
U_A... Ausgangsspannung

A. Meßreihe: variiert U_E; U_A abgelesen ⇒ Diagramm eintragen
B. Beobachtung: zu jedem Wert U_E gibt es einen Wert U_A
C. Digitale Anwendung: Spannungsreihe für "0" und "1"
D. Was ist eigentlich Spannung?

Elektronen werden entgegen der Feldrichtung bewegt.

Beobachtung: je größer das elektrische Feld $\vec{E}$ ist, desto größer ist die Kraft auf die Elektronen ⇒ Stromfluß

Spannung ist die Voraussetzung für einen Stromfluß!

1. Potential, Elektrisches Feld, Spannung

Verrichtung von Arbeit: $\Delta W = \vec{F}.\Delta s$ (= Kraft x Weg) [W] = Nm, J

allgemein: $W = \int_s \vec{F}.ds$

elektrische Feldstärke $\vec{E} = \frac{\vec{F}}{Q}$ $[W] = \frac{N}{As}, \frac{V}{m}$

Die an eine Ladung Q angreifende Kraft $\vec{F}$ bezogen auf diese Ladung, wird als elektrische Feldstärke bezeichnet.

Arbeit $W = \int_a^b \vec{F}.d\vec{s}$

Die pro Ladung gespeicherte Energie wird als Potential φ bezeichnet.

$$\varphi = \frac{W}{Q} = \frac{1}{Q}.\int_s \vec{F}.d\vec{s} = \frac{1}{Q}.\int_s \vec{E}.Q.d\vec{s} = \int_s \vec{E}.d\vec{s} \qquad [\varphi] = V, \frac{J}{c}$$

[c] = As

Betrachtung zweier Punkte P_1 und P_2:

$$\varphi_1 = \int_{P_0}^{P_1} \vec{E}_1 d\vec{s}_1$$

$$\varphi_2 = \int_{P_0}^{P_1} \vec{E}_1 d\vec{s}_1 + \int_{P_1}^{P_2} \vec{E}_2 d\vec{s}_2$$

$$\varphi_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 = \int_{P_1}^{P_2} \vec{E}_2 d\vec{s}$$

Die Potentialdifferenz zweier Punkte wird als Spannung zwischen diesen beiden Punkten definiert: $\varphi_{12}=U_{12}$ $[\varphi_{12}] = V$

Interpretation: Wenn $U_{12} \neq 0$, dann muß Arbeit verrichtet werden, um eine negative Ladung von P_2 nach P_1 zu bringen. Die entsprechende Energie wird frei, wenn sich die Ladung, z. B. in einem Draht wieder nach P_2 bewegt $\Rightarrow$ es fließt ein Strom

2. Strom

... Bewegung der freien Ladungsträger in einem Leiter

Definition der technischen Stromrichtung:
Die Zählrichtung des Stromes ist entgegen der Bewegungsrichtung der Elektronen. Außerhalb der (Strom)quelle vom positiven zum negativen Pol.

Ein Ohm ([R] = Ω) ist der Widerstand eines Leiter, der zwischen zwei Punkten existiert, wenn die Spannungsdifferenz von 1 Volt zwischen diesen Punkten einen Strom von 1 Ampere hervorruft.

3. Strom und Spannung - Leistung, Energie

$W = U.I.t$ Energie, Arbeit
$P = U.I$ Leistung

4. Signale

Analogsignale: analoges Abbild des Quellensignals (akustische Schwingung). Übertragung erfolgt mit Hilfe einer hochfrequenten Trägerquelle:
* Amplitudenmodulation
* Frequenzmodulation

Digitalsignale: Einteilung des Meßbnereiches in Intervalle und Zuordnung eines Zahlenwertes:
→ unanfällig gegen Störungen

→ unabhängiger von der Ereigniszeit

Vergleich:

Zeit:
- zeitkontinuierlich: Signal ändert seinen Wert kontinuierlich in der Zeit
- zeitdiskret: Signal ändert seinen Wert nur zu festen, diskreten Zeitpunkten

Signalwert:
- wertkoninuierlich: Signal nimmt beliebige Werte eines Kontinuums an
- wertdiskret: Sihnal kann nur diskrete Werte annehmen.

5. Digitalisierung

Umsetzung eine Analogsiganls in ein Digitalsignal. wobei der Informationsgehalt möglichst gleich bleiben soll.

a.) Quantisierung der Zeit

(Abtastung zu bestimmten Zeitpunkten)

systematischer Ansatz
1. Zerlegung des Signals in seine Grundfrequenzbestandteile; Charakterisierung der Elementarschwingungen
2. Rekunstruktion des Originalsignals

ad 1.
Das Originalsignal wird in Band- und Tiefpaß zerlegt. Aus dem Tiefpaß ergibt sich T_0.

Wenn u(t) periodisch mit der Periode T_0 ist $\Rightarrow$ Fourier-Reihe

(1) Theorie

Ansatz:
$$u(t) = a_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty} \left(a_\nu . \cos \nu\omega_0 t + b_\nu . \sin \nu\omega_0 t \right)$$

Gleichanteil:
$$a_0 = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} u(t)dt$$

Fourier-Koeffizienten:
$$a_\nu = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} u(t) \cos \nu\omega_0 t . dt$$

$$b_\nu = \frac{2}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{+\frac{T_0}{2}} u(t) \sin \nu\omega_0 t . dt$$

Kreisfrequenz: $\omega_0 = \frac{2\pi}{T_0}$ mit $[\omega_0] = 1/s$

Es gibt periodische, einmalige und zufällige Schwingungen. Eine periodische Schwingung mit Gleichanteil unterscheidet sich von einer periodischen Schwingung ohne Gleichanteil dadurch, daß sie nicht symmetrisch zur t-Achse verläuft.

(2) Fourierreihe nur bei periodischen Signalen:

Ein periodisches Signals setzt sich aus der Grundschwingung mit der Frequenz $f_0 = \frac{1}{T}$ und den Oberschwingungen, deren Freuqenzen ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz f_0 sind ($\omega_0 = 2\pi f_o$) zusammen. (Erklärung: $\hat{s}$ ... Maximalwert der Amplitude)

$$S_1(t) = S_0 + \hat{S}_1.\cos(\omega_0.t + f_1) + \hat{S}_2.\cos(2\omega_0.t + f_2) + \hat{S}_3.\cos(3\omega_0.t + f_3) + \ldots$$

$$\Rightarrow S_1(t) = S_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{S}_n.\cos(n.\omega_0 t + f_n)$$

Umformen:

$$\Rightarrow S_1(t) = S_0 + \sum \hat{S}_n.\cos(n.\omega_0 t).\cos f_n - \hat{S}_n.\sin(n.\omega_0.t).\sin f_n$$

(3) Klirrfaktor:

Verhältnis der Amplitude der unerwünschten harmonischen Schwingung der Frequenz $n.f_0$ zur Amplitude der Grundschwingung (f_0).

$$\boxed{k_n = \frac{\hat{S}_n}{\hat{S}_1}}$$ $n \in \{2,3,4,\ldots\}$

(4) Gesamtklirrfaktor

ist die Wurzel der quadratischen Summe aller Oberschwingungen im Verhältnis zur Grundschwingung

$$\boxed{k = \frac{\sqrt{\hat{S}_2 + \hat{S}_3 + \hat{S}_4 + \ldots}}{\hat{S}_1}}$$

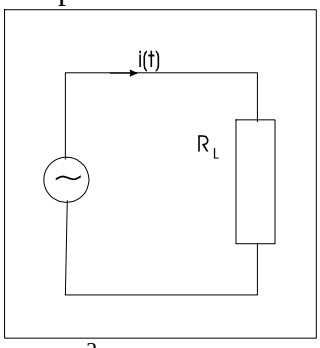
Erklärung zum Klirrfaktor: Z. B. kommt eine reine Sinus-Schwingung (1 kHz) in einen Verstärker. Die Frage, die sich nun stellt ist, wie rein (Klirrfaktor) kommt das Signal nach dem Verstärker wieder heraus.

(5) Effektivwert (einer allgemein periodischen Fuktion der Periode T)

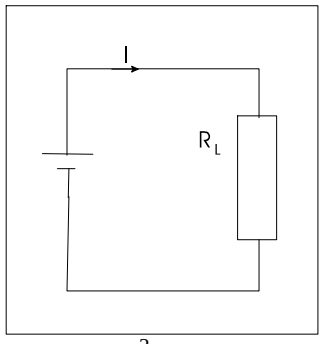
Man bezeichnet damit den Wert der sinusförmigen Spannung, der unter bestimmten Bedingungen dieselbe Wirkung hervorruft, wie eine entsprechende Gleichspannung.

$$S_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}.\int_{t_1}^{t_1+T} s(t)dt} = \sqrt{\hat{S}_0^{\,2} + \frac{\hat{S}_1^{\,2}}{2} + \frac{\hat{S}_3^{\,2}}{3} + \ldots}$$

Beispiel:



$P = I_{eff}^2.R$



$P = I^2.R$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}.\int_{t_0}^{t_0+T} [i(t)]^2 dt}$$

<u>Umformung</u> (durch Trigonometrie $c_\nu = \sqrt{a_\nu^{\,2} + b_\nu^{\,2}}$)

$$u(t) = a_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty} c_\nu \cos(\nu\omega_0 t + f_\nu) =$$

$$= U_0 + \sum_{\nu=1}^{\infty} \hat{U}_\nu \cos(\nu\omega_0 t + f_\nu)$$

U_0 ... Gleichanteil

Als Spektrum des Analogsignals werden

$\hat{U}_\nu = \sqrt{a_\nu^{\,2} + b_\nu^{\,2}}$ (= Amplitude der Teilschwingung) und

$f_\nu = \arctan\left(-\frac{b_\nu}{a_\nu}\right)$ (= Phase des Teilschwingung)

bezeichnet.

(6) Einzelschwingung:

z. B. Frequenz $f_\nu = \frac{\nu}{T_0}$, $f_0 = 0$

Falls <u>keine Periodizität</u> vorhanden (= es handelt sich um nicht periodische Signale) ⇒ Fourier-Transformation ⇒ Funktion ist periodisch mit $T \to \infty \Rightarrow f \to 0$

$$u(t) = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \left(A(\omega)\cos\omega t - B(\omega)\sin\omega t\right)d\omega =$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^\infty \left(C(\omega)\cos(\omega t + \Phi(\omega))\right)d\omega =$$

$$A(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\cos\omega t.dt \qquad [A] = Vs$$

$$B(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)\sin\omega t.dt \qquad [B] = Vs$$

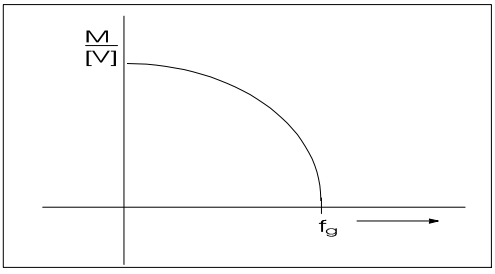
$$C(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)}$$

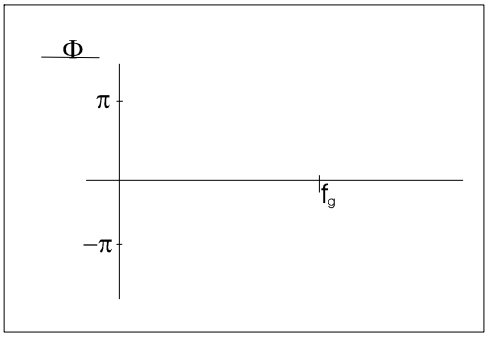
$$\Phi(\omega) = \arctan\frac{B(\omega)}{A(\omega)}$$

(7) Beispiel eines Spektrums

kontinuierlich, da die Funktion nicht periodisch ist

„Betrag“: „Phase“:



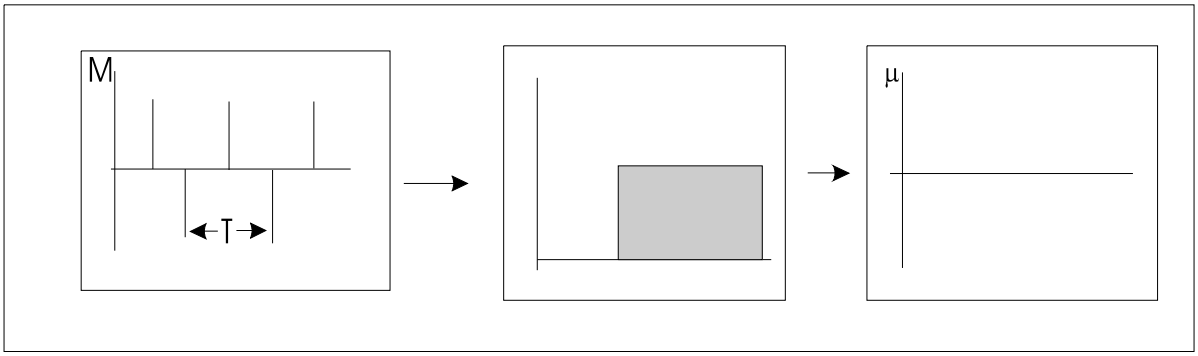


Oberhalb von f_g keine Beiträge mehr.

Mit Betrag und Phase kann durch Rücktransformation das Analogsignal zurückgewonnen werden.

Signale mit einer endlichen Grenzfrequenz f_g heißen bandbegrenzt.

ad 2.
Digitalisierung ohne Verlust an Informationsgehalt:
Kriterium: Digitalisierung so, daß nach einer Rückwandlung des digitalisierten Analogsignals das Original wieder erscheint



Folge der Abtastwerte — Filter: TP ⇒ Glättung läßt tiefe Frequenzen passieren — Analogsignal

Wie groß muß T sein, um Analogsignal rekunstruieren zu können?

(8) Abtsttheorem

„Eine Funktion, welche bezüglich f_g bandbegrenzt ist, ist eindeutig durch ihre Abtastwerte im Abstand ~~(kleiner)~~ $\frac{1}{2f_g}$ charakterisiert." (Shannon, 1949)

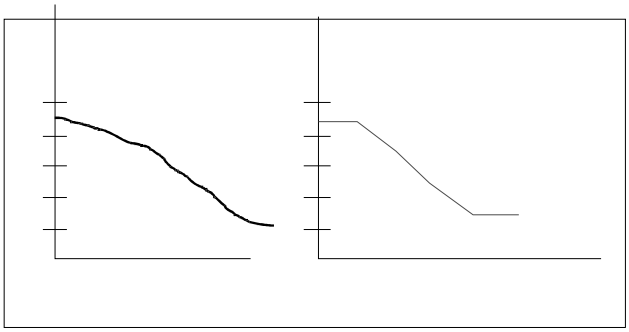
(9) Technische Anwendung

Wenn man mit $f_a = 2f_g$ abtastet, kann es zu einem Problem kommen: wenn man nämlich genau bei den Null-Werten abtastet, kann man kein Analogsignal wieder rekonstruieren. ⇒ in Theorie von Shannon ist „kleiner" einzufügen und man wählt $f_a > 2f_g$, meist $3f_g$. Dies bringt zwar eine Überabtastung, jedoch weitere Vorteile in der Signalverarbeitung.

b.) Quantisierung der Amplitude

Wie groß muß das horizontale Gitter sein?
Quantisierung bringt Fehler mit sich, die bei der Rekonstruktion sichtbar werden:

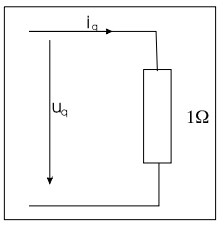
Originalsignal: Rekonsktruktion (jweils in der Mitte des Intervallgitters)



Auswirkung der Fehler: Akkustik: das Signal rauscht nach der Rekunstruktion (= Quantisierungsrauschen)

(1) Berechnung des Quantisierungsrauschens

durch Leistung des Quantisierungsrauschens an einer „Referenzschaltung“ zu berechnen:



$$P_q = u_q.i_q = u_q.\frac{u_q}{1\Omega} = \frac{u_q^{\,2}}{1\Omega}$$

(2) Statistische Verteilung des Quantisierungsfehler:

gleichverteilt im Intervall $\left[-\frac{q}{2};\frac{q}{2}\right]$

(3) mittlerer Leistung des Quantisierungsrauschens

Ansatz:
$$\overline{P_q} = \int_{-\frac{q}{2}}^{+\frac{q}{2}} P_q(u_q).\frac{du}{q}$$

$$\overline{P_q} = \int_{-\frac{q}{2}}^{+\frac{q}{2}} \frac{u_q^{\,2}}{1\Omega}\frac{du}{q} = \frac{1}{1\Omega}.\frac{q^2}{12}$$

<u>Wie groß soll q gewählt werden?</u>

Wie störend ist das? Aufgaben der digitalen Signalverarbeitung:
a) Gewinnung der Information: Wann geht Information im Rauschen verloren?
b) Belieferung eines Abnehmers: Wie weit geht die Akzeptanz?

