

Elektronik 1

F.Dubacher

30. März 2021

1	Generelles	1
1.1	Ersatzschaltungen	1
1.2	Diverses	1
2	Operationsverstärker	1
2.1	Allgemeines	1
2.2	Verstärkerschaltungen	1
2.3	Komparatorschaltungen	2
2.4	Rechenschaltungen	3
2.5	Filterschaltungen	3
2.6	Dynamisches Verhalten	4
2.7	Fehlereinflüsse	4
3	Digital-Analog-Wandler (DAC)	5
3.1	Parallelverfahren	5
3.2	Wägeverfahren	5
3.3	Kaskadierung	6
4	Analog-Digital-Wandler (ADC)	6
4.1	Parallelverfahren (Flash-ADC)	6
4.2	Iteratives Verfahren	7
4.3	Wägeverfahren	7
4.4	Zählverfahren	7
4.5	Fehlereinflüsse	8
5	Grundlagen Halbleiter	8
5.1	Grundlegende Formeln	8
5.2	Silizium	8
5.3	Dotierung	8
5.4	pn-Übergang = Diode	9
6	Dioden	9
6.1	Kennlinien	9
6.2	Temperaturverhalten und Verlustleistung	10
6.3	Spezielle Diodenarten	10
6.4	Schaltungen mit Dioden	11
7	BJT-Transistoren	12
7.1	Funktionsweise (nnp)	12
7.2	Betriebszustände	13
7.3	NPN vs. PNP	13
7.4	Eigenschaften und Kennlinien	13
7.5	Modellierung	14
7.6	Grundsaltungen	15
7.7	Leistungsverstärkerschaltungen	15
7.8	BJT-Transistor als Schalter	16

8	Feldeffekt-Transistoren (FET)	16
8.1	Sperrschicht-FET	16
8.2	MOS-FET	17
8.3	BJT vs. FET	18
8.4	Häufigste Schaltung: Source-Schaltung = Inverter	18
8.5	FET als Schalter: Transmission Gate	18
9	Digitale Logik mit Transistoren	18
9.1	Pullup- und Pulldown-Widerstände	18
9.2	CMOS-Logik	19
9.3	Resistor-Transistor-Logik (RTL)	19
9.4	Dioden-Transistor-Logik (DTL)	19
9.5	Transistor-Transistor-Logik (TTL)	19
9.6	High Speed Logik	19
10	Transistorverstärker (Signalverstärker)	19
10.1	Kleinsignalverstärker	19
10.2	Differenzverstärker (npn-Differenzstufe)	20
10.3	pnp-Differenzstufe	20

1 Generelles 1.1 Ersatzschaltungen

1.1.1 DC-Ersatzschaltung

- Gleichstrom- und Gleichspannungsquellen übernehmen.
- Wechselstromquellen durch Unterbruch ersetzen (d.h. entfernen).
- Wechselspannungsquellen durch Kurzschluss ersetzen (d.h. kurzschliessen).
- Induktivitäten durch Kurzschluss ersetzen (d.h. kurzschliessen).
- Kapazitäten durch Unterbruch ersetzen (d.h. entfernen).
- Nichtlineare Bauteile durch ihre DC-Ersatzschaltung ersetzen.

1.1.2 Kleinsignal-Ersatzschaltung (AC)

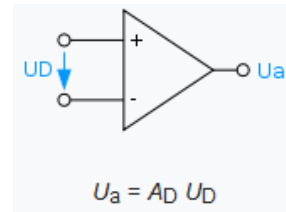
- Wechselstrom- und Wechselspannungsquellen übernehmen.
- Gleichstromquellen durch Unterbruch ersetzen (d.h. entfernen).
- Gleichspannungsquellen durch Kurzschluss ersetzen (d.h. kurzschliessen).
- "Grosse" Induktivitäten durch Unterbruch ersetzen (d.h. entfernen). "Kleine" Induktivitäten übernehmen.
- "Grosse" Kapazitäten durch Kurzschluss ersetzen (d.h. kurzschliessen). "Kleine" Kapazitäten übernehmen.
- Nichtlineare Bauteile durch ihre Kleinsignal-Ersatzschaltung ersetzen.

1.2 Diverses

CL/OL: Closed Loop / Open Loop	v_{opp} : Positiver Eingang Opamp	Widerstand parallel:
OS: Offset	v_{opn} : Negativer Eingang Opamp	$R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}}$
Dezibel	$k = 20 \cdot \log(A)$ $A = 10^{k/20}$	Kapazität $C = Q/U$
	k : Verstärkung in db A : Verstärkung ohne Skalierung	parallel: $\sum_{i=1}^n C_i$ seriell: $\parallel_{i=1}^n C_i$
Spannungs-teiler	$\frac{U_A}{U_B} = \frac{R_A}{R_B}$ "Spannungverhältnis!"	<u>Laden:</u> $u_c(t) = u_c(0) + [U_{stat} - u_c(0)] \cdot (1 - e^{-t/\tau})$
Poti	$(v_+ - v_-) \frac{R_-}{R_- + R_+} + v_-$	<u>Entladen:</u> $u_c(t) = u_c(0) \cdot e^{-t/\tau}$; $\tau = RC$

2 Operationsverstärker 2.1 Allgemeines

- Der Eingangsstrom ist immer null beim idealen Opamp
- Es wird die Differenz $V_{opp} - V_{opn}$ verstärkt
- Bei CL Beschaltung wird der Ausgang immer so geregelt, dass $V_{opp} - V_{opn} = 0$
- Idealer Opamp hat OL Verstärkung $A_{OL} \rightarrow \infty$
- Der Zusammenhang zwischen V_{in} und V_{out} kann meist als **linear** betrachtet werden. Die Verstärkung A ist dabei die Proportionalitätskonstante. Für Fälle wo keine Linearität vorliegt, siehe dynamisches Verhalten.

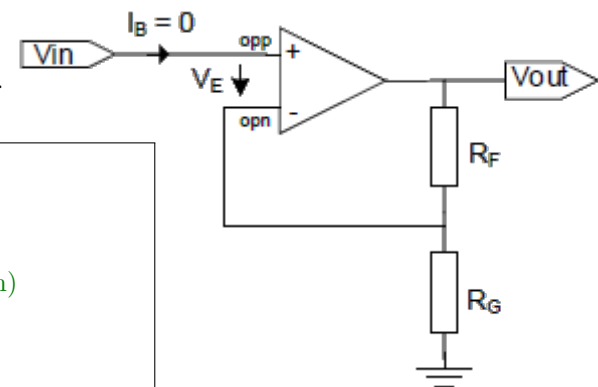


2.2 Verstärkerschaltungen

Info CL-OpAmps: Es gilt immer $V_{opp} = V_{opn}$, weil der OpAmp die Differenz auf Null regelt!

2.2.1 Nichtinvertierender Verstärker

- Ausgangsspannung ist gleichphasig zur Eingangsspannung.
- Der Opamp verstärkt $V_E = V_{opp} - V_{opn} = V_{in} - V_{opn}$, somit hat der Ausgang das Vorzeichen von V_{in} .



Spannungen	v_{out}	$V_{opp} = V_{opn}$	$V_{gnd}=0$	$v_{out} = \frac{R_G + R_F}{R_G} v_{in}$
	v_{opp}	$= v_{in}$		
	v_{opn}	$= \frac{R_F}{R_F + R_G} V_{gnd} + \frac{R_G}{R_G + R_F} v_{out}$		(Superposition)
CL Verstärkung	A_{cl}	$= \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{R_G + R_F}{R_G} = 1 + \frac{R_F}{R_G}$		
Eingangsw.	r_{in}	$\approx \infty$		
Ausgangsw.	r_{out}	≈ 0		
mit Offset	v_{out}	$= \frac{R_G + R_F}{R_G} (v_{in} + v_{os})$		
A_{cl} für A_{ol} klein	v_{out}	$= A_{ol} \cdot (\underbrace{v_{opp}}_{=v_{in}} + v_{os} - v_{opn}) = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_F}} \cdot (v_{in} + v_{os})$		

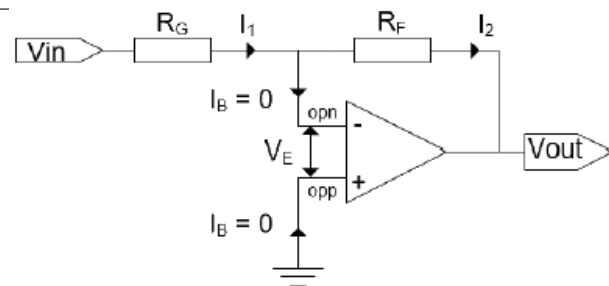
Info : Für $R_1 \rightarrow \infty$ und $R_F \rightarrow 0$ wird der OpAmp zu einem Buffer.

2.2.2 Invertierender Verstärker

- Ausgangsspannung ist gegenphasig (invertiert) zur Eingangsspannung.
- Der Opamp verstärkt $V_E = V_{opp} - V_{opn} = -V_{in}$, somit hat der Ausgang das **umgekehrte** Vorzeichen von V_{in} .
- Weil v_{opp} auf Masse ist, versucht der OpAmp v_{opn} ebenfalls auf Masse zu regeln (virtuelle Masse).

Achtung : Um I_2 gemäss Bezugsrichtung zu berechnen, muss v_{out} umgekehrt werden, weil die Standardbezugsrichtung gegen Masse ist. $\rightarrow I_2 = \frac{-v_{out}}{R_F}$

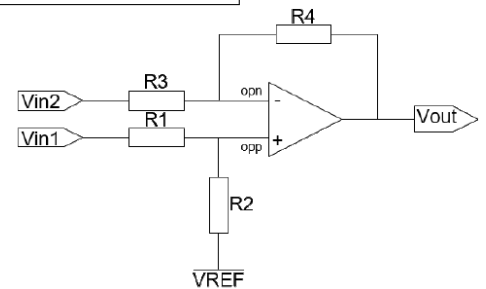
Spannungen	$v_{out} = \frac{R_G + R_F}{R_G} V_{gnd} - \frac{R_F}{R_G} v_{in} = V_{opp} - R_F \cdot I$
	$v_{opn} = \frac{R_F}{R_F + R_G} v_{in} + \frac{R_G}{R_G + R_F} v_{out}$
CL Verstärkung	$A_{CL} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = -\frac{R_F}{R_G}$
Strom	$i_1 = i_2 = \frac{v_{in}}{R_G} = -\frac{v_{out}}{R_F}$
Eingangsw.	$r_{in} = R_G$ (virtueller Massepunkt)
Ausgangsw.	$r_{out} \approx 0\Omega$
mit Offset	$v_{out} = \frac{R_G + R_F}{R_G} v_{os} - \frac{R_F}{R_G} v_{in}$
A_{ol} klein	$v_{out} = A_{ol} \cdot (\underbrace{v_{opp}}_{=V_{gnd}=0} + v_{os} - v_{opn}) = \frac{A_{ol}}{1 + A_{ol} \cdot \frac{R_G}{R_G + R_F}} \cdot \left[v_{os} - v_{in} \frac{R_F}{R_G + R_F} \right]$



2.2.3 Differenzverstärker

Info : Opamp-Eingänge können gemäss Superposition separat betrachtet werden!

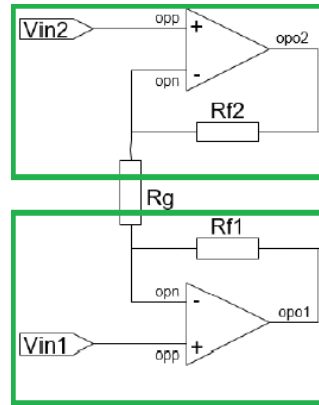
Spannungen	$v_{opp} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{ref} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} v_{in1}$ (Superposition)
	$v_{out(opn)} = -\frac{R_4}{R_3} v_{in2}$ ($v_{opp} = 0 \rightarrow$ invert. Verstärker)
	$v_{out(opp)} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} v_{opp}$ ($v_{opn} = 0 \rightarrow$ nicht-invert. Verstärker)
	$v_{out} = v_{out(opn)} + v_{out(opp)}$ $\frac{R_1 = R_3}{R_2 = R_4} \frac{R_4}{R_3} (v_{in1} - v_{in2}) + v_{ref}$



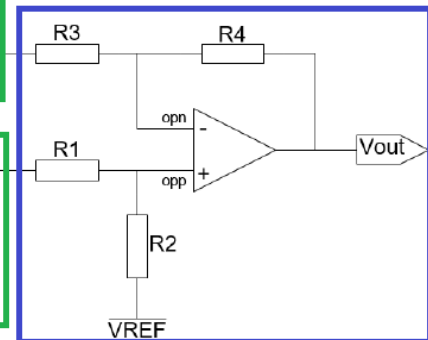
2.2.4 Instrumentenverstärker

Normalerweise ist $R_{f1} = R_{f2}$ und $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$. So kann nämlich die Verstärkung allein über R_g eingestellt werden.

Spannungen	$V_{out} = (1 + \frac{2R_{f2}}{R_g})(v_{in1} - v_{in2})$
------------	--



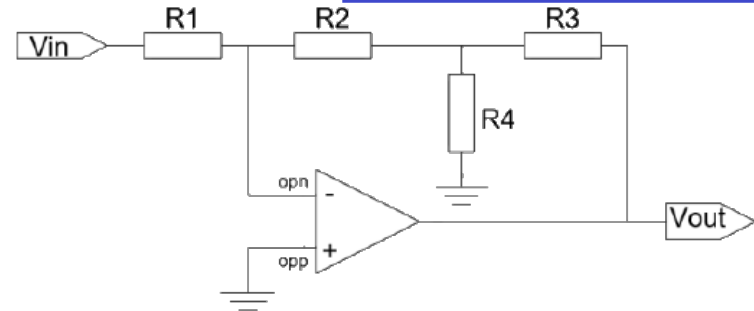
nicht-invertierender Verstärker
Differenzverstärker



2.2.5 T-Glied in Rückkopplung

Für grosse Verstärkungen bei kleinen Feedback-Impedanzen. Ein kleines R_4 bewirkt eine grosse Verstärkung, weil V_{out} für den Spannungsausgleich umso höher sein muss (Strom fliesst auch durch R_4 ab).

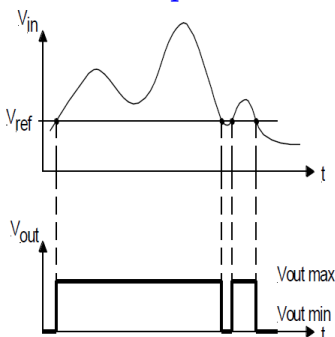
Verstärkung	$A_{CL} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_4}}{R_1}$
-------------	--



2.3 Komparatorschaltungen

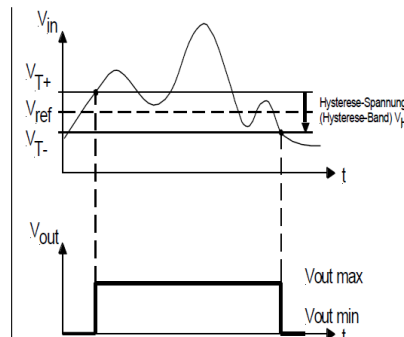
- Ohne Rückkopplung vom Ausgang auf den negativen Eingang
- Weil A_{ol} meistens sehr gross ist, ist der Ausgang meistens am Anschlag ; ohne die Vorgeschichte zu kennen, ist V_{out} bei $t = 0$ **undefiniert**
- Jeder Opamp kann als Komparator eingesetzt werden, aber es gibt auch spezialisierte Bauteile, welche schneller schalten

2.3.1 Komparator vs. Schmitt-Trigger



Komparator

- 1 Schaltschwelle
- Glitches möglich

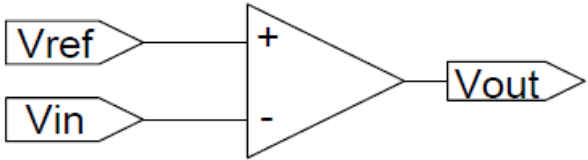


Schmitt-Trigger

- 2 Schaltschwellen
- Glitches werden unterdrückt

2.3.2 Komparator (mit Opamp)

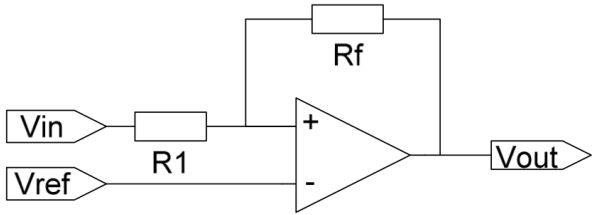
Spannung	$v_{out} = A_{ol} \cdot (v_{ref} - v_{in})$
----------	---



2.3.3 Nicht-invertierender Schmitt Trigger

- Ist immer am Anschlag und schaltet nur bei Schaltschwellen
- Schaltschwellen befinden sich dort, wo $v_{opp} - v_{opn} = 0$, bzw. bei $v_{opp} = v_{ref}$

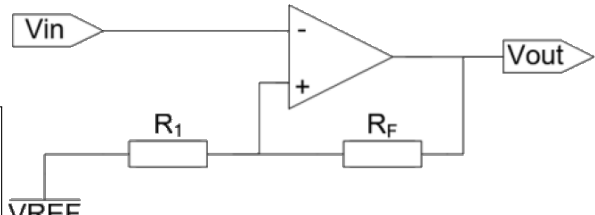
Schaltschwellen..	$V_{T+} = V_{ref} \frac{R_1 + R_f}{R_f} - V_{out,min} \frac{R_1}{R_f}$
..für V_{in}	$V_{T-} = V_{ref} \frac{R_1 + R_f}{R_f} - V_{out,max} \frac{R_1}{R_f}$
mit Offset	$V_{ref} = V_{ref} + V_{os}$
Hysteresese	$V_H = V_{T+} - V_{T-} = (V_{out,max} - V_{out,min}) \frac{R_1}{R_f}$



2.3.4 Invertierender Schmitt Trigger

- Ist immer am Anschlag und schaltet nur bei Schaltschwellen
- Schaltschwellen befinden sich dort, wo $v_{opp} - v_{opn} = 0$, bzw. bei $v_{opp} = v_{in}$

Schaltschwellen..	$V_{T+} = (V_{ref} - V_{out,max}) \frac{R_f}{R_f + R_1} + V_{out,max}$
..für V_{in}	$V_{T-} = (V_{ref} - V_{out,min}) \frac{R_f}{R_f + R_1} + V_{out,min}$
mit Offset	$V_{ref} = V_{ref} + V_{os}$
Hysteresese	$V_H = V_{T+} - V_{T-} = (V_{out,max} - V_{out,min}) \frac{R_1}{R_1 + R_f}$

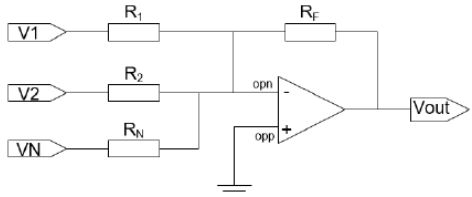


2.4 Rechenschaltungen

2.4.1 Invertierender Addierer

Invertierende Verstärkerschaltung mit drei Eingängen, welche gemäss Superpositionsprinzip unabhängig behandelt werden können.

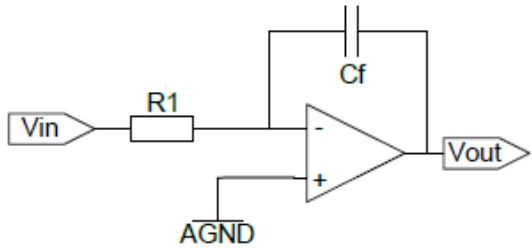
$$v_{out} = - \left(\frac{R_F}{R_1} v_1 + \frac{R_F}{R_2} v_2 + \frac{R_F}{R_N} v_N \right) + \frac{R_F + (R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_N)}{R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_N} \cdot V_{opp}$$



2.5 Filterschaltungen

2.5.1 Integrierer

Spannung	$v_{out} = -\frac{1}{R_1 \cdot C_f} \int (v_{in} - V_{agnd}) dt + v_{out_start}$
Strom	$I_C = \frac{v_{in} - V_{opn} \overset{\text{virt. Masse}}{=} \frac{v_{in} - V_{agnd}}{R_1} = -C_f \frac{d(v_{out} - V_{agnd})}{dt}$ $\overset{dV_{agnd}/dt=0}{=} -C_f \frac{dv_{out}}{dt}$
Vorzeichen	$v_{in} < V_{agnd}$: nicht-invertierend $v_{in} > V_{agnd}$: invertierend

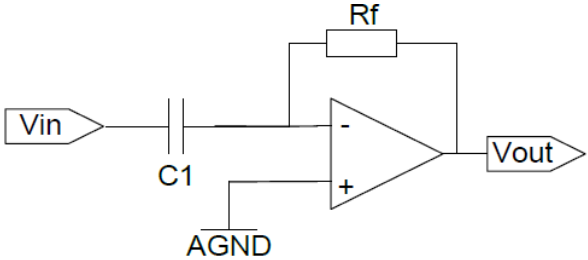


2.5.2 Differenzierer

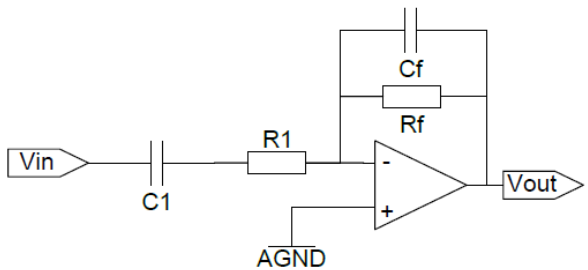
Nicht praxistauglich!

- Kann Schwingen
- Belastet bei zunehmender Frequenz die Signalquelle
- Verstärkung steigt mit zunehmender Frequenz

Spannung	$v_{out} = -R_f C_1 \frac{dV_{in}}{dt}$
----------	---



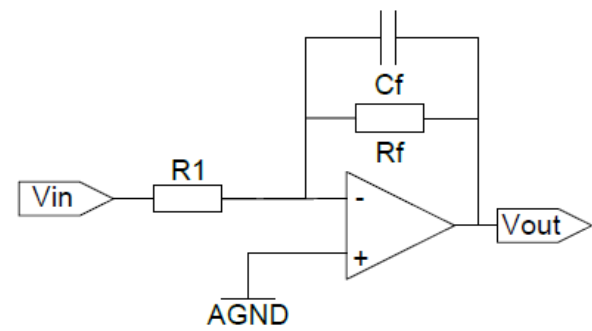
2.5.3 Differenzierer (Bandpass-Variante)



2.5.4 Tiefpass erster Ordnung

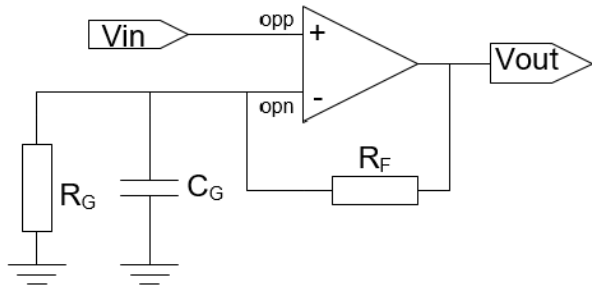
Funktioniert gleich wie der Integrator, aber lässt nur Frequenzen bis zu einer bestimmten Grenze durch.

Grenzfrequenz	$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$
---------------	---------------------------



2.5.5 Hochpass

Grenzfrequenz	$f_g = \frac{1}{2\pi RC}$
---------------	---------------------------

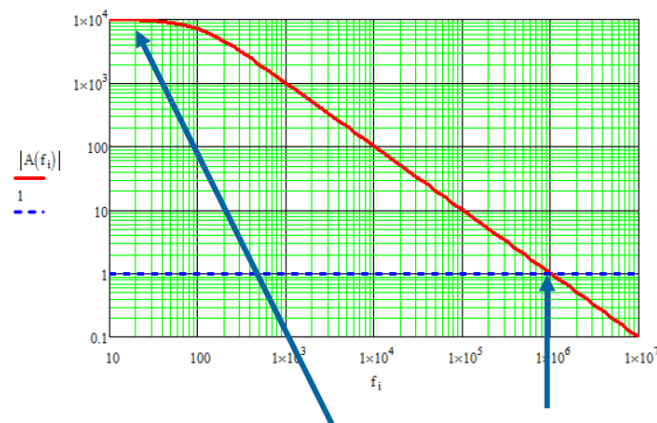


2.6 Dynamisches Verhalten

2.6.1 Verstärkung abhängig von Frequenz

Die Verstärkung des realen Opamps ist frequenzabhängig. Das Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (GBP) ist bei allen Opamps konstant. Damit kann die Verstärkung in einem 3db-Bereich berechnet werden.