(4) Erfahrungswerte bei Übertragungen für die Wahl von q

(a) Sprache (Telephon)

f_g = 3,4 kHz

f_a = 8 kHz $\Rightarrow q = \frac{2.|U_{max}|}{4096} = 12bit \Rightarrow$ Übertragungsrate = 12×8 = 96 bits/s

(b) Musik

f_g = 20 kHz

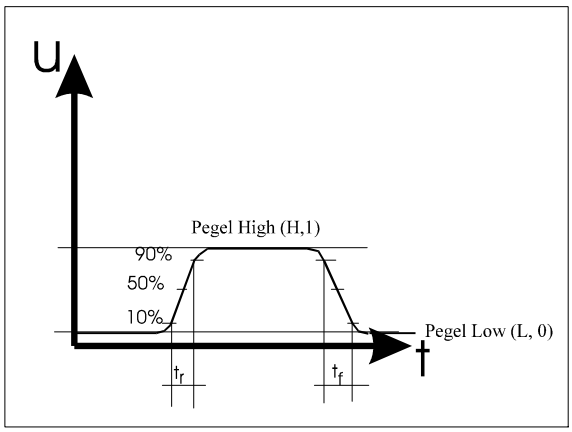
f_a = 44 kHz $\Rightarrow q = \frac{2.|U_{max}|}{65536} = 16bit \Rightarrow$ Übertragungsrate = 704 kbits/s (= CD-Qualität)

(c) Bilder (Standardvideo)

f_g = 5 MHz

f_a = 12 MHz $\Rightarrow q = \frac{2.|U_{max}|}{256} = 8bit \Rightarrow$ Übertragungsrate = 96 Mbits/s

c.) Kommunikation mit binären Signalen

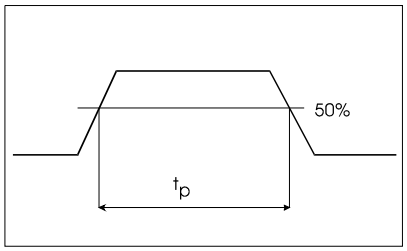


t_r: Anstiegszeit (rise)
t_f: Abfallszeit (fall)

Die 50%-Marke wird auch Umschaltzeitpunkt genannt.

Normalerweise wird ein solches Signal standardisiert. D. h.: Das Signal ist nicht mehr maßgeblich.

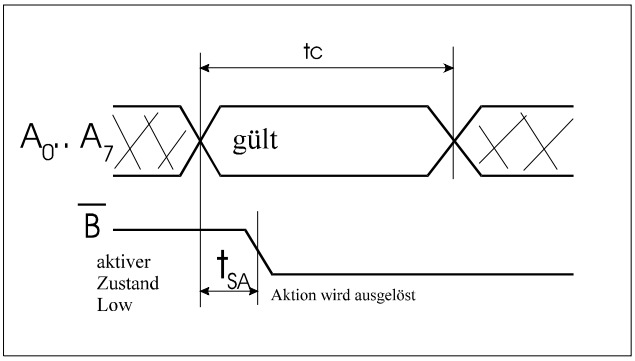
(1) Standardisierung (Idealisierung)



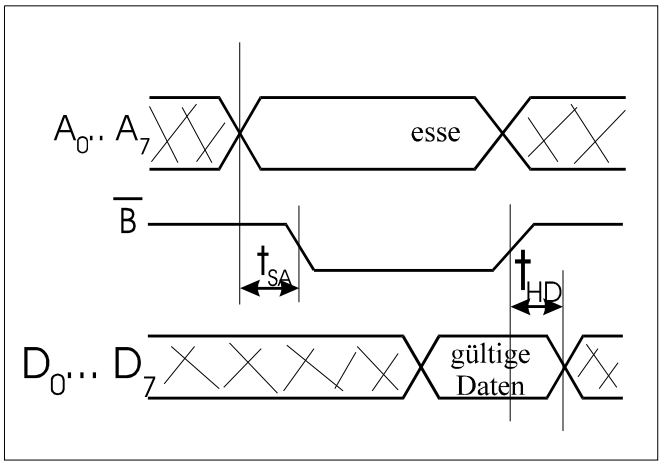
t_p ist Beispiel für eine Zeitangabe

(2) Timing-Diagramm

(= vereinfachte Darstellung zeitlicher Relationen zwischen Signalen)



(3) Speicherzugriff: Vorlauf- und Haltezeit (setup/hold)



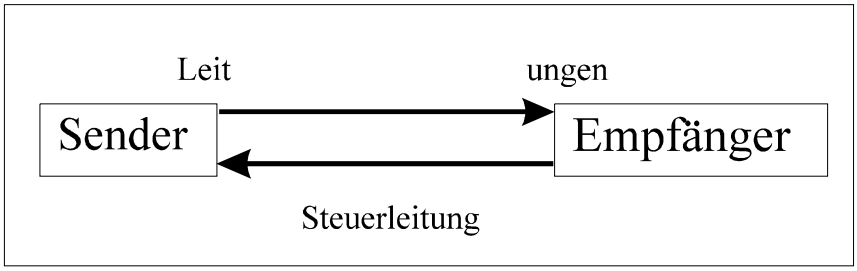
t_{SA}: Vorlaufzeit: Signale A_0 ... A_7 müssen während t_{SA} gültig sein, damit Signal $\overline{B}$ korrekt wirken kann.

t_{HD}: Haltezeit: Wenn Signal $\overline{B}$ inaktiv wird, sind die Signale D_0 ... D_7 während der Zeit t_{HD} gültig.

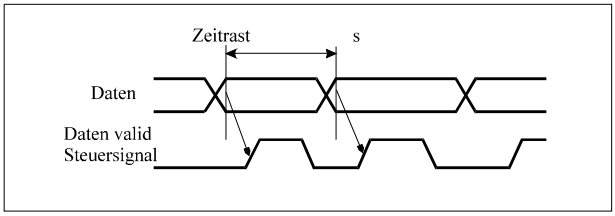
d.) Beispiele für Kommunikation

(1) Synchrone Kommunikation

(= keine Rückkopplung vom Empfänger zum Sender)

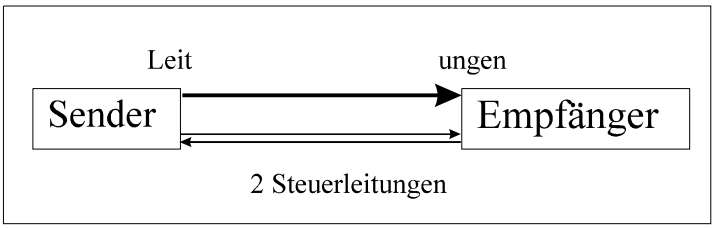


Zeitdiagramm:

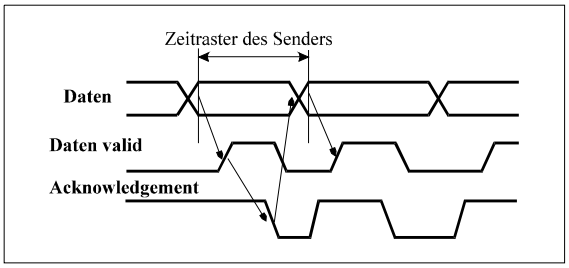


Empfänger muß dem Zeitraster des Senders folgen, d. h. es muß sich synchron zum Sender verhalten

(2) Asynchrone Kommunikation



Zeitdiagramm:

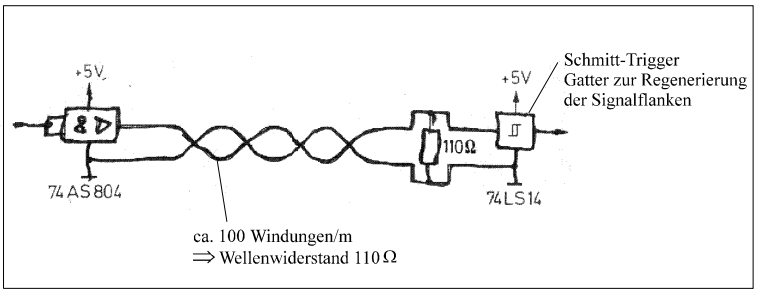


"Daten valid" und "Acknowledgement" nennt man auch Rückkopplung bzw. Handshaking

Sender wartet auf die Quittierung des Empfängers und gibt anschließend die neuen Daten aus

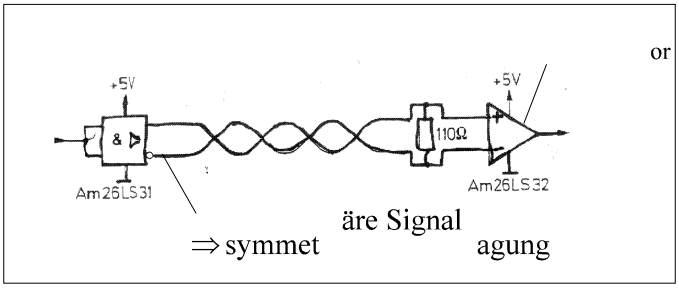
e.) Verbindungsleitungen:

(1) Datenübertragung über eine unsymmetrisch angesteuerte Twisted-Pair-Leitung:



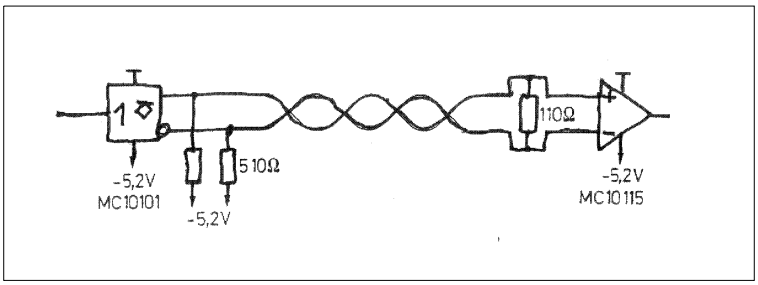
Nachteil: empfindlich gegen äußere Störungen

(2) Datenübertragung über eine symmetrisch angesteuerte Twisted-Pair-Leitung:



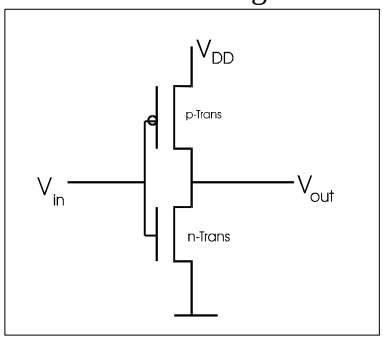
Die Information ist in der Differenzspannung und nicht im absoluten Pegel enthalten.
Problem: keine Verzögerung zwischen den Signalen

(3) Datenübertragung im ECL-Systemen über eine symmetrisch angesteuerte Twisted-Pair-Leitung



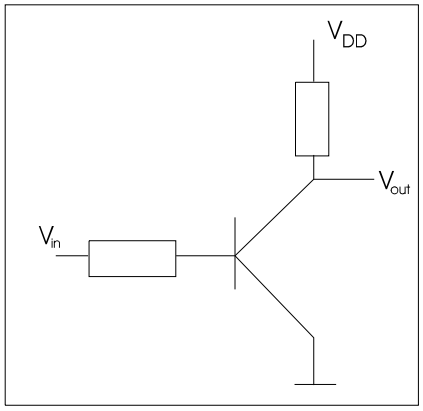
f.) CMOS-Technik

Bei dieser Technik gibt es keinen Verlust an Strom.



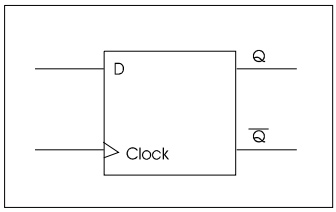
Bei V_{in} = 0 V sperrt n-Transistor, bei V_{in} = 5 V sperrt p-Transistor ⇒ Strom fließt nur von links nach rechts (siehe Zeichnung) aber nie von V_{DD} senkrecht nach unten, was einem Verlust an Strom gleichkommen würde (ganz genau fließt exakt zum Umschaltzeitpunkt ein Strom senkrecht nach unten). Dieser Umstand bringt es mit sich, daß man sich einiges an Strom sparen kann, da man bei keinem dieser "Schalter" einen Verlust an Strom zu beklagen hat. Bei z. B. 1000 solcher "Steuerungseinheiten" bedeutet 1 µA pro Schalter schon sehr viel an Strom!

g.) TTL-Technik



Bei V_{in} = 0 V fließ ein Strom nach unten ⇒ wann immer auf Low geschaltet ist, fließt ein Verluststrom! Wahrscheinlich nur 1 µA, welcher sich aber in einem IC von 50.000 Elementen empfindlich auswirkt.

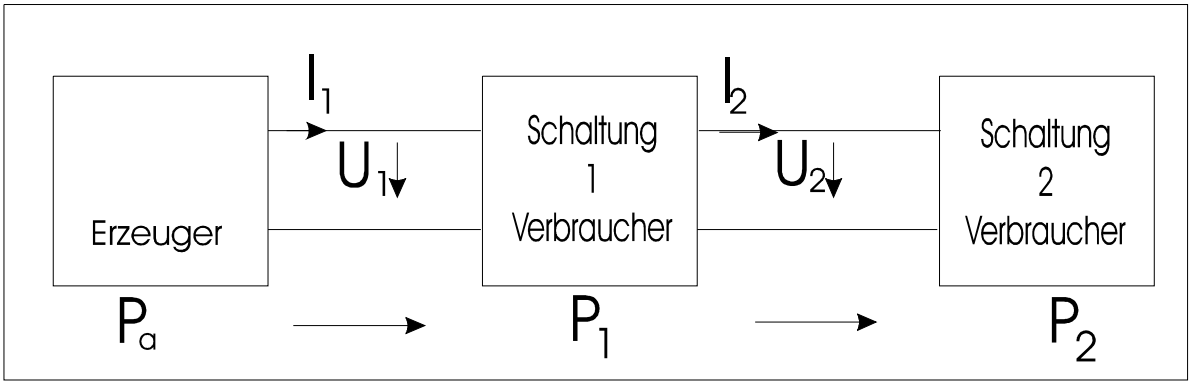
(1) D-Flip-Flop



D	Cl	Q	$\overline{Q}$
0	0	Q_{t-1}	$\overline{Q}_{t-1}$
1	0	Q_{t-1}	$\overline{Q}_{t-1}$
1	$\uparrow \begin{matrix}1\\0\end{matrix}$	1	0
0	1	bleibt	bleibt
0	$\downarrow \begin{matrix}1\\0\end{matrix}$	1	0
0	$\uparrow \begin{matrix}1\\0\end{matrix}$	0	1

II. passive Bauelemente und Schaltungen

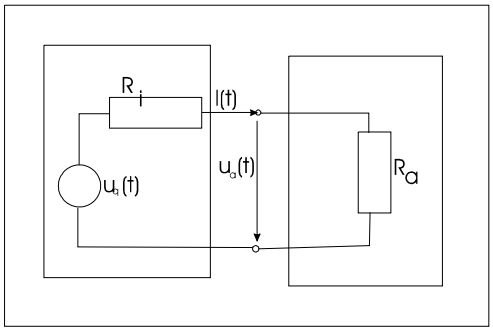
Eine passive Schaltung enthält keine signalverstärkende Bauelemente.



Passivität:
$P_1 \geq 0$, $P_2 \geq 0$
$P_a \geq P_1$ bzw. $P_a \geq P_2$

Zählpfeil:
Die Richtung der Zählpfeile kann frei bestimmt werden. Entsprechend liefert die Rechnung positive oder negative Zahlen.

1. Im Inneren der Quelle:



u(a) = i(t).R_a

$$i(t) = \frac{u_q(t)}{R_i + R_a}$$

a.) Leistung:

$P_a(t) = i(t).u(t) = i(t).i(t).R_a = u_q^{\,2}(t).\dfrac{R_a}{(R_a + R_i)^2}$

$$P_a(t) = \frac{u_q^{\,2}(t)}{R_a}.\frac{1}{\left(1+\frac{R_i}{R_a}\right)^2}$$

b.) Gesamtleistung:

$$P_G(t) = i(t).u_q(t) = \frac{u_q^{\,2}(t)}{R_i + R_a}$$

c.) Wirkungsgrad (η)

$$\eta = \frac{P_a(t)}{P_G(t)} = \frac{R_i + R_a}{R_a\left(1+\frac{R_i}{R_a}\right)^2} = \frac{R_a\left(1+\frac{R_i}{R_a}\right)}{R_a\left(1+\frac{R_i}{R_a}\right)^2} = \frac{1}{1+\frac{R_i}{R_a}} \Rightarrow$$

$$\boxed{\eta = \frac{R_a}{R_i + R_a}}$$

(1) Nachrichtentechnik

Leistungsanpassung: $R_i = R_a$:

$\eta = \frac{1}{2} \Rightarrow$ 50% Wirkungsgrad

(2) Energietechnik (Kraftwerk)

$R_a >> R_i$: $\eta = \frac{R_a}{R_a} \approx 1 \Rightarrow$ 100% Wirkungsgrad

(3) Kurzschlußleistung $P_k(t)$

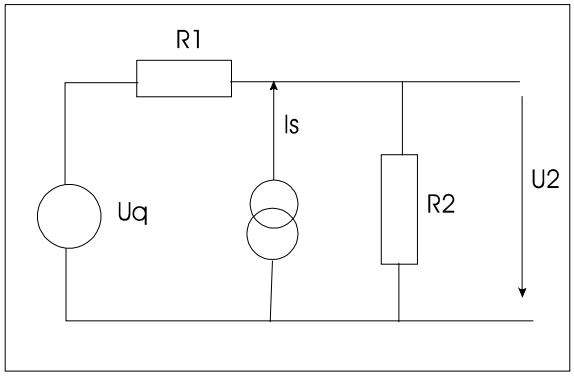
$$P_k(t) = \frac{u_q^{\,2}(t)}{R_i}$$

(4) Leistungsbilanz

$P_a(t) < P_G(t) \leq P_k(t)$

d.) Überlagerungssatz

Was passiert, wenn mehrere Quellen auf das gleiche Netzwerk wirken?



Vorgehensweise bei der Analyse:

1. Ausschalten alle Signalquellen, außer einer einzigen und Bestimmung aller Zielgrößen (Ströme, Spannungen)
2. Analog zu 1. mit der nächsten Quelle verfahren, bis alle Quellen berücksichtigt wurden
3. Addition aller Teilwirkungen (algebrarische Summe), um die Gesamtwirkung zu berechnen

(ad 1) Nur Spannungsquelle wirksam:
lasse Stromquelle weg, da bei $I_s = 0$ kein Strom fließt und somit keine Verbindung herrscht.

(ad 2) Nur Stromquelle wirksam:
ersetze Spannungsquelle durch Kurzschluß (Verbindung), da V = 0

(ad 3) $U_2 = U_{21} + U_{22}$

Merke:

(1) Stromquelle hat sehr hohen Innenwiderstand. Ideale Stromquelle $R_i \rightarrow \infty$

(2) Spannungquelle hat sehr niedrigen Innenwiderstand. Ideale Spannungsqulle $R_i \rightarrow 0$

e.) Sonderfälle:

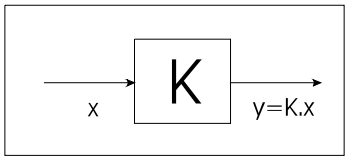
(1) Reihenschaltung von Spannungsquellen:

$U_q = U_{q1} + U_{q2}$

(2) Parallelschaltung von Stromquellen:

$I = I_1 + I_2$

f.) Spezielle Quellen (gesteuert)



(1) Stromgesteuerte Stromquelle (β - Stromverstärker)

Eingang $i_1 \Rightarrow$ Ausgang $i_2 = \beta i_1$

(2) Stromgesetuerte Spannungsquelle (r-Transresistance)

Eingang $i_1 \Rightarrow$ Ausgang $U_2 = r.i_1$

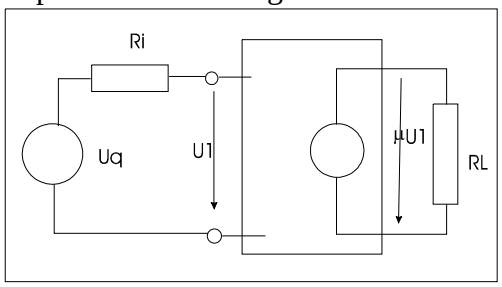
(3) Spannungsgesteuerte Stromquelle (g-Transconductance)

Eingang $U_1 \Rightarrow$ Ausgang $U_2 = g.U_1$

(4) Spannungsgesteuerte Spannungsquelle (μ-Spannungsverstärker)

Eingang $U_1 \Rightarrow$ Ausgang $U_2 = \mu U_1$

Bsp: aktive Schaltung

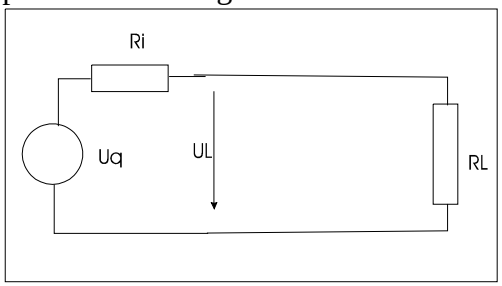


<u>Eingangskreis:</u>
$U_q = R_i.i + U_1$
da $i = 0 \Rightarrow U_q = U_1$

<u>Ausgangskreis:</u>
$U_L = \mu U_1$
$\Rightarrow U_L \geq U_1$ oder $U_L \leq U_1$ oder $U_L = U_1$
d.h.: die Ausgangsspannung ist abhängig vom Spannungsverstärkungsfaktor μ und der Steuerspannung U_1.

$\Rightarrow$ $\mu > 1$ Verstärker
$\mu < 1$ Abschwächer
$\mu = 1$ Spannungsfolger = Buffer

passive Schaltung:



$$U_L = U_q \frac{R_L}{R_i + R_L}$$

$\Rightarrow U_L < U_q$

2. Elemente passiver Schaltungen

a.) elektrisch leitendes Material (z. B. Metall)

(1) Deutung der Stromleitung

- die Elektronen führen eine chaotische Bewegung aus (Stöße an den Atomen des Kristallgitters)
- durch elektisches Feld entlang der Leitung erhält man eine Komponente in Feldrichtung (Strom)
- diese Bewegungskomponente ist relativ langsam; Einsetzen des Stroms ist bedingt durch die Präsenz des elektrischen Feldes $\Rightarrow$ Ausbreitungsgeschwindigkeit entsprechend Feldkonstante ε, μ: $v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$ Bsp: Draht im freien Raum: $\varepsilon = \varepsilon_0$, $\mu = \mu_0$ $\Rightarrow$ $v_{Licht} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = c$
- je häufiger die Stöße, desto schlechter ist die Stromleitung $\Rightarrow$ Widerstand

(2) Charakterisierung der Stromleitfähigkeit eines Materials

Spezifischer Widerstand φ [Ωcm].

1 Ω ist somit ein Widerstand, mit einer Spannung von 1 V und 1 A.

(3) Widerstand eines leitenden Körpers

$$R = \varphi \frac{l}{A}$$

Material	φ [Ωcm]
Cu	$0{,}017.10^{-4}$
Ag	$0{,}016.10^{-4}$
Fe	$0{,}098.10^{-4}$
Konstantan	$0{,}5.10^{-4}$

b.) passive Bauelemente und Schaltungen

(1) Widerstand

(a) Darstellung:

(b) wichtige Parameter:

- Widerstandswert R
- maximale Abweichung (Toleranz): ± 1%, ±10%
- Verlustleistung: 0,1 W; 0,25 W; 0,5 W

(c) Spannung und Strom am Widerstand

U = R.I

Bsp: 1 Widerstand mit Farben gelb, violett, grün, braun, braun, blau

Kennfarbe	1. Ziffer	2. Ziffer	3. Ziffer	Multiplikator	Toleranz	Termperaturkoeffizient
silber				× 0,01 Ω		
gold				× 0,1 Ω	± 5 %	
schwarz		0	0	× 1,0 Ω		± 250 ppm/K
braun	1	1	1	× 10 Ω	± 1 %	± 100 ppm/K
rot	2	2	2	× 100 Ω	± 2 %	± 50 ppm/K
orange	3	3	3	× 1 kΩ		± 15 ppm/K
gelb	4	4	4	× 10 kΩ		± 25 ppm/K
grün	5	5	5	× 100 kΩ	± 0,5 %	20 ppm/K
blau	6	6	6	× 1 MΩ		± 10 ppm/K
violett	7	7	7	× 10 MΩ		± 5 ppm/K
grau	8	8	8	× 100 MΩ		± 1 ppm/K

weiß	9	9	9			

$\Rightarrow$ 475× 10Ω ± 1 % ± 10 ppm/K = 4,75 kΩ

Der Temperaturkoeffizient wird nur angegeben, wenn er kleiner als 50 ppm/K ist.

(2) Kapazität

(a) Darstellung

Beobachtung:
Beim Anschluß einer Spannungsquelle fließt zunächst ein sehr großer Strom, der abklingt.

(b) Anschauliche Deutung:

Zwischen den Klemmen 1, 2 der Spannugnsquelle gilt:

$$\varphi_{12} = U_{12} = \int_{P_1}^{P_2} \vec{E} d\vec{s}$$

Stromwert: $i = c\frac{du}{dt}$

C ... Proportionalitätskonstante, Kapazität des Kondensators, 1 Farad [F] = $1\frac{As}{V}$

(c) Interpretation:

Einschalten $\Rightarrow$ E-Feld verteilt sich gleichmäßig entlang der Anordung $\Rightarrow$ Strom I fließt und lädt den Kondensator auf. Zunahme des Feldes zwischen den Platten .... Endzustand: gesamtes Feld zwischen den Platten; Zuleitungen sind feldfrei $\Rightarrow$ I = 0 !

(d) Extrapalation:

Überall, wo sich ein elektrische Feld ausbildet liegt eine Kapazität vor

(e) Definition: Q = C.U

Q ... Ladungsmenge

Verhältnis der Ladung auf den Platten und der Spannung dazwischen heißt Kapazität.

(f) Einflußfaktoren für C

- Fläche der Platten (Beläge): je größer die Platten desto größer C
- Abstand der Platten d
- Mertial zwischen den Paltten

(g) Plattenkondensator

$$C = \varepsilon \frac{A}{d}$$

ε ... Dielektrizitätskonstante ($\varepsilon = \varepsilon_0.\varepsilon_r$)
A... Plattenfläche
d ... Plattenabstand

(3) Ausführungsformen von Kondensatoren

(a) Wickelkondensatoren

Folienkondensatoren
\+ höchste Kapazitäten durch Ätzen wird Oberfläche auf das 20 - 100fache vergrößert
\+ hohe Spannungen
\- großes Volumen

(b) Schichtkondensatoren

gute Hochfrequenzeigenschaften
besteht aus einer eher sehr dünnen Metallschicht, mit dazwischen einem Dialektikum

(c) Elektrolytkondensatoren

Verpolung: chemische Reaktionen zwischen Elektrolyt und Belägen ⇒ Gasbildung ⇒ Zerstörung!

(d) Einstellbare Kondensatoren

Trimmer, Drehkondensatoren für Einstellzwecke
Zwei Plattensysteme, die gegeneinander dehnbar sind ⇒ C ist veränderbar
Einsatz: Radioempfangsteil

(4) Temperatureinfluß auf Widerstände

Temperaturkoeffizient $\alpha(T_0)$
für α konstant: $R(T) = R(T_0).e^{\alpha(T-T_0)}$

bei technischen Anwendungen genügt oft der lineare Zusammenhang ⇒

$$R(T) = R(T_0).\left[1+\alpha(T_0)\left(T-T_0\right)\right]$$

$$R(\vartheta) = R(\vartheta_0).\left[1+\alpha(\vartheta_0)\left(\vartheta-\vartheta_0\right)\right]$$

(a) Widerstände mit positiver Temperaturkonstante

Kaltleiter oder PTC (positive temperature coefficient) - Widerstände

Cu, Al: $\alpha \approx 4‰ K^{-1}$

Fe: $\alpha \approx 6‰ K^{-1}$

Metallwiderstände: $\alpha \approx 5.10^{-6} K^{-1}$

Eigenschaft: Eine Temperatursteigerung bringt eine Widerstandserhöhung

(b) Widerstände mit negativer Temperaturkonstante

Heißleiter oder NTC-Widersände

Si: $\alpha \approx -15\% K^{-1}$

C: $\alpha \approx -(0{,}1 \ldots 1)\% K^{-1}$

Ursache: mit der Temperatur steigt die Ladungsträgerdichte

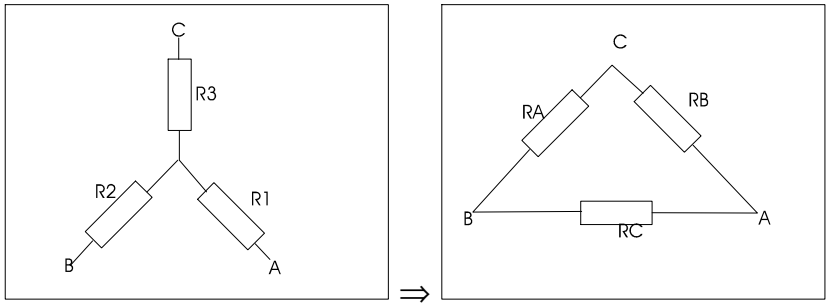
Eigenschaft: Eine Temperaturerhöhung bringt eine Widerstandsverminderung

(c) Einsatzgebiete:

NTC-Widerstände: Temperturfühler
Temperaturkompensation

PTC-Widerstände: Temperaturfühler
Überstromsicherung

(5) Y-Δ Umwandlung von Widerständen



Gegeben: R_1, R_2, R_3
Gesucht: R_A, R_B, R_C

$$R_A = \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_1} \qquad R_B = \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_2}$$

$$R_C = \frac{R_1R_2 + R_1R_3 + R_2R_3}{R_3}$$

Gegeben: R_A, R_B, R_C
Gesucht: R_1, R_2, R_3

$$R_1 = \frac{R_BR_C}{R_A + R_B + R_C} \qquad R_2 = \frac{R_AR_C}{R_A + R_B + R_C}$$

$$R_3 = \frac{R_A R_B}{R_A + R_B + R_C}$$

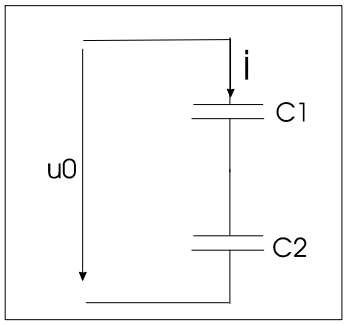
Sonderfall1: $R_1 = R_2 = R_3 = R \Rightarrow R_A = R_B = R_C = 3R$

Sonderfall2: $R_A = R_B = R_C = R \Rightarrow R_1 = R_2 = R_3 = \frac{R}{3}$

Anwendungen:
* T- und π-Verbindungen
* Drehstrommoter: 3 Phasen-Stern-Dreieck-Anlaufschaltung um das Fallen der Sicherung zu verhindern, da er bei Anlauf sehr viel Strom benötigt; wenn der Motor einmal läuft, fällt die Sicherung nicht mehr (benötigt nicht mehr so viel Strom)

(6) Schaltungen mit Kapazitäten

(a) Reihenschaltung



Gemeinsamer Strom i:

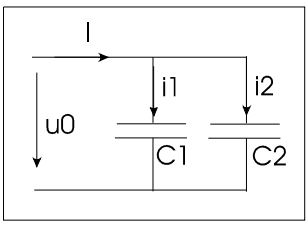
$$i = C_1 \frac{du_1}{dt} = C_2 \frac{du_2}{dt} \Rightarrow \frac{du_1}{du_2} = \frac{C_2}{C_1} = \frac{u_1}{u_2}$$

$$\boxed{C' = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}}$$

Die Gesamtkapazität ist kleiner als die kleinste Teilkapazität.