Verstärkung	$A_{dB} = 20 \cdot \log A_{lin}$
GBP	$GBP = A_{lin} \cdot f_{3db} = konst.$
OL Verstärkung	$A_{ol}(f) = \frac{A_0}{1 + \frac{A_0}{GBP} \cdot jf}$

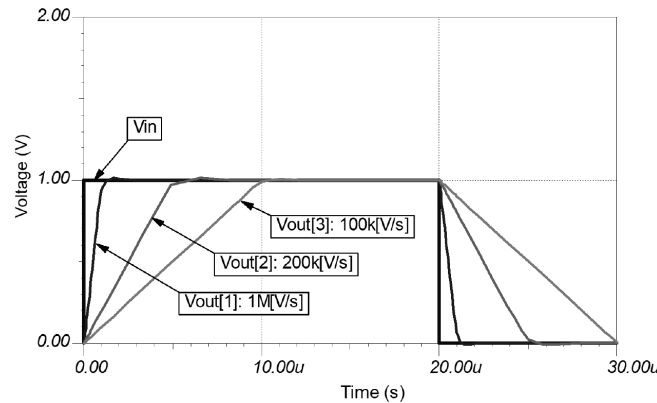


Opamp mit $A_0=10^4$, $GBP=1\text{MHz}$

2.6.2 Slew Rate (Anstiegszeit)

Die Slew Rate (SR) bezeichnet die maximale Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung

SR	$SR = \max \left(\left \frac{dV_{out}}{dt} \right \right)$
----	---



2.7 Fehlereinflüsse

2.7.1 Offset-Spannung

Formeln sind unter Nicht-invertierender Verstärker und Invertierender Verstärker aufgeführt.

2.7.2 Endliche OL-Verstärkung

Formeln sind unter Nicht-invertierender Verstärker und Invertierender Verstärker aufgeführt.

2.7.3 Eingangsstrom

Eingangsstromfehler	$v_{outE} = I_N R_F - R_2 I_P \left(\frac{R_F}{R_1} + 1 \right)$
Spannungsfehler mit kompensiertem Ausgangsstrom	$v_{outE} = R_F \cdot I_{os}$

2.7.4 Gleichtaktverstärkung (Common Mode Gain)

Ein idealer Differenzverstärker verstärkt nur die Differenz der Eingänge (Gegentaktverstärkung = Differential Gain). Reale Differenzverstärker verstärken aber auch den gemeinsamen Unterschied zum Bezugspotential (Gleichtaktverstärkung = Common Mode Gain).

$$V_{out} = A_d(V_{opp} - V_{opn}) + \frac{1}{2} A_{cm}(V_{opp} + V_{opn}) \quad (A_d \gg A_{cm})$$

Die **Gleichtaktunterdrückung (Common Mode Rejection Ratio)** ist definiert als:

$$CMRR = 20 \log \left(\frac{A_d}{|A_{cm}|} \right) \text{ dB}$$

Hohe CMRR sind erwünscht!

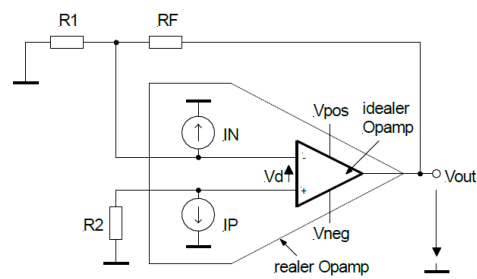
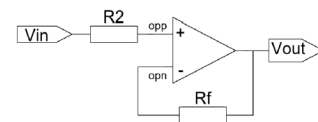


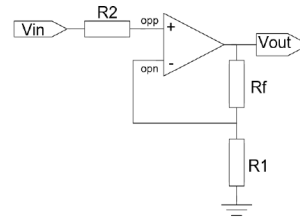
Abbildung: Eingangsströme

Eingangsstrom-Kompensation



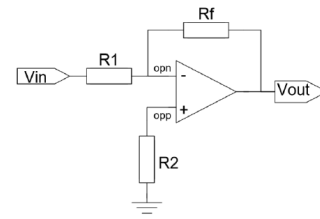
Spannungsfolger

$$R_F = R_2$$



Nichtinvertierender Verstärker

$$R_2 = R_F // R_1$$



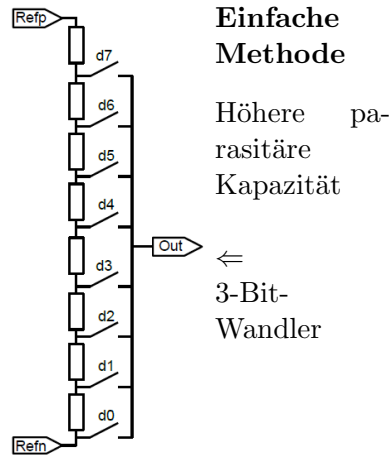
Invertierender Verstärker

$$R_2 = R_F // R_1$$

3 Digital-Analog-Wandler (DAC)

3.1.1 Voltage Scaling

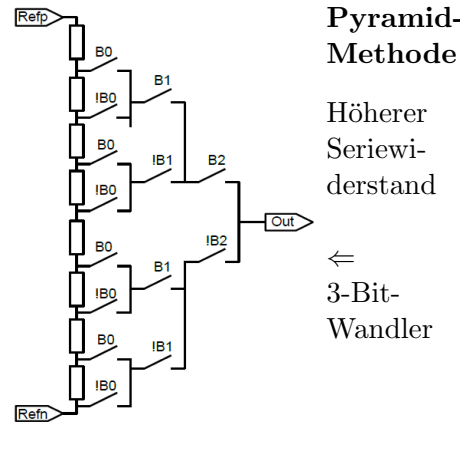
Schalter werden mit Decoder angesteuert.



Einfache Methode

Höhere parasitäre Kapazität

3-Bit-Wandler



Pyramid-Methode

Höherer Seriewiderstand

3-Bit-Wandler

3.1 Parallelverfahren

Vorteile Parallelverfahren

- Garantiert Stetigkeit

Nachteile Parallelverfahren

- benötigt 2^n Widerstände und Schalter
- Decoder wird benötigt für d_i

3.2 Wägeverfahren

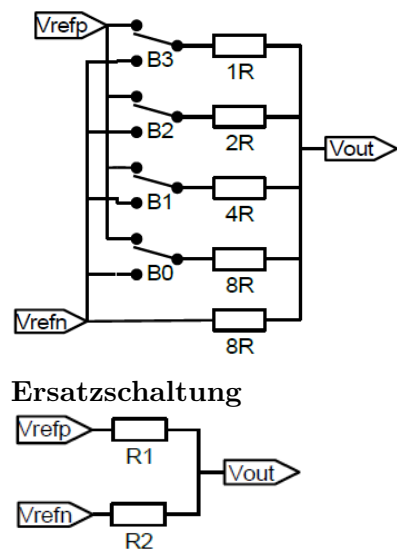
Für n -Bits werden $n + 1$ Widerstände benötigt, deren Leitwert ($G = 1/R$) mit der Bitwertigkeit skaliert ist.

Vorteile Wägeverfahren

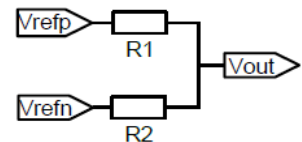
- $n + 1$ Widerstände, n Schalter

Nachteile Wägeverfahren

- Nicht garantiert stetig
- Grosse Wertebereiche der Widerstände notwendig (braucht viel Platz auf Chips)



Ersatzschaltung



$$R_1 = B_3 R \parallel B_2 2R \parallel B_1 4R \parallel B_0 8R$$

$$R_2 = B_3 R \parallel B_2 2R \parallel B_1 4R \parallel B_0 8R \parallel 8R$$

$$G_0 = \frac{1}{8R}$$

$$G_1 = B_3 8G_0 + B_2 4G_0 + B_1 2G_0 + B_0 G_0$$

$$G_2 = B_3 8G_0 + B_2 4G_0 + B_1 2G_0 + B_0 G_0 + G_0$$

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (V_{refp} - V_{refn}) + V_{refn} = \frac{G_1}{G_1 + G_2} \cdot (V_{refp} - V_{refn}) + V_{refn}$$

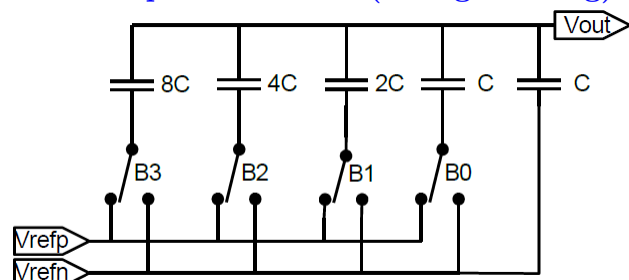
$$= \frac{B_0 \cdot 2^0 + B_1 \cdot 2^1 + \dots + B_{n-1} \cdot 2^{n-1}}{2^n} \cdot (V_{refp} - V_{refn}) + V_{refn}$$

Je mehr Schalter auf V_{refp} liegen, desto kleiner wird R_1 und folglich wird V_{out} grösser.

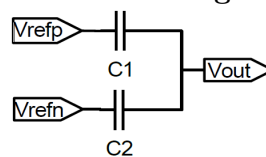
D : Dezimalzahl ; I : Strom DAC

$$I = D \cdot I_{LSB} = D \cdot \frac{V_{refp} - V_{refn}}{8R}$$

3.2.1 Kapazitiver DAC (Charge Scaling)



Ersatzschaltung



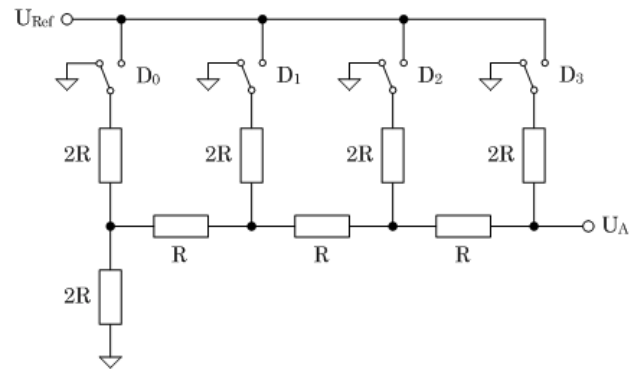
$$C_1 = B_3 8C + B_2 4C + B_1 2C + B_0 C$$

$$C_2 = B_3 8C + B_2 4C + B_1 2C + B_0 C + C$$

$$V_{out} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot (V_{refp} - V_{refn}) + V_{refn}$$

Falls Ladungen gefragt sind: Ersatzschaltung zeichnen und beachten, dass wenn bei einem Kondensator die Ladung steigt, dann wird dieselbe Ladung auf der anderen Seite abgezogen und muss irgendwo hin. Wenn andere Kapazitäten an konstanten Potentialen sind, kann sich die Ladung dort nicht ändern!

3.2.2 R-2R-Netzwerk



(Bsp) Eingangsdaten: 0001_B

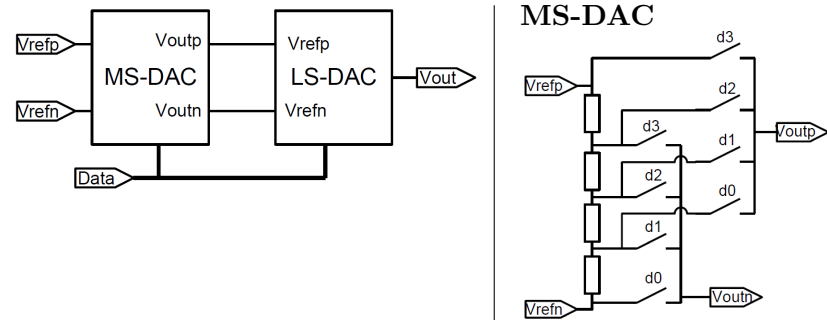
$$U_A = \frac{2}{3} U_3 \quad ; \quad U_3 = \frac{6}{11} U_2$$
$$U_2 = \frac{22}{43} U_1 \quad ; \quad U_1 = \frac{86}{256}$$
$$\Rightarrow U_A = \frac{2}{3} \cdot \frac{6}{11} \cdot \frac{22}{43} \cdot \frac{86}{256} \cdot U_{ref}$$

$U_1 = 86/256 U_{Ref}$	$U_2 = 22/43 U_1$	$U_3 = 6/11 U_2$	$U_A = 2/3 U_3$
$U_A = 2/3 \cdot 6/11 \cdot 22/43 \cdot 86/256 \cdot U_{Ref} = 1/16 U_{Ref}$			
Eingangsdaten 0001 _B			

Vorgehen

1. Ausgang für jede Einzelschalterstellung (0001,0010,0100,1000) gemäß Vorgehen oben berechnen
Info : Wegen der Linearität des DACs muss $V_{0001} = \frac{1}{16} V_{ref}$; $V_{0010} = \frac{2}{16} V_{ref}$; $V_{0100} = \frac{4}{16} V_{ref}$ und $V_{1000} = \frac{8}{16} V_{ref}$
2. Für Kombinationen Superposition der Einzelschalterstellungen anwenden
 $U_{A0011} = U_{A0001} + U_{A0010}$

3.3 Kaskadierung

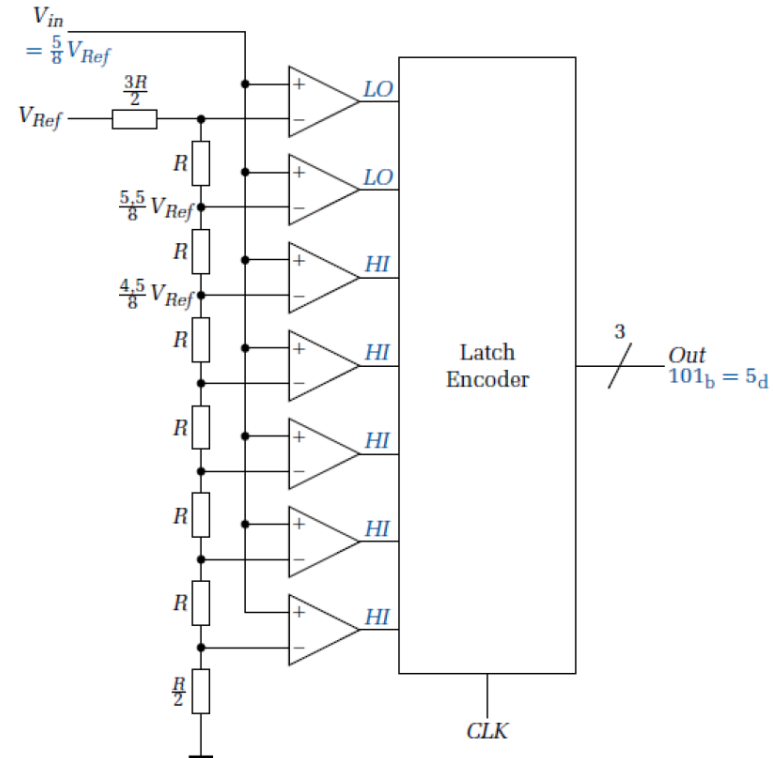


Der MS-DAC löst den groben Spannungsbereich auf. Ist z.B. 1010, dann liefert der MS-DAC $V_{outp} = V_{1010}$ und $V_{outn} = V_{0101}$. Der Decoder des LS-DAC braucht somit nur noch $d_2..d_0$ aufzulösen. Der Offset des MSB ist durch V_{outn} gesetzt.

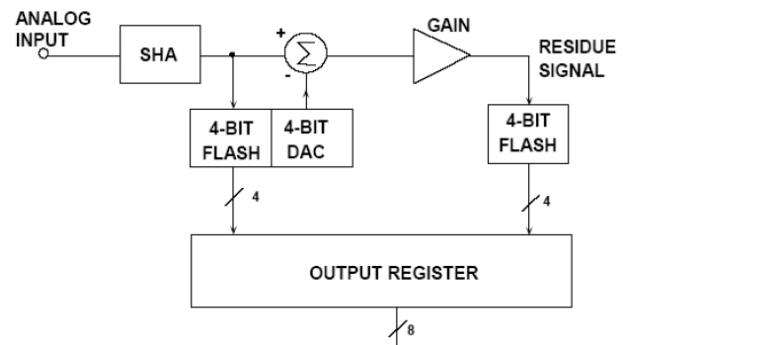
4 Analog-Digital-Wandler (ADC)

4.1 Parallelverfahren (Flash-ADC)

Einfachstes 3-Bit-Beispiel

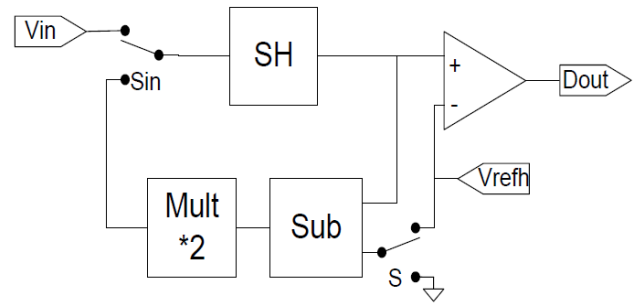


4.1.1 Pipeline Verfahren



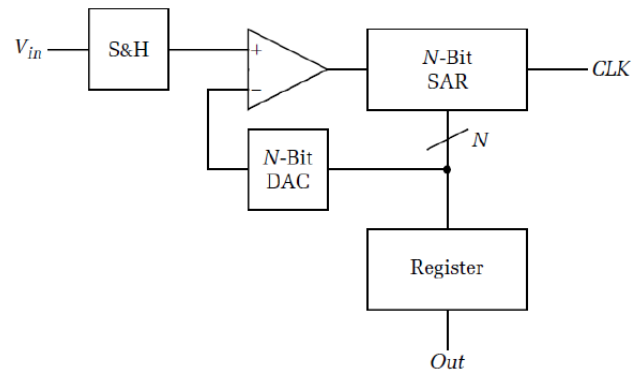
1. Wert von N-Bit-Flash-ADC wird **A**) ins Output Register geschrieben (Grobauflösung) und **B**) auf einen N-Bit-DAC geführt
2. Der analoge Input minus der Wert des N-Bit-DAC liefert den Quantisierungsfehler der ersten Stufe
3. Der Quantisierungsfehler wird um 2^N verstärkt und in der zweiten Stufe mit einem zweiten N-Bit-Flash-ADC gewandelt und dem Output Register hinzugefügt (Feinauflösung)

4.2 Iteratives Verfahren



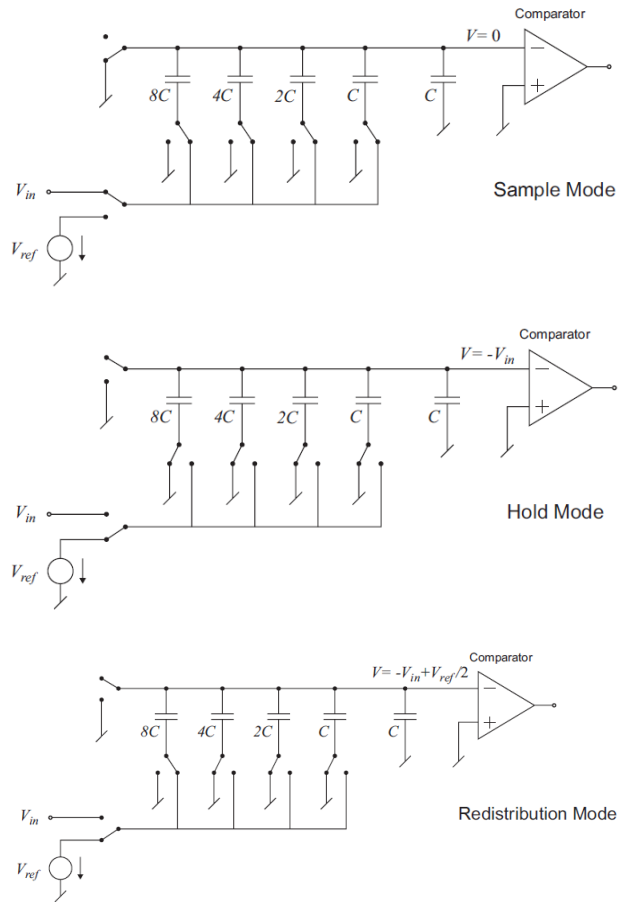
- 1. Sample&Hold wird mit V_{in} aufgeladen
 - 2. S_{in} wird auf den Multipliziererausgang geschaltet
 - 3. Der Komparator wird ausgewertet: $D_{out} = 1 \rightarrow S = 1$
 - 4. Falls $S = 1$ wird der Wert in S&H neu: $(V_{opp} - V_{ref}) \cdot 2$
Falls $S = 0$ wird der Wert in S&H neu: $(V_{opp} - 0) \cdot 2$
 - 5. Schritt (3) bis (4) wird N -Mal (Auflösung) wiederholt
 - 6. Ergebnis ist ein binärer Wert D_{ist}
- $$V_{refh} = \frac{V_{ref}}{2}$$
- $$D_{dez.soll} = \left(\frac{V_{in}}{V_{ref}} \cdot 2^N \right)$$
- $$V_{in.digital} = \frac{D_{dez.ist}}{2^N} \cdot V_{ref}$$

4.3 Wägeverfahren



Ein DAC, der mit einer Zustandsmaschine (SAR) angesteuert wird, zählt so lange herunter, bis der Komparator schaltet. Der Ausgang ist dann der Wert des DACs, wo der Komparator geschaltet hat.

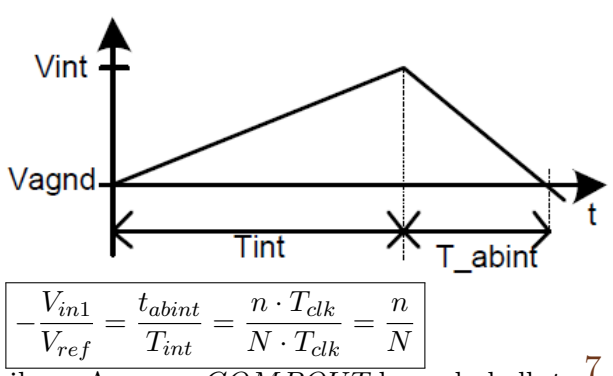
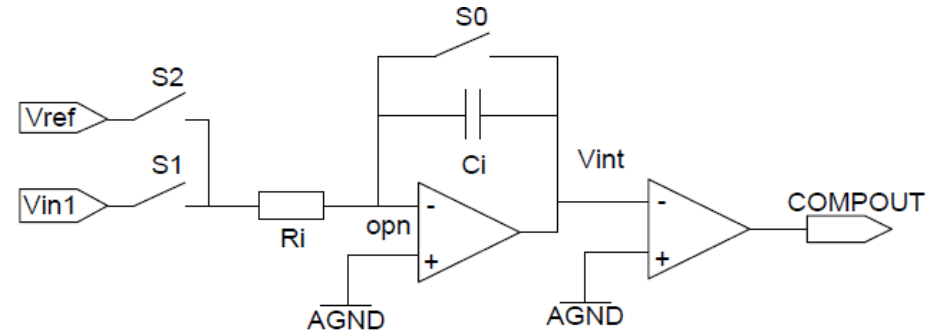
4.3.1 SAR-ADC in SC-Technik



Folgendes Verfahren wird für jeden analogen Wert V_{in} angewandt. Das ganze wird von einer Zustandsmaschine (SAR) gesteuert. Das Beispiel links zeigt einen 4-Bit-Wandler.

- Sample Mode**
- Alle Kapazitäten werden mit V_{in} geladen
- Hold Mode**
- Durch Umschalten wird die Spannung der Kapazitäten gekehrt
 - Der negative Eingang des Komparators ist auf $-V_{in}$
- Redistribution Mode**
- 1. Bit (MSB)
 - $8C$ wird mit V_{ref} verbunden
 - Es entsteht ein kapazitiver Spannungsteiler $8C/16C$
 - Der negative Eingang vom Komparator ist jetzt:
$$-V_{in} + \frac{4C + 2C + C + C}{(4C + 2C + C + C) + 8C} V_{ref} = -V_{in} + \frac{V_{ref}}{2}$$
 - Für $V_{in} < \frac{V_{ref}}{2} \rightarrow V_{out} = 0$ und für $V_{in} > \frac{V_{ref}}{2} \rightarrow V_{out} = 1$
 - Wenn $V_{out} = 0 \rightarrow 8C$ auf Ground, sonst belassen
 - 2. Bit
 - $4C$ wird mit V_{ref} verbunden
 - Es entsteht ein kapazitiver Spannungsteiler $4C/16C$
 - Der negative Eingang vom Komparator ist jetzt:
Falls $MSB = 1$:
$$-V_{in} + \frac{V_{ref}}{2} + \frac{V_{ref}}{4}$$
, sonst:
$$-V_{in} + \frac{V_{ref}}{4}$$
 - Vergleich mit V_{in}
 - Wenn $V_{out} = 0 \rightarrow 4C$ auf Ground, sonst belassen
 - ... n. Bit

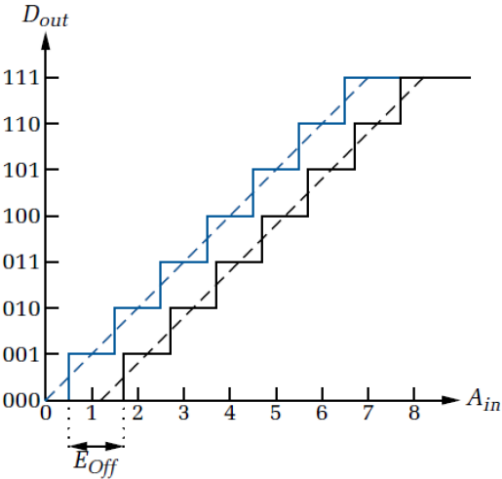
4.4 Zählverfahren



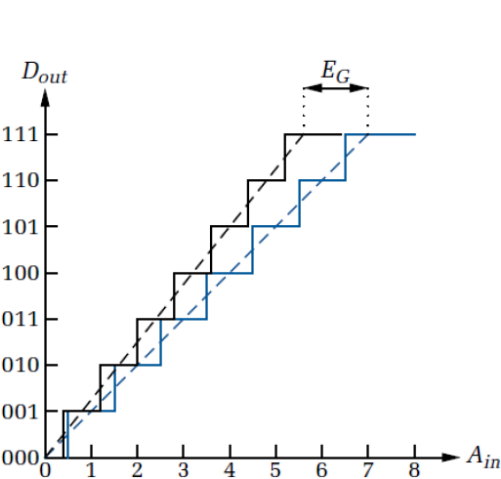
einem digitalen Wert zuordnen. Je grösser T_{int} gewählt wird, desto grösser ist die Auflösung (Nachteil: lange Integrationszeit). Siehe auch Formeln für Integrierer.