$u_0 = u_1 + u_2 \Rightarrow$ $$\frac{du_0}{dt} = \frac{du_1}{dt} + \frac{du_2}{dt} = \frac{i}{C_1} + \frac{i}{C_2} = i\left(\frac{i}{C_1} + \frac{i}{C_2}\right) = \frac{i}{C'}$$

(b) Parallelschaltung



$$i = i_1 + i_2 = C_1 \frac{du_0}{dt} + C_2 \frac{du_0}{dt} = (C_1 + C_2)\frac{du_0}{dt} = C' \frac{du_0}{dt}$$

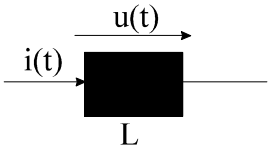
C' = C_1 + C_2

Die Gesamtkapazität ist die Summe der Teilkapazitäten

$$\frac{du_0}{dt} = \frac{i_1}{C_1} = \frac{i_2}{C_2} \Rightarrow \frac{i_1}{i_2} = \frac{C_1}{C_2}$$

(7) Induktivität

(a) Schaltsymbol



(b) Anschauliche Deutung

Anlegen einer Spannung ⇒ Strom steigt nur allmählich an (vgl. Widerstand: Stromanstieg sprunghaft) ⇒

Das Feld H induziert im Leiter eine Spannung, welche der äußeren Spannung U entgegengerichtet ist ⇒ der Stromanstieg wird dadurch gebremst!

(c) Formel

$$u = L\frac{di}{dt}$$

$$u_i = \frac{d\psi}{dt}$$

$$\psi = Li$$

L ... Proportionalitätskonstante (= Induktivität der Spule)

[L] := Henry; $H = 1\frac{Vs}{A}$

(d) Extrapolation

Da auch an gestreckten Leitern das magnetsiche Feld auftritt, haben auch diese eine Induktivität (wenn auch eine geringe).

(e) Einflußfaktoren für L

1. Windungszahl (W)
2. Länge und Durchmesser der Spule
3. Materie im Bereich des H-Feldes

A_L ... Induktivitätsfaktor (vereinigt Einflußfaktoren 2 und 3)

$\mathbf{L = A_L W^2}$

(f) Interpretation der Gleichung $u = L\frac{di}{dt}$

Wenn i voll angestiegen $\Rightarrow \frac{di}{dt} = 0 \Rightarrow$ u = 0$\Rightarrow$ Kurzschluß

Praxis: es verbleibt nur der ohm'sche Widerstand R des Drahtes $\Rightarrow U_L = iR_L$

(g) Größenordnung von A_L

nH ... µH/Windung

Bsp:

Ringspule mit Eisenkern: $A_L = \frac{\mu A}{2\pi r}$

lange Zylinderspule in Luft: $A_L = \frac{\mu_0 A}{l}$

µ ... Permeabilität $\mu = \mu_r.\mu_0$

absolute Permeabilität von Luft: $\mu_0 = 4.\pi.10^{-7}\frac{Vs}{Am}$

realtive Permeabilität: Luft: $\mu_r = 1$
Eisen $\mu_r = 10^2 \ldots 10^5$

Der magnetische Fluß Ψ bzw. der Spulenstrom ist immer stetig! Die Größen besitzen nie Sprünge, dürfen aber Knickstellen aufweisen.
$\Rightarrow$ bei Schaltvorgängen behalten alle Spulenströme im ersten Moment den Wert, den sie vor dem Umschalten hatten.

(h) Zusammenschaltung von Spulen

Reihenschaltung: **L' = L_1 + L_2**

$$u = (L_1 + L_2)\frac{di}{dt}$$

Induktivitäten verhalten sich wie Widerstände: $L_{ges} = \sum_r L_r$

Parallelschaltung: $\boxed{L' = \frac{L_1 . L_2}{L_1 + L_2}}$

Allgemein: $\frac{1}{L_{ges}} = \sum_r \frac{1}{L_r}$

Die Berechnung der Gesamtinduktivität erfolgt nach den gleichen Gesetzmäßigkeiten, wie die Berechnung des Gesamtwiderstandes.

(8) Kondensator und Spule als Energiespeicher

(a) Kondensator

$$i_C = C\frac{du}{dt} \qquad i = \frac{dQ}{dt}$$

Q = C.U

Leistung: $p = u.i = u\frac{dQ}{dt} = u.c.\frac{du}{dt} = c.\frac{d}{dt}\left(\frac{u^2}{2}\right)$

Bei steigender Spannung wird p > 0 $\Rightarrow$ der Kondensator nimmt Leistung auf.

Energie: dW = pdt = u.i.dt = u.dQ = Cudu

$$W(u) - W(u_0) = \int_{u_0}^{u} cudu = \frac{C}{2}\left(u^2 - {u_0}^2\right)$$

Anfangsbedinung: $u_0 = 0$

Im Kondensator gespeicherte Energie: $\boxed{W_E = C\frac{u^2}{2}}$

W_E ... Speicherung im elektrischen Feld

(b) Spule

$$u_L = L\frac{di}{dt}$$

Leistung: $$p = u.i = i.L.\frac{di}{dt} = L\frac{d}{dt}\left(\frac{i^2}{2}\right)$$

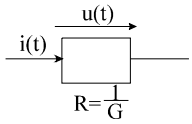
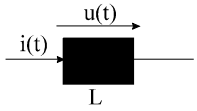
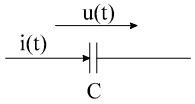
Bei steigenden Strom ist p > 0, d. h., die Spule nimmt elektrische Leistung auf
Energie: dW = pdt = uidt = Lidi

$$W(i) - W(i_0) = \int_{i_0}^{i} Lidi = \frac{L}{2}\left(i^2 - {i_0}^2\right)$$

Im Kondensator gespeicherte Energie: $$\boxed{W_M = L\frac{i^2}{2}}$$

W_M ... Speicherung im Magnetfeld

(9) Elektrische Verhalten einfacher Neztwerkselemente

Element Schaltzeichen	Definitionsgleichungen		Energie
Widerstand  	u(t) = R.i(t) i(t) = G.u(t)	$Ue^{st} = R.Ie^{st} \rightarrow U = R.I$ $Ie^{st} = G.Ue^{st} \rightarrow I = G.U$ Widerstand Z(s) = R Leitwert Y(s) = G	$w(t) = \int_{-\infty}^{t} Ri^2(\tau)d\tau$ in Wärme umgesetzt. D.h. nicht gespeichert
Induktivität  	$u(t) = L\frac{di}{dt}$ $i(t) = \frac{1}{L}\int_{-\infty}^{t} u(\tau)d\tau$	$Ue^{st} = sLIe^{st} \rightarrow U = sLI$ $Ie^{st} = \frac{1}{sL}Ue^{st} \rightarrow$ $I = \frac{1}{sL}U$ Widerstand Z(s) = sL Leitwert $Y(s) = \frac{1}{sL}$	$w_m(t) = \frac{1}{2}Li^2(t)$ (gespeichert)
Kapazität  	$u(t) = \frac{1}{C}\int_{-\infty}^{t} i(\tau)d\tau$ $i(t) = C\frac{du}{dt}$	$Ue^{st} = \frac{1}{SC}Ie^{st} \rightarrow$ $U = \frac{1}{SC}I$ $Ie^{st} = sCUe^{st} \rightarrow$ I = sCU Widerstand $Z(s) = \frac{1}{sC}$ Leitwert Y(s) = sC	$w_e(t) = \frac{1}{2}Cu^2(t)$ (gespeichert)

(10) Isolator und Halbleiter

Beobachtung

1. Bei Temperatur T = 0K keine Leitfähigkeit. D.h. $\varphi \rightarrow \infty$
2. Bei Raumtemperatur (geringe) Leitfähigkeit bei den Halbleitern, jedoch praktisch keine Leitfähigkeit bei den Isolatoren.

Deutung

Leitfähigkeit hängt von 2 Bedinungen ab:

- Vorhandensein freier Ladungsträger und
- Beweglichkeit der Ladungsträger

(a) Vorhandensein freier Ladungsträger

Betrachtung der Elektronen im Molekülgitter:
Modell zur Beschreibung der Energiezustände der Elektronen im Atom:
Bändermodell: Zustände sind nicht kontinuierlich sondern in Bändern:
es gibt ein Leitungsband und ein Valenzband. Der Abstand zwischen diesen Bändern nennt man Bandabstand. Durch energetische Anregung (z. B. Wärme) kommt es zu einer Paarbildung (Elektron im Leitungsband und Defektelektron im Valenzband).

Halbleiter: Bandabstand < 3eV
Isolator: Bandabstand > 3eV

(b) Beweglichkeit der Ladungsträger

Halbleiter: bewegliche Ladungsträger (d.h. Elektronen sind frei bewglich. Defektelekton springt von Atom zu Atom)
Isolator: Ladungsträger kaum beweglich (d. h. örtlich fixiert). Eingebrachte Ladungsträger bleiben auch örtlich fixiert.

Anlegen einer äußeren Spannung in einem Halbleiter:
Beobachtung: es fließt Strom

(c) Driftgeschwindigkeit

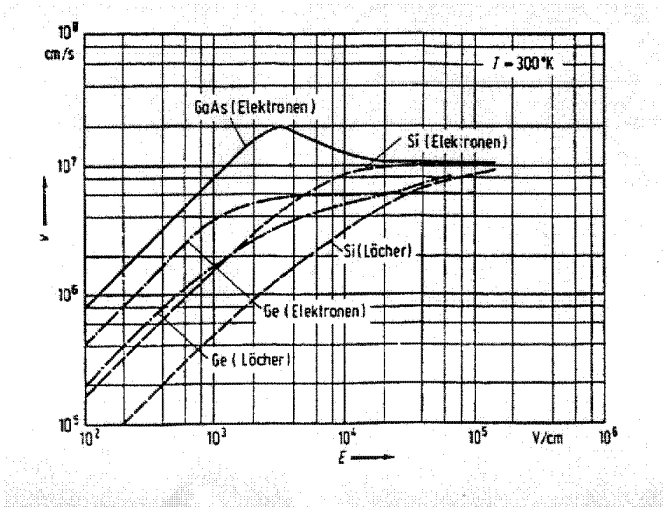
Elektronen $\mu_n = \frac{e}{m_n}\tau(n)$

Löcher $\mu_p = \frac{e}{m_p}\tau(p)$

$\mu_n \approx 3\mu_p$

m_n: effektive Masse der Elektronen
m_p: effektive Masse der Löcher
$\tau(n)$ und $\tau(p)$: Relaxationszeit

(d) Driftgeschwindigkeit in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke

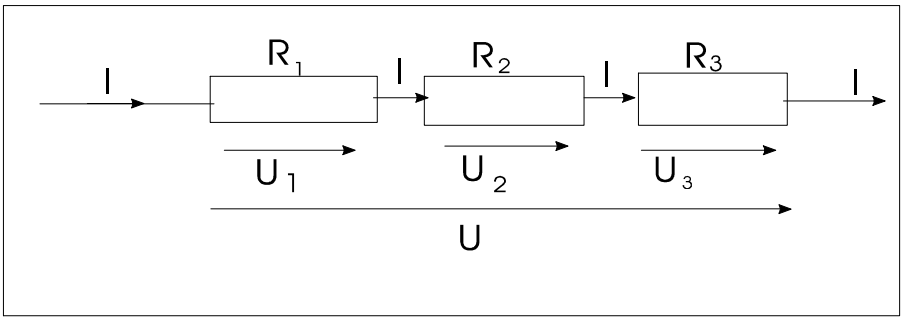


3. Ohm'sches Gesetz

U = R.I bei Gleichstrom

R ... Widerstand [R] = Ω
I ... Strom [I] = A
$\frac{1}{R}$ ... Leitwert $\left[\frac{1}{R}\right]$ = S

a.) Serienschaltung



⇒ Masche:

$U = U_1 + U_2 + U_3$

$U = I.R_1 + I.R_2 + I.R_3$

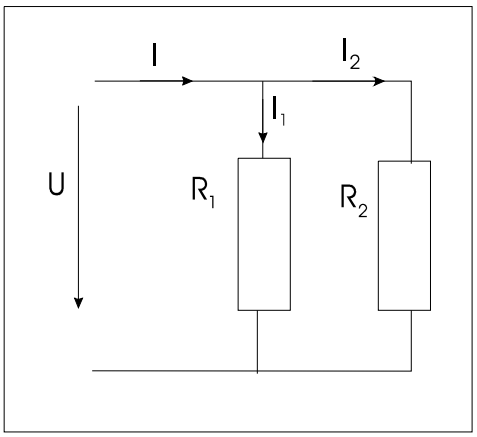
$U = I.(R_1 + R_2 + R_3)$

$$\frac{U}{I} = R_1 + R_2 + R_3$$

$R_{ersatz} = R_1 + R_2 + R_3$

$$R = \sum_{x=1}^{n} R_x$$

b.) Parallelschaltung



$U = U_{R1} = U_{R2}$

$$R_1 = \frac{U}{I_1}$$

$$R_2 = \frac{U}{I_2}$$

$$I = I_1 + I_2 = \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2}$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2}$$

$$\boxed{\frac{1}{R} = \sum_{x=1}^{n} \frac{1}{R_x}}$$

4. Kirchhoff'sche Gesetz

1. Gesetz:

Die Summe aller Ströme, die in einem Knoten zu oder abfließen, ist gleich Null!

$$\forall t: \sum_x i_x(t) = 0$$ zeitunabhängig

2. Gesetz:

Die Summe aller Spannungen, die längs einer Masche durchlaufen werden, ist Null.

$$\forall t: \sum_\nu i_\nu(t) = 0$$ zeitunabhängig

5. Anwendung der Kirchhoff'schen Gesetze

n Unbekannte im Netz ⇒ n Gleichungen

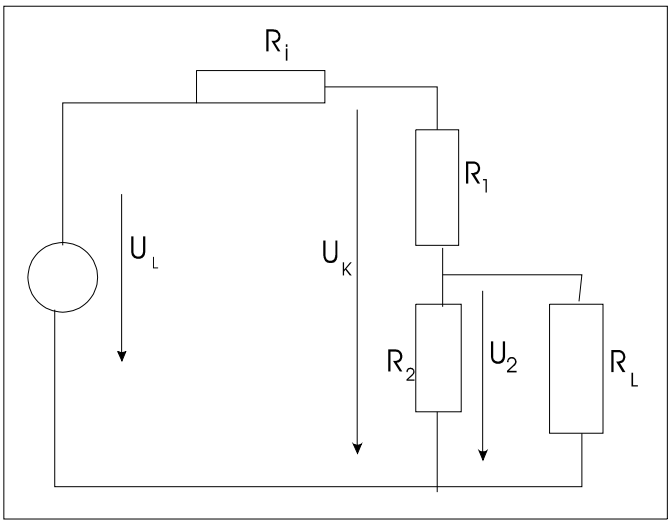
⇒ Machenregel - Knotenregel - ohm'sches Gesetz

für kleine Netzwerke: intensiv

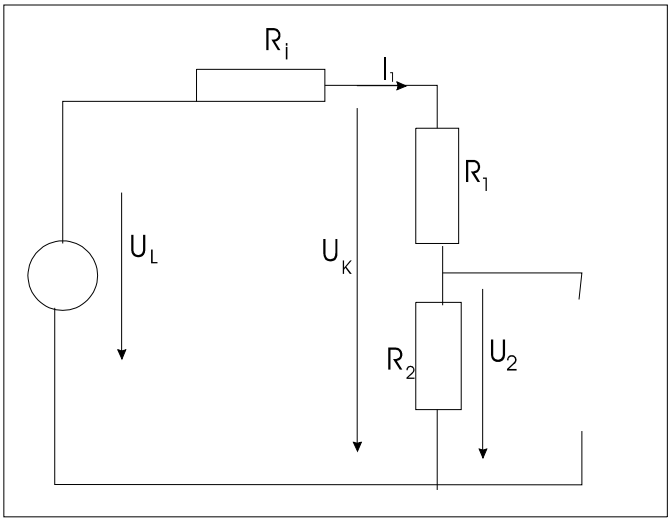
für große Netzwerke: Ansätze systematisch!!

Beispiel:

Eine Spannungsquelle mit dem Innenwiderstand R_i hat eine Klemmspannung U_k. Die Spannung U_k wird durch die Widerstände R_1 und R_2 aufgeteilt. Parallel zu R_2 ist ein Lastwiderstand R_L angeschlossen.



1. Schritt: unbelastete Schaltung



$U = R.I$
$R = R_i + R_1 + R_2$

(I) $-U_L + U_{Ri} + U_{R1} + U_{R2} = 0$
(II) $-U_L + I_1.R_i + I_1.R_1 + I_1 + R_2 = 0$

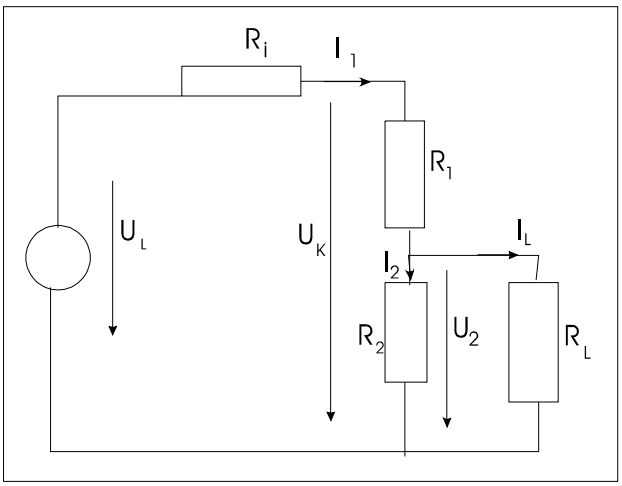
$$I_1 = \frac{U_L}{R_1 + R_2 + R_i} = \frac{U_L}{R}$$

$$U_2 = I_1.R_2 = \frac{U_L}{R}.R_2 = U_L.\frac{R_2}{R} = \frac{R_2}{R_i + R_1 + R_2}$$

(III) $-U_L + I_1.R_i + U_K = 0$

$$U_K = U_L.\frac{R_1 + R_2}{R_i + R_1 + R_2}$$

2. Schritt: belastete Schaltung



$R_p = R_{parallel}$

$I_1 = I_2 + I_L$

$$I_2 = \frac{U_L}{R_2}$$

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = \frac{U_2}{R_L}$$

$$I_1 = \frac{U_2}{R_2} + \frac{U_2}{R_L}$$

$$R_p = \frac{R_2 . R_L}{R_2 + R_L}$$

$$\Rightarrow I_1 = U_2 . \frac{1}{R_p} = U_2 . \frac{R_L + R_2}{R_L . R_2}$$

$$U_2 = U_L . \frac{R_p}{R_p + R_i + R_1}$$

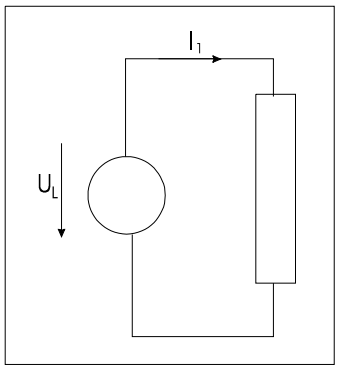
$$I_1 = U_L . \frac{R_p}{R_p + R_i + R_1} . \frac{1}{R_p} = U_L . \frac{1}{R_p + R_i + R_1} = \frac{1}{\frac{R_2 . R_L}{R_2 + R_L} + R_i + R_1}$$

I_1 wurde also ausgehend von Schritt 1 größer!

Bei dieser einfachen Schaltung wäre dies zwar auf 1. Blick leicht ersichtlich (so aber sehr rechenintensiv), jedoch bei komplizierteren Schaltungen ist es notwendig, sich an Anweisung „für große Netzwerke: Ansätze systematisch“ zu halten.

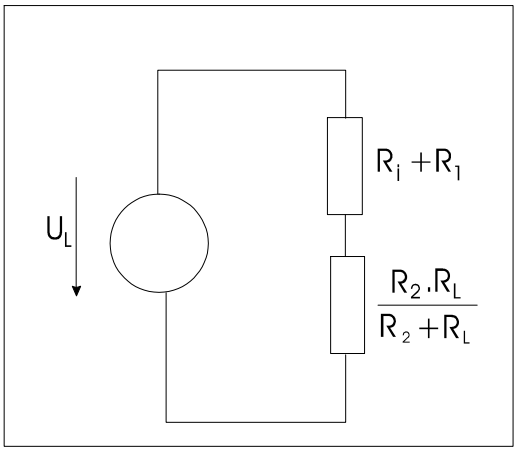
Folgerung aus den Ergebnissen:
Je nach Berechnungsziel kann die Schalung vereinfacht werden:

Ziel I_1:



$$R_{ges} = R_L + R_1 + \frac{R_2 . R_L}{R_2 + R_L} = \frac{U_L}{I_1}$$

Zeile U_2:



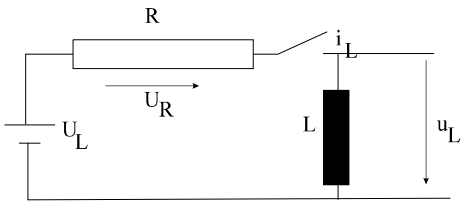
$$U_2 = \frac{\frac{R_2 . R_L}{R_2 + R_L} . U_L}{R_i + R_1 + \frac{R_2 . R_L}{R_2 + R_L}}$$

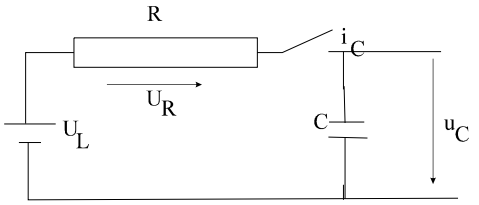
6. Kondensator und Spule im Gleichstromkreis

a.) Verhalten für $t \to \infty$

Induktivität:	L	$u_L \Rightarrow 0$	i = const
Kapazität:	C	$i_C \Rightarrow 0$	u = const

b.) Übergangsbereich: Einschaltung einer Gleichspannung





$u_R + u_L = U_q$

$$R.i_L + L\frac{di_L}{dt} = U_q$$

$$i_L + \frac{L}{R}.\frac{di_L}{dt} = \frac{U_q}{R}$$

$$\boxed{\tau_L \frac{di_L}{dt} + i_L - \frac{U_q}{R} = 0}$$

$u_R + u_C = U_q$

$R.i_C + u_C = U_q$

$$R.C\frac{du_C}{dt} + u_C = U_q$$

$$\boxed{\tau_C \frac{du_C}{dt} + u_C - U_q = 0}$$

Lösung:

$$i_L = i_{L\infty}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

$$\tau_L = \frac{L}{R}; i_{L\infty} = \frac{U_q}{R}$$

$$u_C = u_{C\infty}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

$\tau_C = RC$; $u_{C\infty} = U_q$

c.) Interpretation der Lösungen:

$i_L(t)$ und $u_C(t)$ laufen mit der Funktion $e^{-\frac{t}{\tau}}$ ihren Endwerten zu. Die Zeitkonstante τ ergibt sich aus der Differentialgleichung.

7. Dynamische Vorgänge in Netzwerken mit R, L, C

a.) Stationärer Zustand (Komplexe Frequenz s = jω)

induktiver Widerstand: $R_L = j\omega L = X_L$

kapazitiver Widerstand: $$R_C = \frac{1}{j\omega C} = X_C$$

⇒ komplexe Rechnung

b.) Einschwingen (Sprungantwort) siehe RC-Schaltung

- Ansatz der Differentialgleichungen (DGL)
- Anfangsbedingungen
- Anzahl der Energiespeicher ⇒ Grad der DGL; d. h. 1 Energiespeicher = DGL 1. Ordnung etc.

Wichtigster Sonderfall: Widerstandsnetzwerk mit einer Kapazität

Anstiegszeit:

Kenngröße zur Charakterisierung von Tiefpässen: Anstiegszeit t_a

Am Eingang wird eine Sprungfunktion angelegt

$t_r = t_a = \tau_{90\%} - \tau_{10\%} = \tau(\ln 0{,}9 - \ln 0{,}1) = \tau \ln 9 = 2{,}2\tau$

$$\Rightarrow t_a \approx \frac{1}{3 f_g} \text{ mit } f_g = \frac{1}{2}\pi.\tau$$

In digitalen Schaltungen haben Signale eine bestimmte Anstiegszeit ($t_a = t_r$) ⇒ f_g bestimmen. D. h.: welche maximalen Frequenzen sind im Signal enthalten?

Bsp: $t_a = 3{,}33$ ns ⇒ $$f_g = \frac{1}{3{,}33.10^{-9}} = 10^{-8}\,\frac{1}{s} \equiv 100\,MHz$$

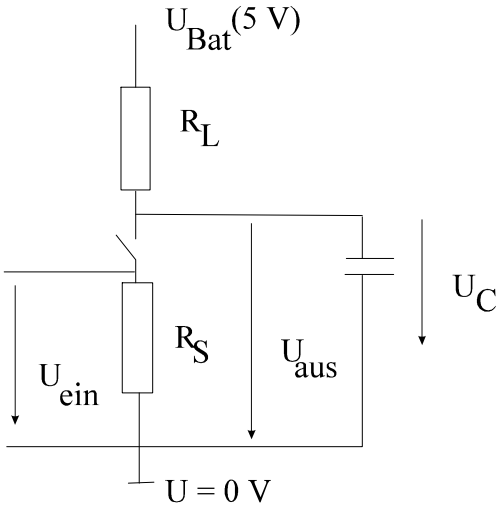
Einstellzeit	τ	2,3τ	4,6τ	6,9τ
Einstellgenauigkeit	37%	10%	1%	0,1%

8. Netzwerk mit Energiespeicher (RC-Schaltung)

$$U_C = U_q\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$ "Tiefpaß"

$$U_R = U_q e^{-\frac{t}{\tau}}$$ "Hochpaß"

a.) Einfaches Schaltmodell eines Inverters



Der Eingang eines CMOS-Gatters kann als Kapazität modelliert werden. Der Schalter S wird durch die Eingangsspannung U_{ein} gesteuert.
U_{ein} = "1" → Schalter S geschlossen
U_{ein} = "0" → Schalter S offen

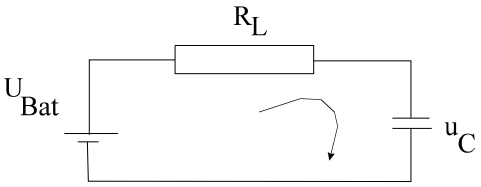
z. B.:
U_{ein} = "1" = 5V
U_{ein} = "0" = 0V
Fall (a):
U_{ein} = "1" ⇒ Entladen des Kondensators; d.h, u_C sinkt auf einen niedrigen Wert

$$u_C = \frac{R_S}{R_L + R_S}.U_{Bat}$$ (Spannungsteiler)

R_L sollte großen Widerstand haben
R_S sollte kleinen Widerstand haben
⇒ u_C wird kelin! (Inverter)

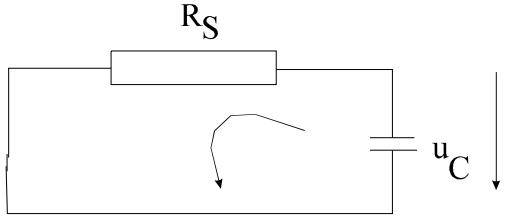
Fall (b):
U_{ein} = "0" ⇒ Aufladen des Kondensators. C lädt sich auf die Batteriespannung auf $u_C = U_{Bat}$
Vorgang verläuft mit Zeitkonstante τ.

Aufladen:

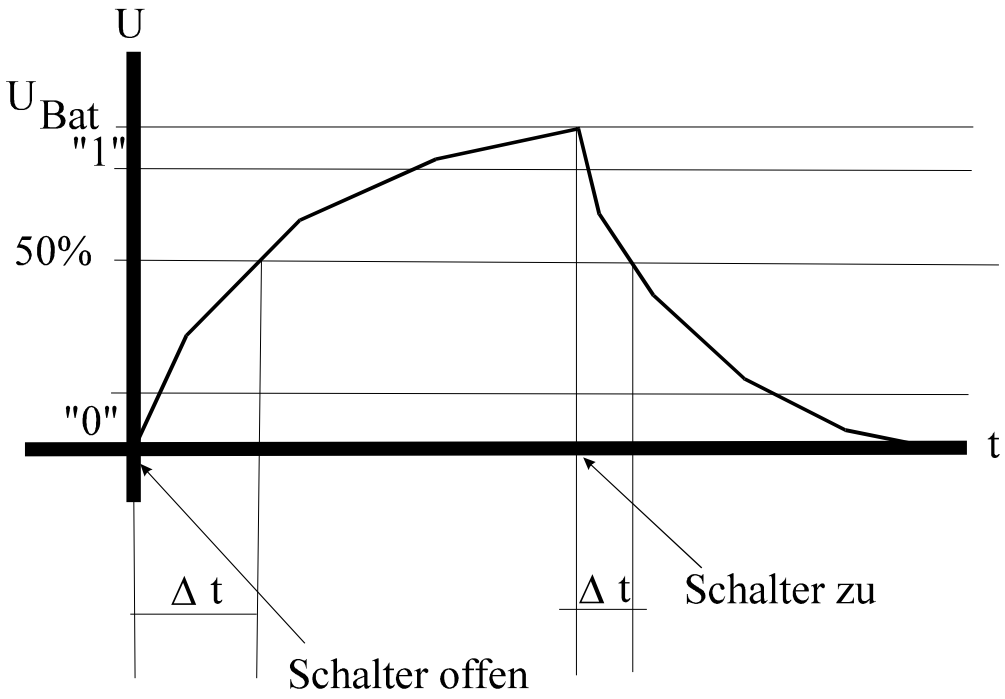


$\tau_A = R_L.C$
R_L ist groß
$\Rightarrow \tau_A > \tau_E$

Entladen:



$\tau_E = R_S.C$
R_S ist klein

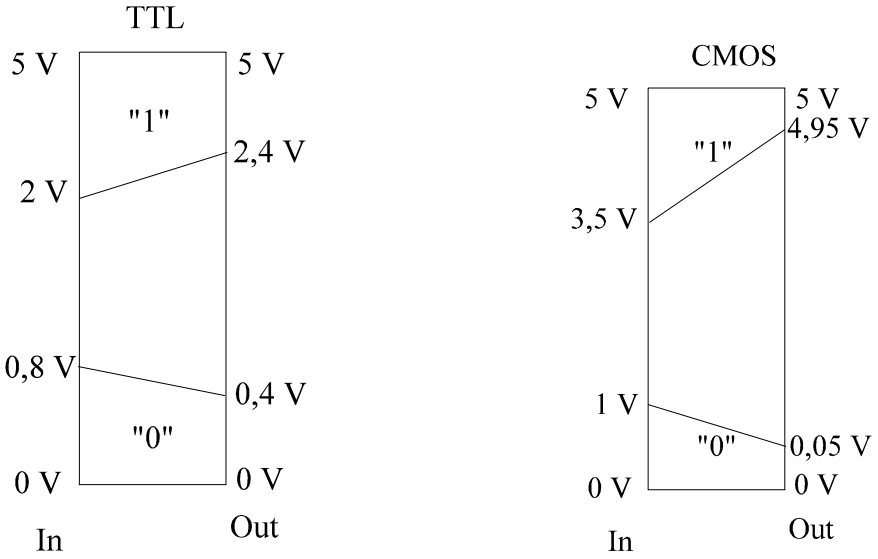


$\Rightarrow$ Anstiegszeit, Abfallzeit und die Verzögerungszeit sind unterschiedlich.