4.5 Fehlereinflüsse

4.5.1 Offset-Spannungsfehler



4.5.2 Verstärkungsfehler



4.5.3 Quantisierungsfehler q

- Abtastfehler
- Bestimmt durch die Auflösung des ADC

$$P_Q = \frac{q^2}{12} \quad \text{SNR} = 10 \cdot \log(1.5 \cdot 2^{2n})$$

P_Q : Leistung des Quantisierungsrauschen
 SNR: Verhältnis von Leistung des Signals zu Quantisierungsrauschen in dB

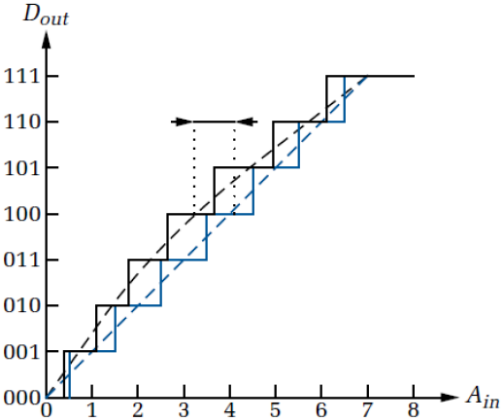
4.5.4 Aperaturfehler

- Wenn der Abtastzeitpunkt nicht stimmt, wird bei grosser Slew Rate eine falsche Spannung gemessen

4.5.5 Aliasing

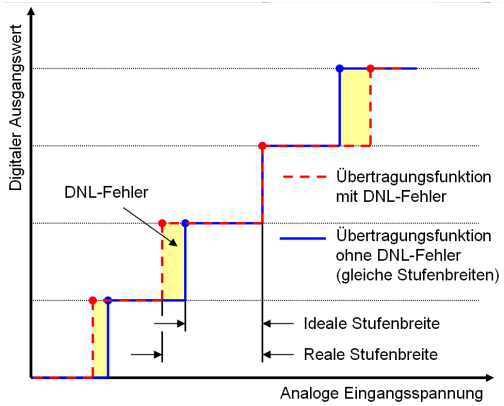
- Wird ein Signal mit weniger als **zweimal** seiner höchsten Frequenz abgetastet, entsteht eine Mehrdeutigkeit
- Durch Interpolation der Abtastwerte entsteht ein Signal tieferer Frequenz
- Hohe Frequenzen werden folglich verfälscht wenn das Abtasttheorem verletzt wird!

4.5.6 Integrale Nicht-Linearität



- Abweichung von Ist- zu Sollkurve

4.5.7 Differentielle Nicht-Linearität



- Abweichung vom Ist- zum Sollsprung

5 Grundlagen Halbleiter

Wieso Halbleiter? Die Leitfähigkeit von Halbleitern kann gut gesteuert werden (Dotierung, Temperatur). Mit dieser vorteilhaften Eigenschaft, lassen sich z.B. Dioden und Transistoren realisieren.

5.1 Grundlegende Formeln

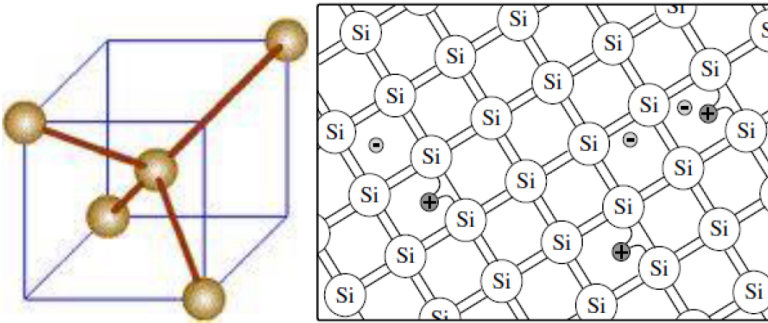
Elektrische Leitfähigkeit	$\sigma = nq\mu_e$	σ : Elektrische Leitfähigkeit ($\frac{A}{V \cdot m} = \frac{S}{m}$)
	$\varrho = \frac{1}{\sigma}$	ϱ : Spezifischer Widerstand ($\frac{V \cdot m}{A} = \Omega m$)
Leitwert	$G = \frac{\sigma \cdot A}{l} = \frac{1}{R}$	n : Anzahl q pro Volumen ($\frac{1}{m^3}$)
		q : Elementarladung ($1.6 \cdot 10^{-19} As$)
Temperaturabhängigkeit	$\Delta R = (\alpha \Delta T + \beta \Delta T^2) R_{T_0}$	μ_e : Elektronenmobilität ($\frac{m^2}{Vs}$)
	$R(T) = R_{T_0} + \Delta R$	α : Lin. Temp. Koeff. ($10^{-3}/K$)
	$= (1 + \alpha(T - T_0) + \beta(T - T_0)^2) R_{T_0}$	β : Quad. Temp. Koeff. ($10^{-6}/K$)

Info : Für viele Anwendungen kann β auf Null gesetzt werden

5.2 Silizium

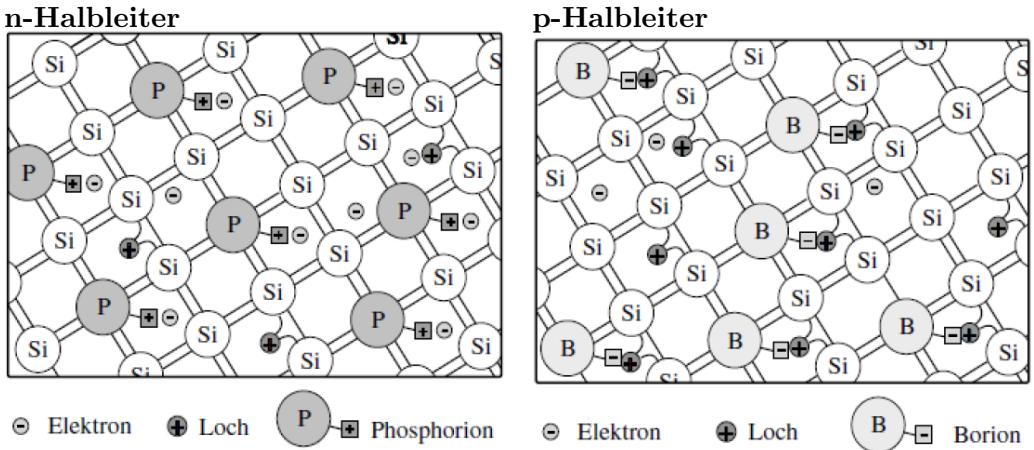
5.2.1 Struktur

- vier** Valenzelektronen
- energetisch optimal wären **acht** Valenzelektronen
- Dies führt zu der Gitterstruktur wo jedes Si-Atom mit **vier** Nachbaratomen verbunden ist. So teilen sich die Atome die Elektronen, wodurch der energetisch optimale Zustand erreicht ist.



5.3 Dotierung

- **N-Dotierung**
 - Phosphor (auch Arsen): 5 Elektronen, 1 davon ist schwächer gebunden
⇒ freie Valenzelektronen
- **P-Dotierung**
 - Bor (auch Gallium): 3 Elektronen, 1 Si-Atom hat unaufgefüllte Schale
⇒ Löcher auf der Valenzschale

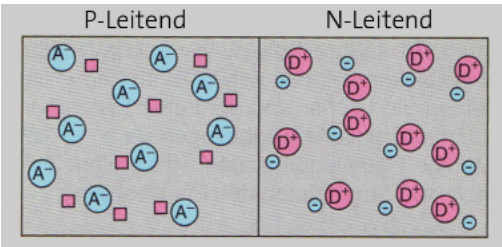


Achtung : Dotierte Materialien sind in ihrem Grundzustand elektrisch neutral. Sie sind aber bindungsfreudig wegen ihrem energetisch nicht optimalen Zustand auf der Valenzschicht.

5.4 pn-Übergang = Diode

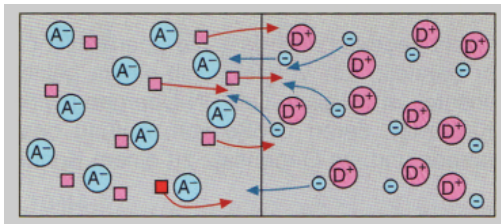
Halbleiter leiten Strom schlecht, wenn sie nicht dotiert sind. Wenn sie aber dotiert sind und p- und n-Bereiche aneinander grenzen, entstehen Bauteile mit nützlichen Eigenschaften.

5.4.1 pn-Übergang



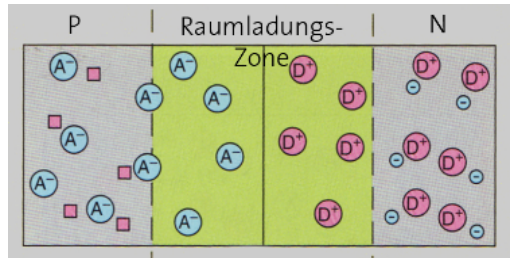
1. pn-Übergang vor der Diffusion

5.4.2 pn-Diffusion



2. p- und n-Ladungsträger wandern in die jeweils andere Zone und rekombinieren

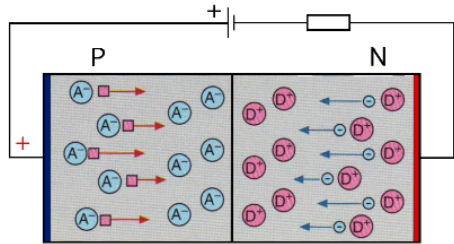
5.4.3 pn-Raumladungszone



3. Es entsteht eine elektrisch neutrale Zone, welche weitere Rekombinationen verhindert

- Die Spannung über der Raumladungszone heisst **Diffusionsspannung**. Für Silizium beträgt sie ca. 0.7V und für Germanium ca. 0.3V.
- Je höher die Dotierung, desto schmaler die Raumladungszone (mehr freie Ladungsträger → höherer Diffusionsstrom)
- Sind die pn-Übergänge ungleich stark dotiert, ist die Raumladungszone unsymmetrisch

5.4.4 Spannung in Durchlassrichtung



Wird eine Spannung in Durchlassrichtung angelegt, **verkleinert** sich die Raumladungszone. Für $U_{pn} \geq$ Diffusionsspannung wird der pn-Übergang leitend.

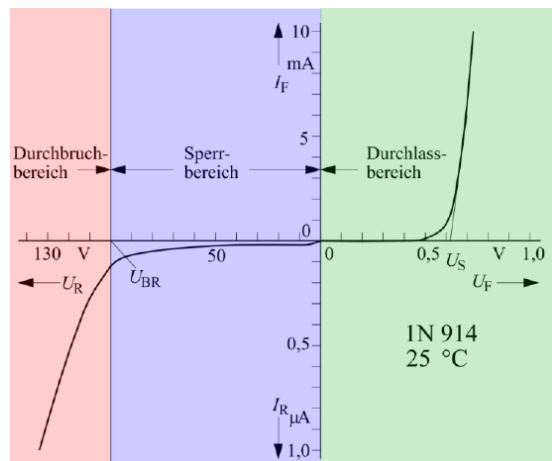
5.4.6 Shockley-Gleichung: Strom durch eine theoretische, nicht-ideale Diode

Die Shockley-Gleichung beschreibt das Grosssignalverhalten einer **theoretischen**, nicht-idealen Diode. Sie gilt nur für den **exponentiellen Bereich**.