Die Verzögerungszeit zwischen dem Eingang und dem Ausgang eines Gatters wird als "**propagation delay**" bezeichnet.

(siehe auch "Kommunikation mit binären Signalen")
Auf Grund von Störungen, die auf den Verbindungsleitungen entstehen, sind die Werte für Spannungen am Eingang und Ausgang unterschiedlich festgelegt.

9. Schaltungsfamilien TTL, CMOS

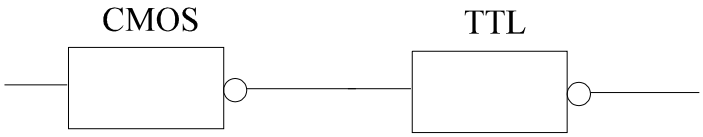


Störabstand: ist der Spannungswert zwischen einer Null und einer Eins

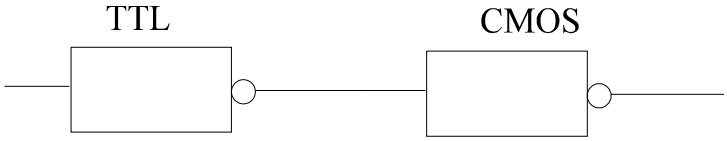
Am Ausgang 2V Abstand (bei TTL), da man dann über eine Leitung geht, wodurch Störungen auftreten, die diesen Abstand verkleinern ⇒ von Anfang an größer, um trotzdem den gewünschten Erfolg zu haben.

10. Vergleich TTL mit CMOS

CMOS ist wesentlich störungsunempfindlicher



Ansteuerung ohne Probleme

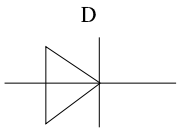


nicht möglich! da "1"-Pegel nicht passend ⇒ Pegelkonverter erforderlich!

III. Elektronische Bauelemente und digitale Grundschaltungen

1. Die Diode

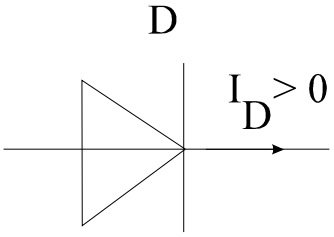
a.) Schaltzeichen:



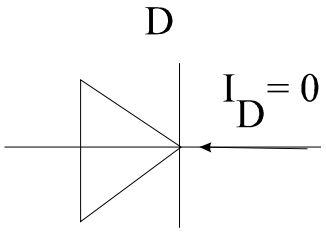
Verwendungszweck: "elektronisches Ventil"
!! Strom durchfließt die Diode nur in Pfeilrichtung !!

b.) Der Strom durch eine Diode

Ersatzschaltbild: Die Diode ist uns bislang unbekannt, Widerstand, Kondensator, ... kennen wir. Läßt sich aus den bekannten Elementen ein Modell (wird Ersatzschaltbild genannt) gewinnen, das die Diode beschreibt?



Ersatzschaltbild:



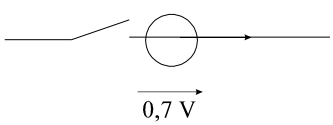
Ersatzschaltbild:

c.) Die Spannung an der Diode

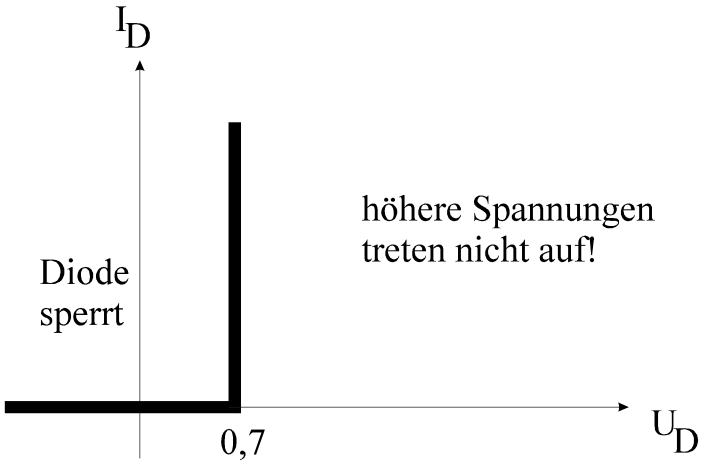
Ein Ventil braucht einen bestimmten Druck, um zu öffnen oder um offen zu bleiben.

Diode: Eine Spannung U_D = 0,7 V muß über der Diode abfallen, um sie offen zu halten (bei Silicium)

⇒ Neues Ersatzschaltbild:



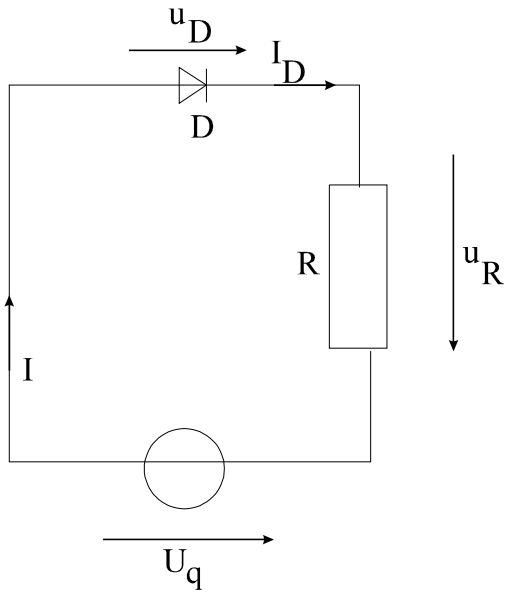
d.) Kennlinie der Diode



Die vorgestellten Eigenschaften stellen eine Idealisierung dar, daher "technisch ideale Diode".

Realistischeres Modell: "physikalisch ideale Diode"

e.) Schaltungen mit Dioden



(1) $I = I_D = IR$
(2) $U_R = R.I_R = RI$
(3) $U_D = U_q - RI$

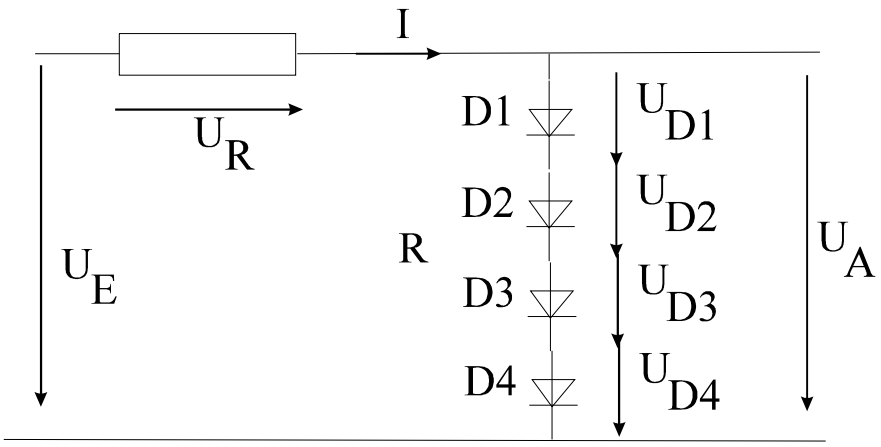
Geg: $U_q = 0{,}5$ V
Lösungsmethode: Annahme und Beweis (oder Widerspruch)

Annahme 1: Diode leitet $\Rightarrow U_D = 0{,}7$ V, $I_D = I > 0$

aus (3): $U_D = 0{,}7$ V: $0{,}7 = 0{,}5 - R.I \Rightarrow I = I_D = -\frac{0{,}2V}{R} < 0 \Rightarrow$ Annahme 1 falsch!

Annahme 2: Diode sperrt $\Rightarrow U_D < 0{,}7$ V, $I_D = 0$
aus (3): $U_D = U_q - RI = U_q = 0{,}5$ V $< 0{,}7$ V (qed)
$\Rightarrow$ Diode sperrt (ist offen); Annahme 2 richtig!

(1) Begrenzungsschaltungen



U_E wird langsam gesteigert:
Was geschieht mit U_A?

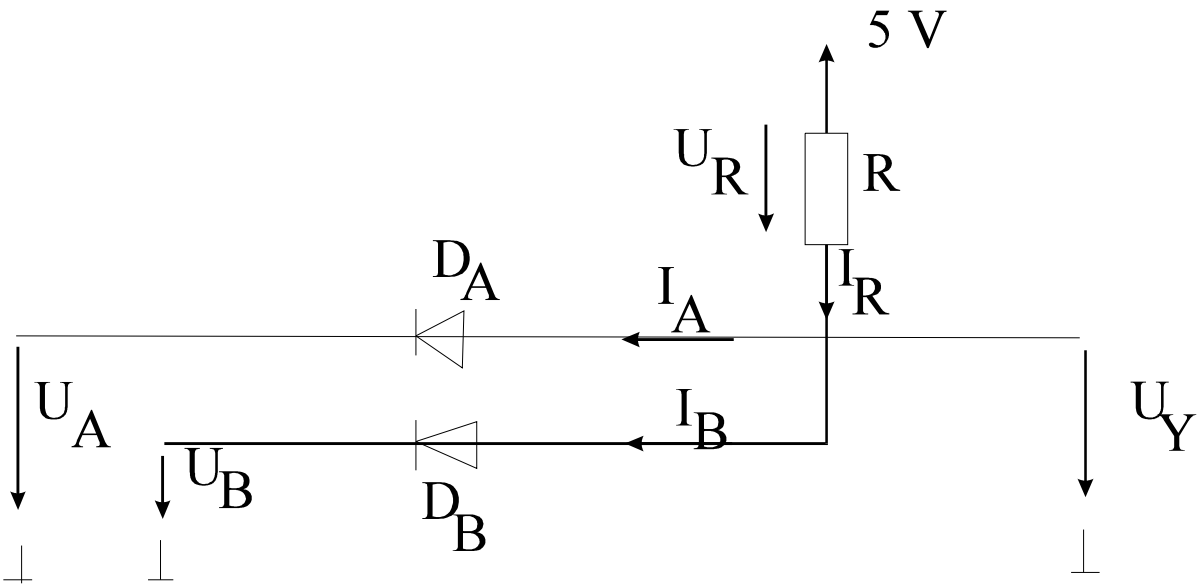
$U_A = U_{D1} + U_{D2} + U_{D3} + U_{D4} = 4.0{,}7$ V $= 2{,}8$ V

d. h.: Dioden sperren bei $U_A \geq 2{,}8$ V

(2) Gatterschaltung mit Dioden

UND-Gatter

	U_A	U_B	U_Y
(1)	0 V	0 V	0 V
(2)	0 V	5 V	0 V
	5 V	0 V	0 V
(3)	5 V	5 V	5 V



Fall (1):
$U_A = U_B = 0$ V
$-U_A - U_{DA} - U_R + 5V = 0$
$U_{DA} = 5 - U_R$
$U_{DA} = 5 - R.I_R$ ($I_R = I_A + I_B$)
Annahme Diode A und Diode B sperren: $I_R = 0 \Rightarrow U_{DA} = 5$ V $\Rightarrow$
Diode A leitet (Widerspruch!)
Annahme Diode A und Diode B leiten: $U_Y = 0{,}7$ V; richtig!
$\Rightarrow$ Dioden A und B leiten!

Fall (2):
$U_A = 0$ V, $U_B = 5$ V, D_A leitet $\Rightarrow$ wie Fall (1)
$U_A = 5$ V, $U_B = 0$ V, D_B leitet $\Rightarrow$ wie Fall (1)

Fall (3):
$U_A = U_B = 5$ V
$-U_A - U_{DA} - U_R + 5 = 0$
$-5 - U_{DA} - U_R + 5 = 0$
$U_{DA} = -U_R$

Annahme U_{DA} leitet: $U_{DA} = 0{,}7$ V
$\Leftrightarrow U_{DA} = -U_R = -R.I_R = 0{,}7$

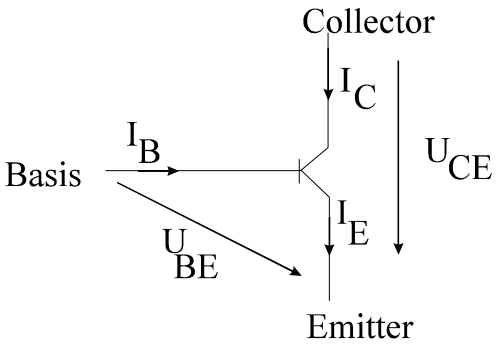
$$I_R = -\frac{0{,}7V}{R}$$

$\Rightarrow I_{DA} < 0$: Diode sperrt!!! Annahme falsch!

Annahme: D_A, D_B sperren $\Rightarrow I_R = 0 \Rightarrow U_R = 0 \Rightarrow U_Y = 5$ V richtig!