$I_D = I_S(T) \cdot \left(e^{\frac{V_D}{n \cdot V_T}} - 1 \right)$ $V_T = \frac{k \cdot T}{q} \approx \underbrace{25mV}_{\text{Raumtemperatur}}$	I_D: Strom durch Diode in A V_D: Spannung über Diode in V I_S: Sättigungssperrstrom*₁ in A n: Emissionskoeffizient $\in [1, 2]$ V_T: Temperaturspannung in V T: Temperatur in K k: Boltzmannkonstante $1.381 \cdot 10^{-23} Ws/K$ q: Elementarladung $1.6 \cdot 10^{-19} As$	*₁: Winziger Leckstrom der vom p- zum n-Material fließt, wenn die Diode sperrt. Ist abhängig von Temperatur und V_D.
---	--	---

6 Dioden

6.1 Kennlinien



6.1.1 Durchlassbereich

Die Shockley-Gleichung beschreibt das Grosssignalverhalten einer **theoretischen**, nicht-idealen Diode. **Sie gilt nur für den exponentiellen Bereich.** Die Kurve wird immer steiler bis zu einem Maximum. Ab einem maximalen Strom wird die Linie nicht weitergezeichnet, u.a. da die Diode den zulässigen Arbeitsbereich bereits verlassen hat. Ab einer maximalen Verlustleistung würde Sie infolge Überhitzung zerstört.

6.1.2 Sperrbereich

Im Sperrbereich ist die Spannung über der Diode negativ. Es fließt ein kleiner Sperrstrom.

Achtung : Skala ist im negativer Bereich kleiner gewählt in der Grafik!

6.1.3 Durchbruchbereich

Der Durchbruch beginnt typischerweise bei Spannungen $> -100V$.

Wärmedurchbruch

Ab gewisser negativer Spannung zu grosse Wärmeleistung in Raumladungszone $\rightarrow$ RMZ-Widerstand nimmt ab $\rightarrow$ Es fließt noch mehr Strom (Mitkopplung) $\rightarrow$ ohne begrenzenden Widerstand wird die Diode zerstört.

Lawinendurchbruch

Ab gewisser negativer Spannung nehmen die Elektronen genügend Energie auf, um beim Zusammenstoß ein weiteres Elektron frei zuschlagen. Es kommt zu einem Lawineneffekt. Bei höheren Temperaturen verkürzt sich der Weg zwischen zwei aufeinanderfolgenden Zusammenstößen und die Durchbruchspannung steigt. [positiver Temperaturkoeffizient]

Zenerdurchbruch

Grundsätzlich gleich wie Lawinendurchbruch, aber im Gegensatz zum Lawinendurchbruch sinkt die Durchbruchspannung mit steigender Temperatur dank der grösseren Bewegungsenergie der Elektronen. [negativer Temperaturkoeffizient]

6.1.4 Reale Kennlinie

Die oben dargestellte Kennlinie gilt nur für kleine Ströme, wo der Zuleitungswiderstand vernachlässigbar ist. Bei einer realen Diode ist das ab der Durchlassspannung (ca. $0.7V - 0.8V$) aber nicht mehr der Fall. Für grössere Spannungen als die Durchlassspannung weist die Diode eine lineare Spannungs-Stromkennlinie auf, auf Grund der nicht mehr vernachlässigbaren Zuleitungswiderstände. Man unterscheidet:

Sperrbereich: $V_d < 0V$; **Exponentieller Bereich:** $0V < V_d < V_{lin}$; **Linearer Bereich:** $V_d > V_{lin}$

6.2 Temperaturverhalten und Verlustleistung

Die Eigenleitungsdichte des pn-Übergangs ist stark temperaturabhängig. Die mit der Temperatur wachsende Ladungsträgerdichte im Halbleiter erhöht die Leitfähigkeit der Sperrschicht und damit den Diodensättigungsstrom I_S . Dies wirkt sich sowohl auf den Sperrstrom als auch auf den Durchlassstrom exponentiell aus. Die Thermospannung V_T ist proportional zur Temperatur, d.h. auch sie enthält eine starke Temperaturabhängigkeit. Siehe auch Shockley-Gleichung.

6.2.1 Diodenflussspannung

Die Diodenflussspannung sinkt um $2mV$ pro Grad Temperaturerhöhung:

$$\frac{dV_F}{dT} = -2mV/K$$

6.2.2 Sperrstrom

Der Sperrstrom verdoppelt sich bei einer Temperaturerhöhung um $10^\circ C$.

Info : Eine ähnliche Regel gibt es auch für chemische Prozesse: Die Reaktionsgeschwindigkeit verdoppelt sich bei einer Temperaturerhöhung um $10^\circ C$.

6.3 Spezielle Diodenarten

6.3.1 Germaniumdiode

Vorwärtsspannung: $0.1V - 0.4V$; geringere Stromdichte als Si-Diode ; maximale Temperatur: $75^\circ C$

6.3.2 Schottky-Diode (schnell schaltende Diode mit hohem Wirkungsgrad)

Eigenschaften

• Anode aus Metall statt p-dotiertem Halbleiter.

• Keine Diffusionskapazität

• Schwellspannung $V_{F0} \in [0.3V, 0.5V]$

Vorteile

• Aufgrund keiner Diffusionskapazität sehr schnelles Schaltverhalten

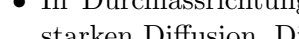
• Wegen geringerer Schwellspannung hoher Wirkungsgrad

Nachteile

• Höherer Sperrstrom (Leckstrom)

• Geringe Durchbruchspannung

6.3.3 PIN-Diode (Hochspannungsdioden)

 PIN-Dioden werden in Netzgleichrichtern eingesetzt, wo hohe Sperrspannungen auftreten.

• Zwischen den beiden hochdotierten Halbleitergebieten (p+, n+) eine eigenleitende Halbleiterzone, die Intrinsic- (i-)Zone

• Im Eigenleitungsgebiet befinden sich keine ionisierbaren Störstellen, so dass es raumladungsfrei ist. Die Intrinsic-Zone ist daher im Sperrbetrieb extrem hochohmig. Sie reduziert die elektrische Feldstärke auf ein nicht-zerstörendes Mass.

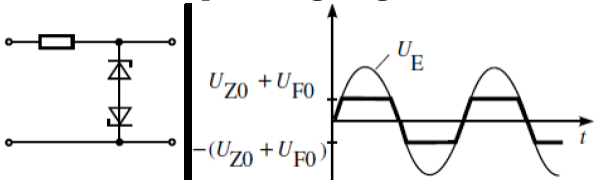
• Durch Variation der Breite der Intrinsic-Zone ist die Steuerung der Sperrspannungsfestigkeit einer pin-Diode in weiten Grenzen möglich. Werte grösser $1000 V$ sind erreichbar.

• In Durchlassrichtung überschwemmen die Ladungsträger aus dem p+- und n+-Gebiet die Intrinsic-Zone infolge der starken Diffusion. Die pin-Diode wird ähnlich niederohmig wie eine normale pn-Diode.

6.3.4 Z-Diode oder Zener-Diode (Kontrollierte Durchbruchspannung)

- Durch spezielle Dotierung ist die Durchbruchspannung viel tiefer als 100V, sie kann durch Dotierung bei der Herstellung bestimmt werden.
- Durch die kontrollierte Durchbruchspannung werden Z-Dioden als Spannungsreferenzen oder Spannungsbegrenzer eingesetzt.
- Der Durchbruch ist für Z-Dioden unschädlich, solange die maximale Verlustleistung $P_{V_{max}}$ nicht überschritten wird.

Z-Diode als Spannungsbegrenzer



6.3.5 Kapazitäts- oder Varaktordiode (Variable Kapazität)

Kapazitätsdioden werden als variable Kapazitäten eingesetzt. Die Dicke der Raumladungszone - und damit die Sperrschichtkapazität - hängt ab von der Sperrspannung. Kapazitätsdioden müssen daher in Sperrrichtung betrieben werden.

$$C_S = C_{S0} \cdot \left(1 + \frac{U_{SP}}{U_D}\right)^{-q}$$

mit $q \in [0.33, 0.5]$ einem herstellungsabhängigen Exponent

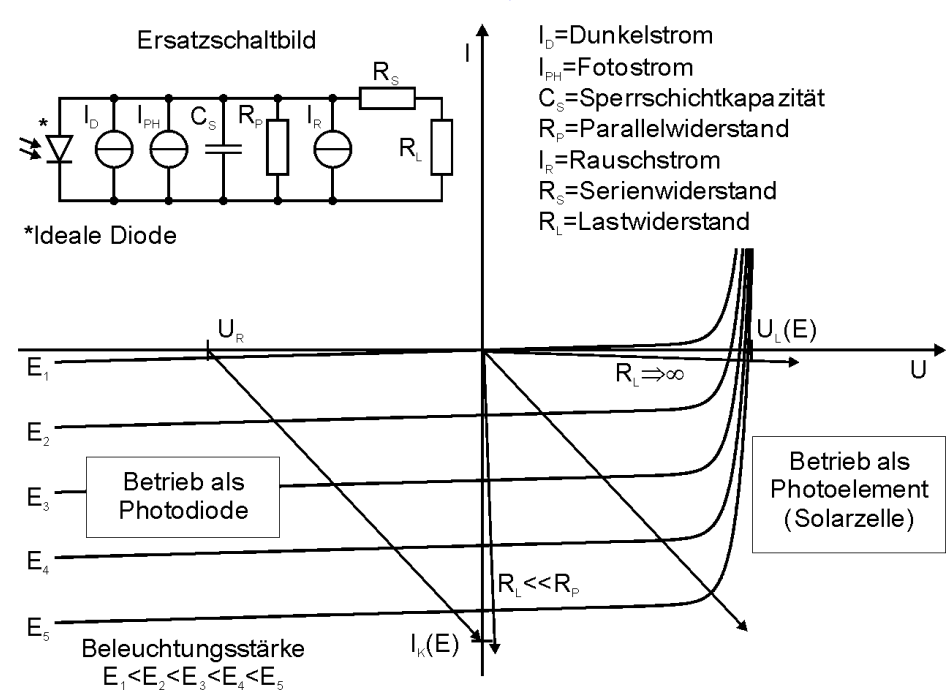
Hauptanwendung: elektronisch abstimmbare Schwingkreise

6.3.6 Leuchtdiode (LED)

Farbe	Wellenlänge	Material	Flussspannung
infrarot	950 nm	InP	1,1 V
infrarot	900 nm	GaAs	1,3 ... 1,5 V
rot	655 nm	GaAsP	1,6 ... 1,8 V
orange	630 nm	GaAsP	2,0 ... 2,2 V
gelb	590 nm	GaAsP, GaP	2,2 ... 2,4 V
grün	560 nm	GaP	2,4 ... 2,8 V
blau	490 nm	SiC, ZnSe	3,0 ... 3,5 V

Leuchtdioden (Light Emitting Diode, LED) sind lichtemittierende Bauelemente. Die Umwandlung von elektrischem Strom in Licht ist nur bei einigen Halbleitermaterialien möglich. In diesen direkten Halbleitern kann die bei Rekombinationsprozessen von Elektronen-Loch-Paaren frei werdende Energie in Form eines Lichtquants ($W_{Ph} = h \cdot f$; $h = 6.6Js$ "Plancksches Wirkungsquantum") abgegeben werden.

6.3.7 Photodiode und Solarzelle (Lichtsensorm und Energiequelle)



Ersatzschaltbild

Komplettes Modell der Photodiode

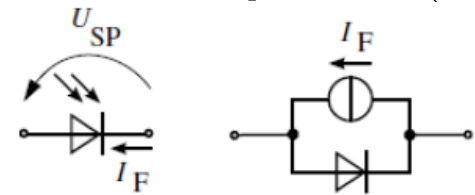
Betrieb als Photoelement (Energiegewinnung)

- Die Photodiode liefert elektrische Energie (Strom in Sperrichtung und Spannung in Durchflussrichtung = Quelle)
- Bei grossflächiger Herstellung wird sie als Solarzelle bezeichnet
- Bei kleiner Belastung (R_L gross) strebt die Spannung einen (näherungsweise) lichtunabhängigen Grenzwert U_L an
- Bei grosser Belastung (R_L klein) strebt der Strom einen lichtabhängigen Grenzwert I_K an
- Mit Leistungsanpassung (R_L dimensioniert) erreicht man den leistungsmässig optimalen Arbeitspunkt beim Knick der Kurve im vierten Quadranten

Betrieb im Quasi-Kurzschluss (Helligkeitsmessung)

Wird R_L sehr klein entsteht ein Quasi-Kurzschluss und der Fotostrom I_F entspricht dem lichtabhängigen Kurzschlussstrom $I_K(E)$. Diese Betriebsart eignet sich für die Helligkeitsmessung.

Photodiode im Sperrbetrieb (Steigerung der Grenzfrequenz)

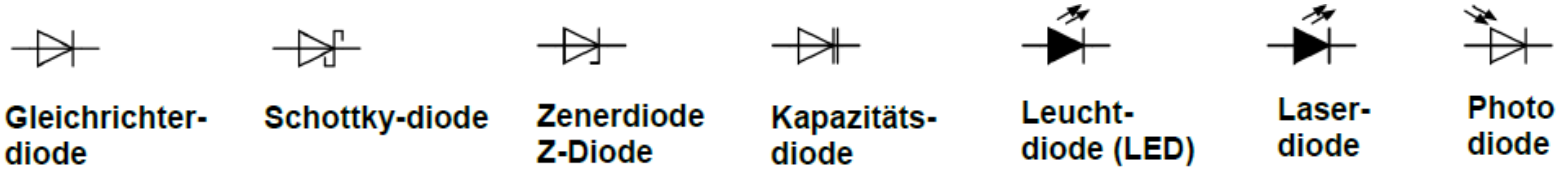


(Einfaches Ersatzschaltbild im Sperrbetrieb)

- Braucht eine Betriebsspannung in Sperrrichtung
- Nutzt die Lichtempfindlichkeit eines gesperrten pn-Übergangs. Die durch Fotogeneration in dieser Sperrschicht entstandene Ladungsträger werden durch das innere elektrische Feld zu den äußeren Klemmen der Diode abgesaugt und bilden den Fotostrom. Dieser ist dem thermisch bedingten Sperrstrom (Dunkelstrom) überlagert.
- Es existiert eine direkte Proportionalität des Fotostromes I_F zur Beleuchtungsstärke E_{Ph} .

6.4 Schaltungen mit Dioden

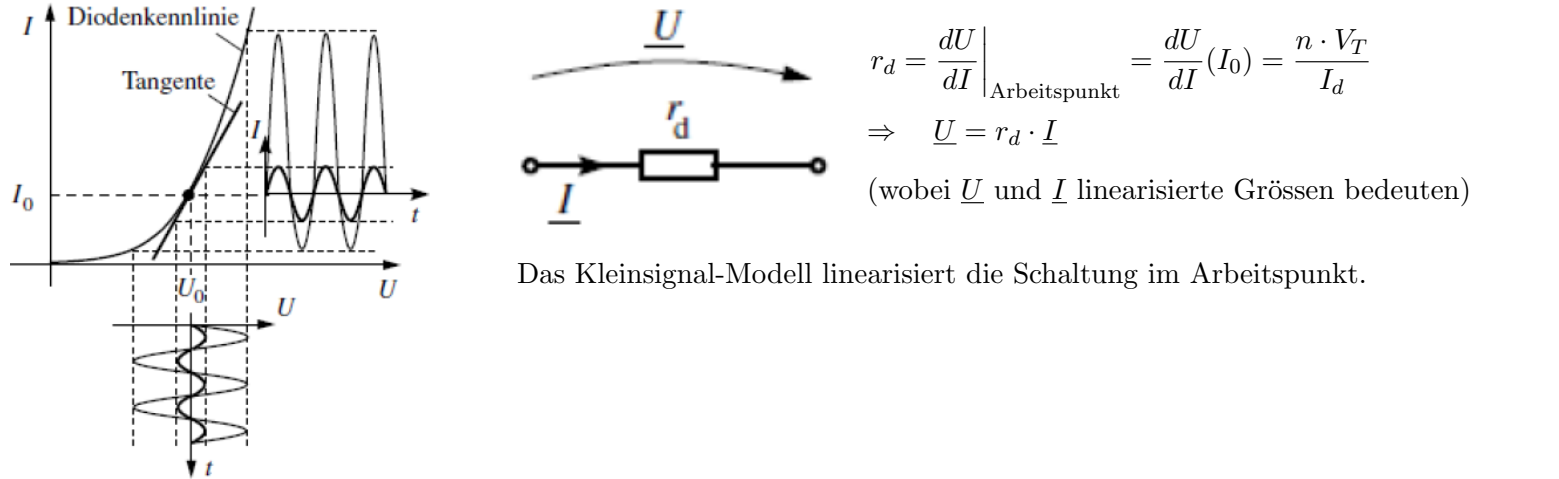
6.4.1 Schaltungssymbole



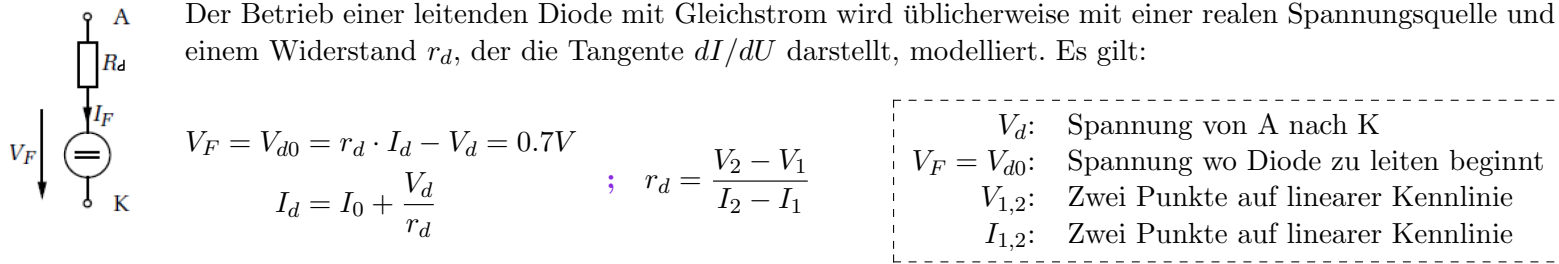
6.4.2 Grosssignal-ESB



6.4.3 Kleinsignal-ESB



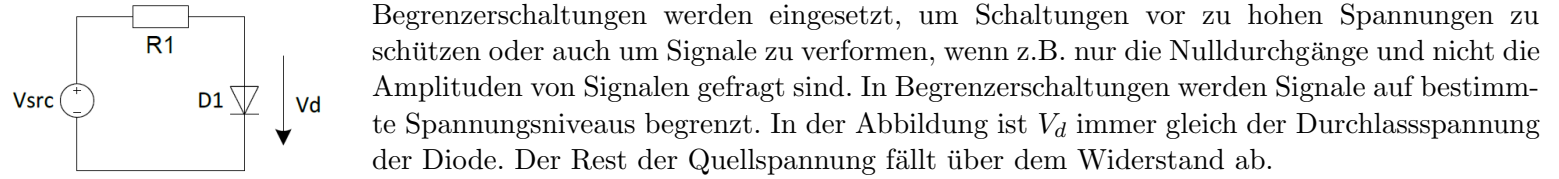
6.4.4 Lineare Grosssignalersatzschaltung für DC-Arbeitspunkt



6.4.5 DC-Quelle und Seriewiderstand

Dioden dürfen **nicht ohne Vorwiderstand** beschaltet werden, wenn die Spannungsquelle grosse Ströme liefern kann, d.h. nur einen sehr kleinen Innenwiderstand aufweist. Die Diode könnte sehr schnell überhitzen und zerstört werden.

6.4.6 Begrenzer



6.4.7 Schaltverhalten

Einschaltverhalten

Beim Umschalten von Sperr- in Durchlassrichtung wird zunächst die Sperrspannung über dem pn-Übergang abgebaut. Durch die Entladung der Sperrschichtkapazität und die sich anschliessende Aufladung der Diffusionskapazität entsteht eine Spitze im Diodenstrom.

Ausschaltvorgang

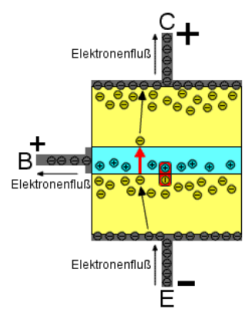
Nach dem Umschalten der Quelle muss die in der Diffusionskapazität gespeicherte Ladung abgebaut werden. Erst danach kann der pn-Übergang in den Sperrzustand übergehen. Der Abbau der Diffusionsladung erfolgt mit einem konstanten negativen Strom, da während dieser Zeit über der Diode noch die Flussspannung liegt.

6.4.8 Weitere Diodenschaltungen

Halbwellengleichrichter mit Glättung ; Spitzendetektor ; Vollwellengleichrichter mit Mittelpunktschaltung ; Vollwellengleichrichter: Grätz-Schaltung ; Spannungsverdoppler: Villard-Schaltung ;

7 BJT-Transistoren

7.1 Funktionsweise (nnpn)



B = Basis ; **E** = Emitter ; **C** = Kollektor

Wenn der pn-Übergang BE leitend ist, fließen Elektronen von E nach B. Dabei durchqueren sie die dünne p-Schicht. Weil die Elektronenzahl im Verhältnis zur Löcherzahl in der Basis sehr gross ist, finden nicht alle Elektronen sofort Löcher in der p-Schicht und gelangen in die darüberliegende n-Schicht. Sie werden sofort von der positiven Spannung an C angezogen. Beim Verstärkerbetrieb gelangen ca. 99% der Elektronen vom Emitter in den Kollektor. Dadurch kann mit einem kleinen Basisstrom ein grosser Kollektorstrom gesteuert werden. (Diese Funktionserklärung beschreibt den Verstärkerbetrieb eines npn-Transistors.)

7.2 Betriebszustände

- Gesperrt:** Die pn-Spannungen V_{BE} und V_{BC} sind beide viel kleiner als die Diodenspannung $V_D \approx 0.7V$. Die Übergänge sperren. Es fliesst kein Strom (Für Schalterbetrieb: Schalter aus).
- Verstärker:** Die Spannung V_{BE} ist im Bereich von $V_D \approx 0.7V$. Der Transistor arbeitet als Stromverstärker mit Verstärkungsfaktor B , bzw. β (Wechselstrom). Es gilt $I_C = B \cdot I_B$ für Gleichstrom und $i_C = \beta \cdot i_B$ für Wechselstrom und $I_E = I_B + I_C$, bzw. $i_E = i_B + i_C$. Ab einem gewissen I_{BE} stellt sich ein Sättigungseffekt ein. Der Transistor ist "voll offen". In diesem Zustand ist $I_B \ll I_C$ und somit ist $I_E \approx I_C$, bzw. $i_E \approx i_C$.

Info Verstärkungsfaktoren 1: Kleinsignaltransistoren: $B \approx \beta = 100 \dots 800$; Leistungstransistoren: $B \approx \beta = 10 \dots 100$

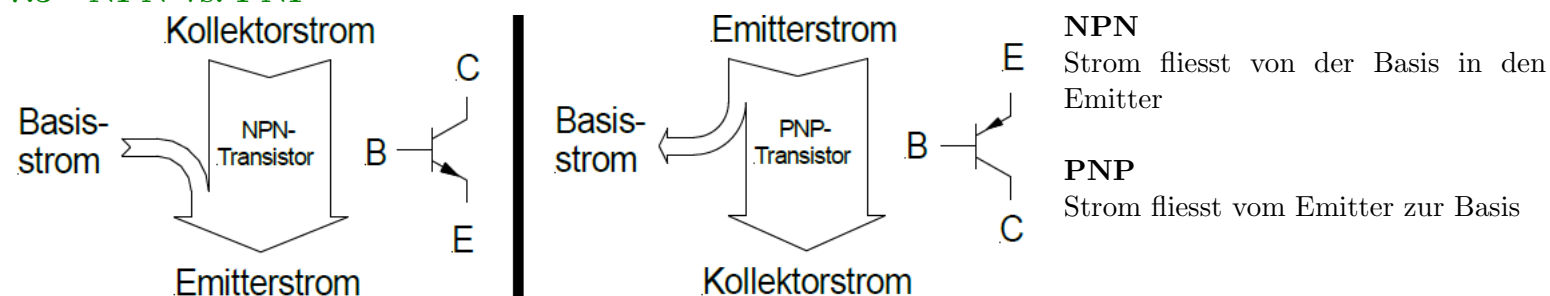
Achtung Verstärkungsfaktoren: Abhängig von V_{CE} !

- Verstärker invers:** Die Spannung V_{EC} ist positiv und die Spannung V_{BC} ist um Bereich von $V_D \approx 0.7V$. Dadurch entsteht ein Stromfluss vom Emitter zum Kollektor. Dieser Stromfluss wird aber deutlich weniger verstärkt wegen der unterschiedlichen Dotierung von Emitter und Kollektor.

Info : Dieser Betrieb passiert eher versehentlich, wenn Emitter und Kollektor vertauscht angeschlossen werden. Ein gewollter Einsatzzweck ist nicht bekannt.

- Übersteuert:** Wird bei gesättigtem Transistor der Strom I_B weiter erhöht, dann verschiebt sich der Arbeitspunkt an ein Maximum. Ein weiteres Erhöhen des Basisstroms hat dann keine Auswirkung mehr. Diesem Zustand nennt man übersteuert. Dieser Betrieb wird verwendet, wenn Transistoren als Schalter eingesetzt werden, denn durch Übersteuerung schaltet der Transistor schnell.