Nachteil: Was passiert bei vielen hintereinandergeschalteten Gattern? (Praxisfall)

2. Der Transistor



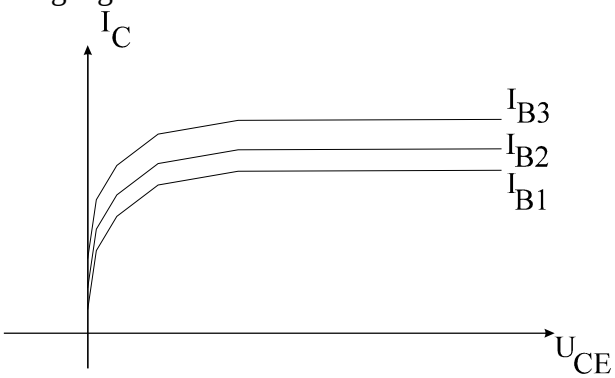
ist ein sehr komplexes Bauelement

a.) Beschreibungsmöglichkeiten

(1) Durch Kennlinien

Eingangskennlinie: Wie Diode
(Beziehung I-U an Basis/Emitter)

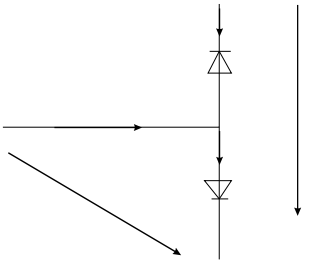
Ausgangskennlinienfeld:



(Beziehung I-U am Collector/Emitter)

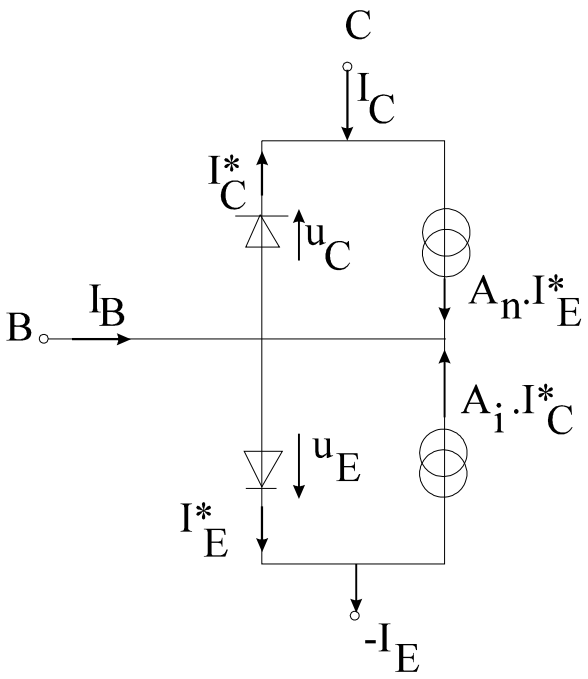
(2) Ersatzschaltbilder (=vereinfachte Modelle)

(a) Diodenersatzschaltbild



+ einfach
- Verständnis ($I_C > 0$ durch Diode?)
- ungenau: versagt bei vielen Schaltungen

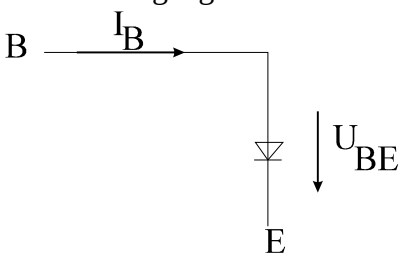
(b) Ebers-Moll-Ersatzschaltbild



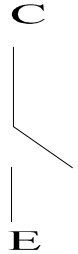
\+ für digitale Schaltungen fast immer genau!
\- sehr kompliziert (siehe Abbildung)

(c) Schalter-Darstellung

Aus der Eingangskennlinie:



Aus dem Ausgangskennlienienfeld:
Fall (1): $I_B = 0 \Rightarrow I_C = 0$:

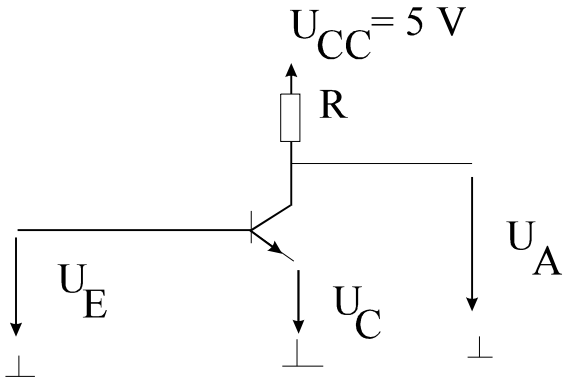


Fall (2): $I_B > 0$ Digitaltechnik: nur der verwendbare Bereich interessant, daher:

+ sehr einfach
+ meist ganau genug ...
- ... leider nicht immer!

b.) Transistorschaltungen

(1) Transistor und Widerstand



Fall (a) $U_E < 0{,}7\ V \Rightarrow I_B = 0 \Rightarrow$ Schalter offen! $\Rightarrow U_A = U_{CC} = 5\ V$
Fall (b) $U_E = 0{,}7\ V \Rightarrow I_B > 0 \Rightarrow$ Schalter geschlossen! $\Rightarrow U_A = 0\ V$

Offene Fragen:
- Wie groß wird I_B im Fall (b)?
- Schaltung?

(2) NAND-Gatter

Funktionstabelle {NAND-Gatter = (not(and(u_1,u_2)))}

U_1	U_2	U_A
0 V	0 V	5 V
0 V	5 V	5 V
5 V	0 V	5 V
5 V	5 V	0 V (0,2 V)

Vorteil gegenüber von Diodenschaltung:
- Zusammenschalten mehrerer Gatter
- Regeneration der Spannungspege zu "0"-Darstellung an den Eingängen

Realisitische Anwendbarkeit dieser Schaltung
- DTL (Diode-Transistor-Logic); Schaltungsfamilie arbeitet nach diesem Konzept

Weitere Schaltungsfamilien
- TTL (Transistor-Transistor-Logic)
- ECL (Emitter-Coupled-Logic)

c.) TTL-Schaltungskonzept

(1) Multiemitter-Transistor (Spezialbauelement)

$U_A = U_2 = 0$ V

Annahme: $U_{BE1} = U_{BE2} = 0{,}7$ V $\Rightarrow$ Dioden leiten $\Rightarrow I_B > 0$
$U_{RB} + U_{BE1} = 5$ V
$U_{RB} = 5$ V $- U_{BE1} = 4{,}3$ V
$U_{RB} = R_B.I_B \Leftrightarrow I_B = \frac{U_{RB}}{R_B} = \frac{4{,}3V}{R_B} > 0$, Annahme richtig!

Am Collector von $T_{Muliemitter}$ liegen also 0,7 V an. Restliche Schaltung wie gehabt: $I_{B2} = 0 \Rightarrow$ Ausgangstransistor sperrt (Schaltung offen) $\Rightarrow U_A = 5$ V

d.) Transistorausgangsstufen

TTL: Bisher vereinfacht, realistischer:
T_3 sperrt, T_4 schließt: $U_A = 0$ V
T_3 schließt, T_4 offen: $U_A = 4{,}3$ V

Vorteile:
+ schnelleres Umschalten
+ höhere Ströme aus dem Ausgang möglich

(1) OPEN-Colletor

Diese Schaltung verknüpft Gatterausgänge logisch miteinander.

(2) Tristate Ausgang

"Totem pole" Ausgangsstufe: Bislang nur zwei Eingangskombinationen für die beiden Steuerleitungen genutzt. Was ist mit den restlichen beiden?

T_3 T_4	offen zu	zu offen	zu zu	offen offen
U_A	0 V	4,3 V	0 V nicht erlaubt, da Kurzschluß	? wird von der äußeren Schaltung bestimmt

(3) Tri-State-Ausgangsschaltung (Anwendung):

Für den Fall T_3, T_4 offen nimmt die Ausgangsstufe also keinerlei Einfluß auf den nachfolgend angeschlossenen Eingang.
So läßt sich das Gatter also abschlaten (keine Relevanz für die nachfolgenden logischen Verknüpfungen).
Der abgeschaltete Zustand wird auch als "Tri-State" (dritter Zustand) bezeichnet.

Üblich sind folgende Kürzel für die Spannungspegel bzw. Zustände auf Leitungen (positive Logik):

0 V	low	"0"
5 V	high	"1"
Tri-State	high-impendance	"z"

Da bestimmte Gatter abgeschaltet werden können, bietet sich die Möglichkeit, mehrere Gatterausgänge zusammenzuschließen, wobei nur jeweils eines den Pegel bestimmt, alle anderen sind Tri-State geschaltet.

Solche Zusammenschaltungen mehrerer Ausgänge werden **Busse** genannt. In diesem Fall: Tri-Stat-Bus

Beispiele: RAM, ROM-Bausteine, Prozessorbusse, PCI-Bus, ...

3. Eigenschaften der Schaltungsfamilien im Vergleich:

Typ	Kennbuchstabe	mittl. Verlustleistung in mW	mittl. Verzögerungszeit in ns	$P_v t_p$-Produkt in pJ	max. Zählfrequez in MHz
Standard TTL	--	10	10	100	35
High Speed TTL	H	22	5	110	80
Low-Power TTL	L	1	30	30	3
Schottky TTL	S	20	3	60	125
Low-Power-Schottky TTL	LS	2	10	20	45
LP advanced TTL	ALS	11	3	3	35 bis 50
Advanced Schottky TTL	AS	8,5	1,5	12	125 bis 200
Schnelle TTL	FAST.T	4	1,5	6	100
CMOS	HCT.	1,75	10 bis 12	1,4	25
High Speed TTL	HC	(0,5 µW/kHz)		(0,005 pJ/kHz)	50
CMOS advanced	AC	0,8 µW/kHz	3	0,002 pJ/kHz	100
TTL	ACT	0,8 µW/kHz	3	0,002 pJ/kHz	100
BICMOS TTL	BCT	1	3	3	120

a.) ECL (Emitter-Coupled-Logic)

schnellste Bipolartechnik

Die Weiterentwicklung der CMOS-Technologie sowie die gute Integrierbarkeit → vermehrter Einsatz von CMOS

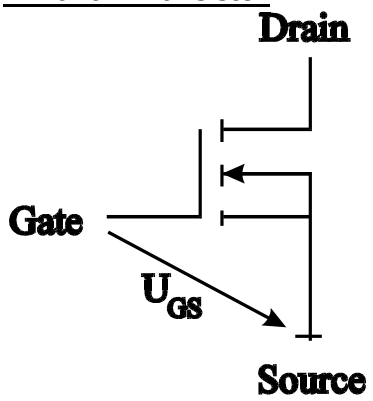
Typ	Kennbuchstabe 10 KH	mittlere Verlustleisung in mW	mittl. Verzögerungszeit in ins	$P_v t_p$-Produkt in PJ
Standard	10.1.../5.	25	1	25
	10.2.../.6	25	2	50
	10.5...	25	1,5	35
High Speed	1 bis 6	70	1	70
	10.H100	35	1	35
	100.100	50	0,75	38
	100E100	30	0,6	18

4. CMOS-Schaltungstechnik

CMOS - Complementäre-Metall-Oxid-Semicondente-Transistoren

Durch die Verwendung von zwei unterschiedlichen Transitortypen lassen sich Gatter durch eine Art Wechselschalterbetrieb realisieren.

n-Kanal-Transistor

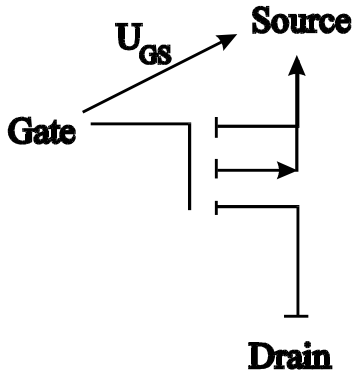


U_{GS}: 0..1 V Transistor aus
U_{GS}: 1..5 V Transistor ein

Merke:

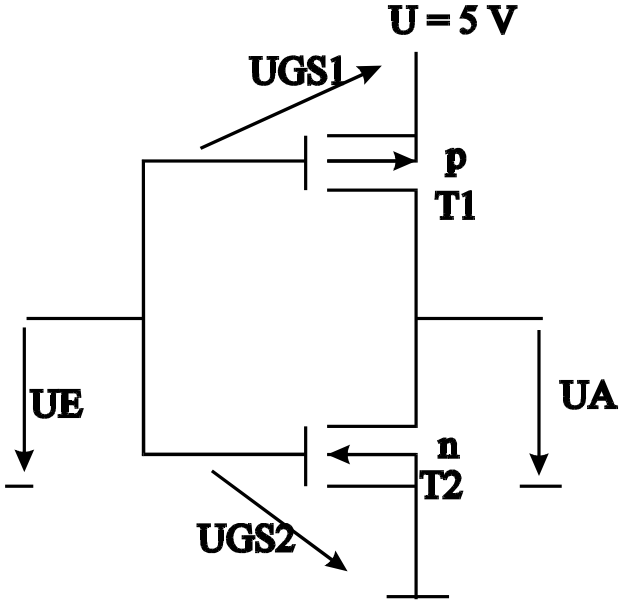
U_{GS}	Transistor
0 V	aus
5 V	ein

p-Kanal-Transistor



U_{GS}: -1V .. 0 V Transistor aus
U_{GS}: -5V..-1V Transistor ein

a.) Inverter aus p-/n-Kanal-Transistoren



Fall 1: U_E = 0 V:
U_{GS1} = -5 V
U_{GS2} = 0 V
Fall 2: U_E = 5 V:
U_{GS1} = 0 V
U_{GS2} = 5 V
abhängig von U_E ist imer ein Transistor ein und der andere Transistor aus. Während des Umschaltens fließt ein Querstrom

U_E	U_A	U_{GS1}	U_{GS2}
0	U_{DD}	0	-5
U_{DD}	0	5	0

<u>Die Stromaufnahme eines CMOS-Gatters setzt sich aus drei Anteilen zusammen:</u>
1. kleiner Sperrstrom (vernachlässigbar)
2. Querstrom
3. Auf- und Entladen der Transistorengatekapazitäten C_T

Beim Aufladen wird die Energie $\frac{1}{2} C_T . V_{DD}^{\ 2}$ gespeichert, gleichzeitig wird derselbe Betrag im aufladenden Transistor in Wärme umgesetzt.
Beim Entladen wird die im Kondensator gespeicherte Energie im nachladenden Transistor in Wärme umgesetzt. Als Gesamtverlustleistung ergibt sich:

$$P_V = \frac{\omega}{t} = \omega . f = C_T . V_{DD}^{\ 2} . f$$

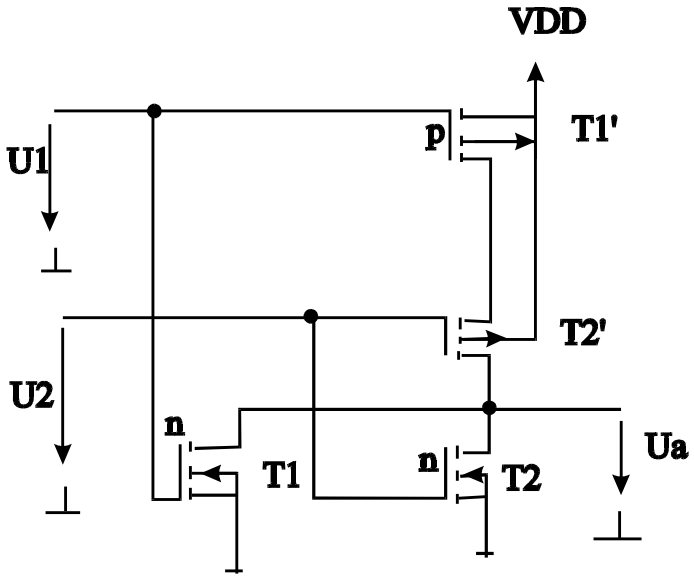
Merke:
$P_V \approx C_T$: kleinere Geometrie
$P_V \approx V_{DD}^2$: kleinere Versorgungsspannung
$P_V \approx$ f !!!!!

Typische Eigenschaften der CMOS-Schaltungsfamilie (Richtwerte *, TTL-kompatibel)

Typ	Kennbuchstabe	mittlere Verlustleistung in mW	mittlere Verzögerungszeit in ns	$P_v t_p$-Produkt in pJ
Standard	4... 14...	(0,25 bis 0,05) $\frac{\mu W}{kHz}$	90 bis 100	0,03 $\frac{pJ}{kHz}$
High Speed	74 HC...* 74 HCT ...	0,5 $\frac{\mu W}{kHz}$	10 bis 12	0,005 $\frac{pJ}{kHz}$
Advanced	74 AC... * 74 ACT...	0,8 $\frac{\mu W}{kHz}$	3	0,002 $\frac{pJ}{kHz}$
BICMOS	74 BCT ... *	1	3	120

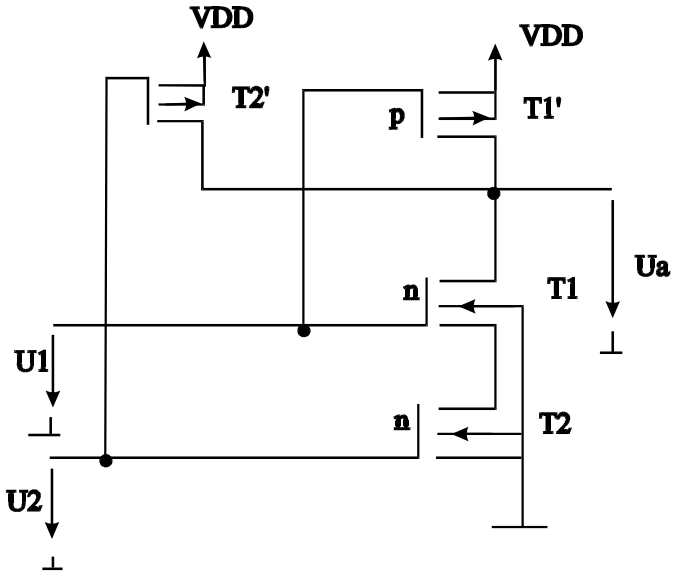
b.) CMOS-Gatter

(1) NOR-Gatter



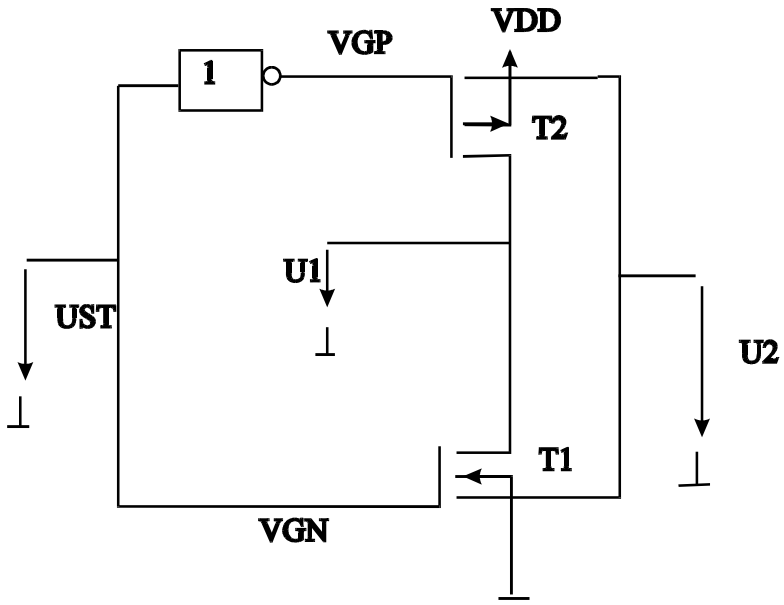
Fall 1: $U_1 = U_2 = 0 \Rightarrow T_1$ & T_2 aus, T_1' &T_2' ein $\Rightarrow U_a = V_{DD}$ = "High"
Fall 2: $U_1 = 0$ & $U_2 = V_{DD} \Rightarrow T_1$ aus, T_2 ein, T_2' aus $\Rightarrow U_a$ = "Low"
Fall 3: $U_1 = V_{DD}$ & $U_2 = 0 \Rightarrow U_a$ = "Low"
Fall 4: $U_1 = U_2 = V_{DD} \Rightarrow U_a$ = "Low"

(2) NAND-Gatter



$U_a = 0$, wenn T_1 &T_2 ein $\Rightarrow U_1 = U_2 = V_{DD} = 5$ V
ansonsten $U_a = V_{DD} = 5$ V

(3) Transmission-Gate (MUX = Multiplexer)



Die CMOS-Technik bietet die Möglichkeit, den p- und n-Kanal-Transistor parallel zu schalten, und einen Transistor mit dem negierten Signal anzusteuern $\Rightarrow$ entweder beide Transistoren ein oder beide Transistoren aus!

c.) Logische Funktionen

(1) NOT

(2) AND

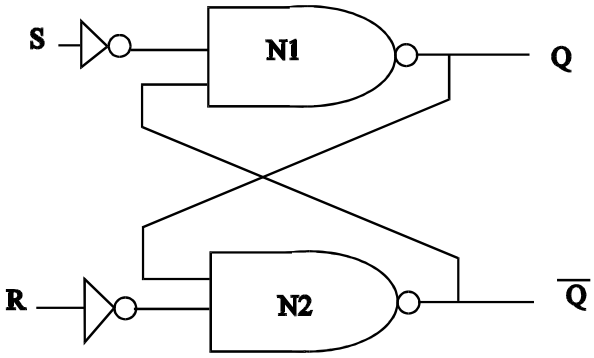
(3) OR

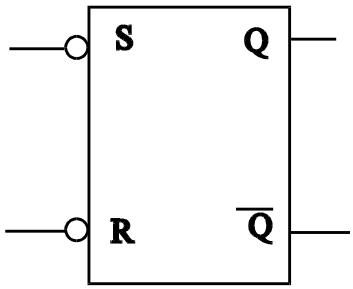
(4) NAND

(5) NOR

(6) XOR

d.) RS-Latch





Gate N1 (S = 0): Q

Gate N2 (R = 0): $\overline{Q}$

Gate N1 (S = 1): 1

Gate N2 (R = 1): 1

Gate N (S = 0, R = 1): Q = 0

Gate N (S = 1, R = 0): $\overline{Q} = 0$

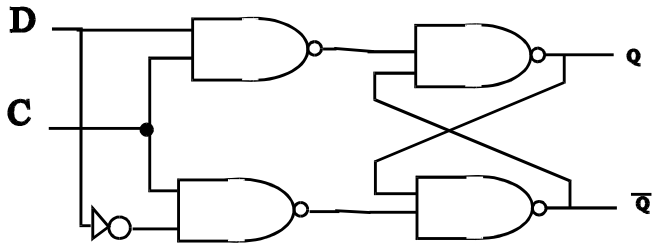
S	R	Q_n	$\overline{Q}_n$
0	0	Q_{n-1}	$\overline{Q}_{n-1}$
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	1

wobei (S = 1, R = 1) nicht erlaubt ist!!

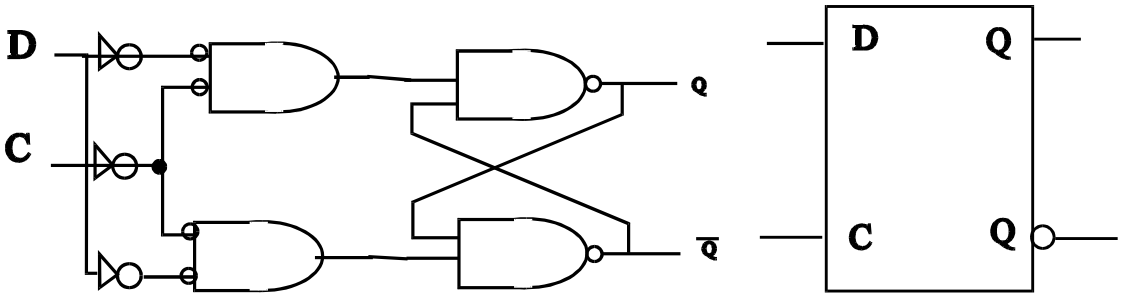
e.) Delay-Latch

(wie bei RS-Latch, wobei $R = \overline{S}$ ist)

(1) NAND-Latch



(2) NOR-Latch



5. Übersicht digitaler Schaltkreistechniken

IV. Übungsbeispiele:

Für den Inhalt und die Vollständigkeit
wird keine Garantie übernommen
Linz, am 25. Jänner 1996

Inhaltsverzeichnis zur Lehrveranstaltung

I. ELEKTRONISCHE DARSTELLUNG VON INFORMATION ... 2
1. Potential, Elektrisches Feld, Spannung ... *2*
2. Strom ... *3*
3. Strom und Spannung - Leistung, Energie ... *3*
4. Signale ... *3*
5. Digitalisierung ... *5*
a.) Quantisierung der Zeit ... 5
(1) Theorie ... 5
(2) Fourierreihe nur bei periodischen Signalen: ... 6
(3) Klirrfaktor: ... 6
(4) Gesamtklirrfaktor ... 6
(5) Effektivwert (einer allgemein periodischen Fuktion der Periode T) ... 7
(6) Einzelschwingung: ... 7
(7) Beispiel eines Spektrums ... 8
(8) Abtsttheorem ... 9
(9) Technische Anwendung ... 9
b.) Quantisierung der Amplitude ... 9
(1) Berechnung des Quantisierungsrauschens ... 10
(2) Statistische Verteilung des Quantisierungsfehler: ... 10
(3) mittlerer Leistung des Quantisierungsrauschens ... 10
(4) Erfahrungswerte bei Übertragungen für die Wahl von q ... 11
(a) Sprache (Telephon) ... 11
(b) Musik ... 11
(c) Bilder (Standardvideo) ... 11
c.) Kommunikation mit binären Signalen ... 11
(1) Standardisierung (Idealisierung) ... 11
(2) Timing-Diagramm ... 12
(3) Speicherzugriff: Vorlauf- und Haltezeit (setup/hold) ... 12
d.) Beispiele für Kommunikation ... 13
(1) Synchrone Kommunikation ... 13
(2) Asynchrone Kommunikation ... 13
e.) Verbindungsleitungen: ... 14
(1) Datenübertragung über eine unsymmetrisch angesteuerte Twisted-Pair-Leitung: ... 14
(2) Datenübertragung über eine symmetrisch angesteuerte Twisted-Pair-Leitung: ... 14
(3) Datenübertragung im ECL-Systemen über eine symmetrisch angesteuerte Twisted-Pair-Leitung ... 14
f.) CMOS-Technik ... 14
g.) TTL-Technik ... 15
(1) D-Flip-Flop ... 15
II. PASSIVE BAUELEMENTE UND SCHALTUNGEN ... 16
1. Im Inneren der Quelle: ... *17*
a.) Leistung: ... 18
b.) Gesamtleistung: ... 18
c.) Wirkungsgrad (η) ... 18
(1) Nachrichtentechnik ... 18
(2) Energietechnik (Kraftwerk) ... 18
(3) Kurzschlußleistung $P_k(t)$ ... 18
(4) Leistungsbilanz ... 18
d.) Überlagerungssatz ... 19
e.) Sonderfälle: ... 19
(1) Reihenschaltung von Spannungsquellen: ... 19
(2) Parallelschaltung von Stromquellen: ... 19
f.) Spezielle Quellen (gesteuert) ... 20
(1) Stromgesteuerte Stromquelle (β - Stromverstärker) ... 20
(2) Stromgesetuerte Spannungsquelle (r-Transresistance) ... 20
(3) Spannungsgesteuerte Stromquelle (g-Transconductance) ... 20
(4) Spannungsgesteuerte Spannungsquelle (μ-Spannungsverstärker) ... 20
2. Elemente passiver Schaltungen ... *21*
a.) elektrisch leitendes Material (z. B. Metall) ... 21
(1) Deutung der Stromleitung ... 21

(2) Charakterisierung der Stromleitfähigkeit eines Materials ... 21
(3) Widerstand eines leitenden Körpers ... 21
b.) passive Bauelemente und Schaltungen ... 22
(1) Widerstand ... 22
(a) Darstellung: ... 22
(b) wichtige Parameter: ... 22
(c) Spannung und Strom am Widerstand ... 22
(2) Kapazität ... 23
(a) Darstellung ... 23
(b) Anschauliche Deutung: ... 23
(c) Interpretation: ... 23
(d) Extrapalation: ... 23
(e) Definition: Q = C.U ... 23
(f) Einflußfaktoren für C ... 23
(g) Plattenkondensator ... 24
(3) Ausführungsformen von Kondensatoren ... 24
(a) Wickelkondensatoren ... 24
(b) Schichtkondensatoren ... 24
(c) Elektrolytkondensatoren ... 24
(d) Einstellbare Kondensatoren ... 24
(4) Temperatureinfluß auf Widerstände ... 24
(a) Widerstände mit positiver Temperaturkonstante ... 25
(b) Widerstände mit negativer Temperaturkonstante ... 25
(c) Einsatzgebiete: ... 25
(5) Y-Δ Umwandlung von Widerständen ... 25
(6) Schaltungen mit Kapazitäten ... 26
(a) Reihenschaltung ... 26
(b) Parallelschaltung ... 26
(7) Induktivität ... 27
(a) Schaltsymbol ... 27
(b) Anschauliche Deutung ... 27
(c) Formel ... 27
(d) Extrapolation ... 27
(e) Einflußfaktoren für L ... 28
(f) Interpretation der Gleichung $u = L\frac{di}{dt}$ ... 28
(g) Größenordnung von A_L ... 28
(h) Zusammenschaltung von Spulen ... 28
(8) Kondensator und Spule als Energiespeicher ... 29
(a) Kondensator ... 29
(b) Spule ... 29
(9) Elektrische Verhalten einfacher Neztwerkselemente ... 30
(10) Isolator und Halbleiter ... 31
(a) Vorhandensein freier Ladungsträger ... 32
(b) Beweglichkeit der Ladungsträger ... 32
(c) Driftgeschwindigkeit ... 32
(d) Driftgeschwindigkeit in Abhängigkeit der elektrischen Feldstärke ... 33
3. Ohm'sches Gesetz ... *33*
a.) Serienschaltung ... 33
b.) Parallelschaltung ... 34
4. Kirchhoff'sche Gesetz ... *34*
5. Anwendung der Kirchhoff'schen Gesetze ... *35*
6. Kondensator und Spule im Gleichstromkreis ... *39*
a.) Verhalten für $t \rightarrow \infty$ ... 39
b.) Übergangsbereich: Einschaltung einer Gleichspannung ... 39
c.) Interpretation der Lösungen: ... 39
7. Dynamische Vorgänge in Netzwerken mit R, L, C ... *39*
a.) Stationärer Zustand (Komplexe Frequenz $s = j\omega$) ... 40
b.) Einschwingen (Sprungantwort) siehe RC-Schaltung ... 40
8. Netzwerk mit Energiespeicher (RC-Schaltung) ... *40*
a.) Einfaches Schaltmodell eines Inverters ... 41
9. Schaltungsfamilien TTL, CMOS ... *43*

10. Vergleich TTL mit CMOS *43*
III. ELEKTRONISCHE BAUELEMENTE UND DIGITALE GRUNDSCHALTUNGEN 44
1. Die Diode *44*
a.) Schaltzeichen: 44
b.) Der Strom durch eine Diode 44
c.) Die Spannung an der Diode 44
d.) Kennlinie der Diode 45
e.) Schaltungen mit Dioden 45
(1) Begrenzungsschaltungen 46
(2) Gatterschaltung mit Dioden 46
2. Der Transistor *48*
a.) Beschreibungsmöglichkeiten 48
(1) Durch Kennlinien 48
(2) Ersatzschaltbilder (=vereinfachte Modelle) 48
(a) Diodenersatzschaltbild 48
(b) Ebers-Moll-Ersatzschaltbild 49
(c) Schalter-Darstellung 49
b.) Transistorschaltungen 50
(1) Transistor und Widerstand 50
(2) NAND-Gatter 50
c.) TTL-Schaltungskonzept 51
(1) Multiemitter-Transistor (Spezialbauelement) 51
d.) Transistorausgangsstufen 51
(1) OPEN-Colletor 51
(2) Tristate Ausgang 51
(3) Tri-State-Ausgangsschaltung (Anwendung): 51
3. Eigenschaften der Schaltungsfamilien im Vergleich: *52*
a.) ECL (Emitter-Coupled-Logic) 52
4. CMOS-Schaltungstechnik *53*
a.) Inverter aus p-/n-Kanal-Transistoren 54
b.) CMOS-Gatter 55
(1) NOR-Gatter 55
(2) NAND-Gatter 56
(3) Transmission-Gate (MUX = Multiplexer) 56
c.) Logische Funktionen 57
(1) NOT 57
(2) AND 57
(3) OR 57
(4) NAND 57
(5) NOR 57
(6) XOR 57
d.) RS-Latch 58
e.) Delay-Latch 58
(1) NAND-Latch 58
(2) NOR-Latch 58
5. Übersicht digitaler Schaltkreistechniken *59*
IV. ÜBUNGSBEISPIELE: 59