7.3 NPN vs. PNP



7.4 Eigenschaften und Kennlinien

7.4.1 Basisstrom

Siehe Shockley-Gleichung wobei die Diodenspannung $V_D = V_{BE}$ ist und der Sättigungsstrom lässt sich aus physikalischen und fabrikationstechnischen Grössen bestimmen: $I_S = \frac{q D_n n_i^2}{W_B N_A} \cdot A_E \in [10^{-17}, 10^{-15}] A$

Näherungsformel: $I_B \approx I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{BE}}{n \cdot V_T}\right)} \Leftrightarrow V_{BE} = n \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{I_B}{I_S}\right)$

Achtung : Die Näherungsformel ist gültig für $V_{BE} > 0.2V$

q : Elementarladung ($= 1.6 \cdot 10^{-19} As$)
 D_n : Diffusionskonstante für Elektronen
 n_i : intrinsische Ladungsträgerkonzentration
 W_B : Basisweite
 N_A : Dotierungsdichte in der Basis
 A_E : Emitterfläche

7.4.2 Kollektorstrom

Achtung : Da die Stromverstärkung bei realen Bauteilen stark streut, wird für die Dimensionierung von Schaltungen meistens ein mittlerer Stromverstärkungs-Faktor β angenommen.

$$I_C = \beta \cdot I_S \cdot \left(e^{\left(\frac{V_{BE}}{n \cdot V_T}\right)} - 1 \right) \approx \beta \cdot I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{BE}}{n \cdot V_T}\right)}$$

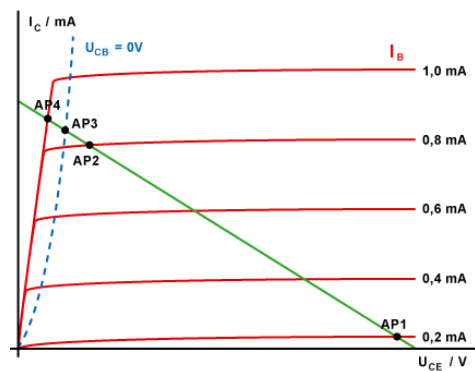
$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{\beta \cdot I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{BE2}}{n \cdot V_T}\right)}}{\beta \cdot I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{BE1}}{n \cdot V_T}\right)}} = e^{\left(\frac{\Delta V_{BE}}{n \cdot V_T}\right)}$$

$$\Delta V_{BE} = n \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{I_{C2}}{I_{C1}}\right)$$

7.4.3 Basis-Emitter-Widerstand

$$r_{BE} = \left. \frac{dV_{BE}}{dI_B} \right|_{\Delta V_{CE}=0} = \frac{dU}{dI}(U_0) = \frac{n \cdot V_T}{I_{B0}}$$

7.4.4 Ausgangskennlinie und Arbeitspunkte



- AP1: Sperrzustand
- AP2: Beim Wechsel in den leitenden Zustand wandert der Arbeitspunkt von AP1 nach AP2.
- AP3: Wird die Basisspannung und der Basisstrom weiter erhöht, erreicht der Arbeitspunkt AP3, den Bereich der Übersteuerung. Der Übersteuerungsbereich eines Transistors liegt zwischen AP3 und AP4.
- AP4: Der Sättigungszustand bei Arbeitspunkt AP4 ist dann erreicht, wenn trotz Erhöhung des Basisstromes die Kollektor-Emitter-Spannung nicht mehr weiter sinkt.

7.4.5 Earlyspannung

Verlängert man die Stromkennlinie des aktiven Bereich im $I_C(V_{CE})$ -Diagramm, schneidet diese Verlängerung irgendwann die V_{CE} -Achse im negativen Bereich. Diesen Schnittpunkt nennt man die **Early-Spannung** V_A . Es kann damit in guter Näherung der Widerstand r_{CE} berechnet werden.

$$r_{CE} = \frac{dV_{CE}}{dI_{CE}} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \quad (V_A \gg V_{CE}) \approx \frac{V_A}{I_C}$$
 (folgt aus der Geometrie des Diagramms)

7.4.6 Frequenzabhängigkeit

Zwischen den Transistor-Anschlüssen gibt es immer Kapazitäten (Kapazitäten der dotierten Schichten), welche das Verhalten bei hohen Frequenzen beeinflussen.

7.4.7 Temperaturabhängigkeit

Das Temperaturverhalten von Bipolartransistoren entspricht weitgehend demjenigen von Dioden. Wichtig für den verstärkenden Betrieb ist die **Temperaturabhängigkeit von V_{BE}** . Sie beträgt -2 mV/K .

Maximale Verlustleistung: Um den Transistor nicht zu zerstören, darf die im Datenblatt angegebene maximale Temperatur nicht überschritten werden. Die maximale Verlustleistung im Transistor ist damit durch die maximale Temperatur des Transistors und dem thermischen Widerstand des Gehäuses gegeben (siehe Datenblatt):

$$P_{V_{max}} = \frac{T_{max} - T_U}{R_{th}}$$
 "Maximale Verlustleistung im Transistor" | T_U : Umgebungstemperatur in K
 R_{th} : Thermischer Widerstand des Gehäuse in K/W

7.4.8 Dynamisches Verhalten (Ein- und Ausschaltvorgänge)

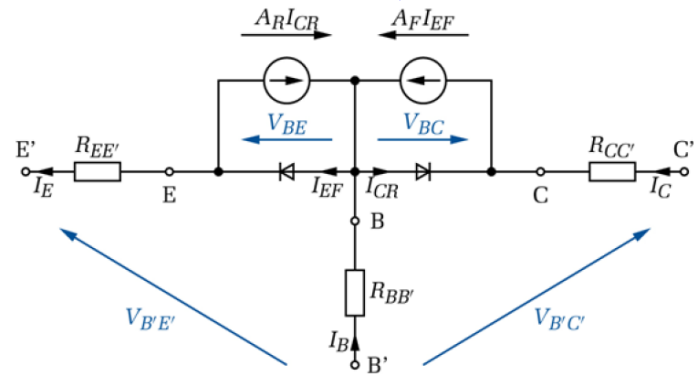
Einschaltvorgang: An die Basis wird Spannung angelegt. Der Basisstrom I_B springt sprunghaft an. Wegen der Sperrschichtkapazität ist er zu Beginn leicht höher und flacht dann in den stationären Zustand ab. Der Kollektorstrom steigt jedoch nicht sofort an, weil zunächst die Basis-Emitter-Sperrschicht mit Ladungsträgern angereichert werden muss. Die Zeit bis der Kollektorstrom den stationären Zustand einnimmt nennt man die Einschaltzeit T_{ein} .

Ausschaltvorgang: Springt die Basisspannung wieder auf Null, so muss die Diffusionskapazität C_{BE} entladen werden. Dabei fließt ein negativer "Ausräumstrom". Solange noch eine ausreichende Basisladung vorhanden ist fließt I_C weiter. Die Zeit bis kein Kollektorstrom mehr fließt nennt man die Ausschaltzeit T_{aus} .

Es ist immer $T_{aus} > T_{ein}$

7.5 Modellierung

7.5.1 Ebers-Moll-Modell (realitätstreue Modellierung)

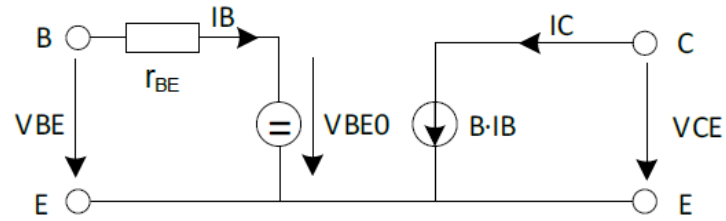


Dieses Modell deckt alle Transistorbereiche ab. Es ist in Simulatoren implementiert, aber für manuelle Betrachtungen häufig unnötig kompliziert.

Auswirkung von V_{CB}

V_{CB} verursacht keinen Stromfluss, sondern bestimmt nur die Grösse der Raumladungszone der Basis-Kollektor-Diode! Die Stromquelle $A_F I_{EF}$ ist für den Hauptstromfluss durch den Transistor verantwortlich. Sie stellt den Rekombinationsstrom von der Basis zum Kollektor hin dar (umgekehrt weil technische Stromrichtung). Der Kollektorstrom ist natürlich viel grösser als der Basisstrom und dadurch für den wesentlichen Teil der Ausgangsleistung verantwortlich.

7.5.2 Verstärkerbetrieb



Die Basis-Emitter-Diode ist gemäss lineare Grosssignal-ESB modelliert.

Achtung : v_{BE} , r_{BE} : ist die Kleinsignalspannung und der Kleinsignalwiderstand der BE-Diode! $V_{BE} \neq V_{BE0} = 0.7V$

7.6 Grundsaltungen

7.6.1 Emitterschaltung

Verstärkerbetrieb

$$I_C = I_{RC} = \frac{V_{pos} - V_{out}}{R_C} = \beta \cdot I_B = \beta \cdot I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{in}}{n \cdot V_T}\right)}$$

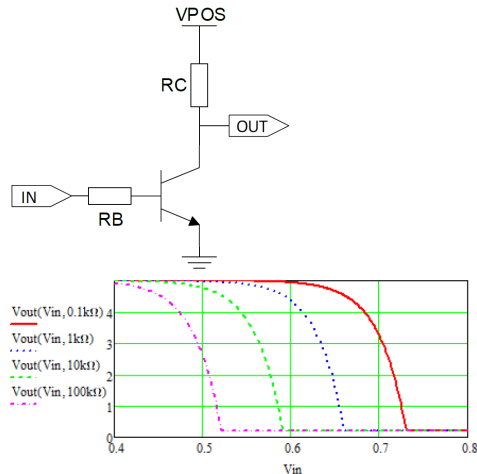
$$V_{out} = V_{pos} - R_C \cdot \beta \cdot I_B = V_{pos} - R_C \cdot \beta \cdot I_S \cdot e^{\left(\frac{V_{in}}{n \cdot V_T}\right)} \quad (V_{out} > V_{CE_{sat}})$$

$$A = \frac{dV_{out}}{dV_{in}} = -\frac{R_C \cdot I_C}{n \cdot V_T} = -R_C \cdot g_m \quad (g_m : \text{Transkonduktanz})$$

β : Stromverstärkungsfaktor (abhängig von V_{CE})

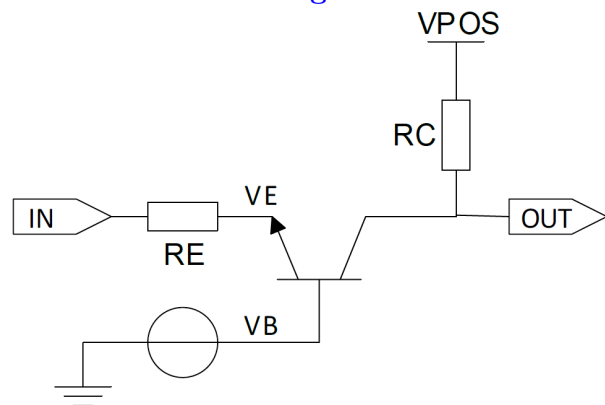
A : Spannungsverstärkung (Signalverstärkung)

I_S, n, V_T : Siehe Shockley-Gleichung



Achtung : Verstärkungsbereich von ca. 0.1V und Ausgangssignal sinkt mit steigendem Eingangssignal

7.6.2 Basisschaltung



← **Basisschaltung**

Es muss gelten: $V_{in} < V_B < V_{out}$

$$V_E = V_B - V_{BE0} = \text{konst.}$$

$$i_E = \frac{V_{in} - V_E}{R_E}$$

$$V_{out} = V_{in} + (V_{pos} - V_{in}) \cdot \frac{R_E}{R_E + R_C}$$

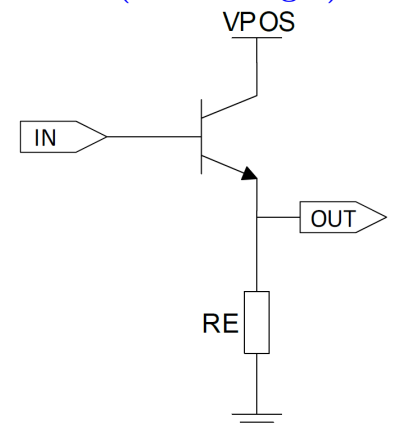
Kollektorschaltung →

$$V_{out} = V_B - V_{BE}$$

• Spannungsverstärkung = 1

• Stromverstärkung: $I_C = \beta \cdot I_B$

7.6.3 Kollektorschaltung (Emitterfolger)

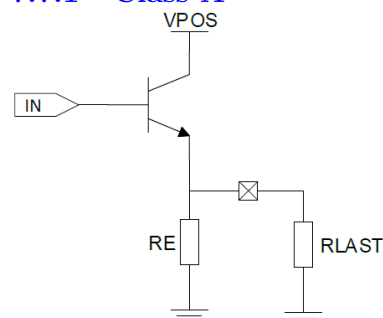


7.6.4 Stromspiegel

$I_e = I_a$ **Erklärung**: Fliesst ein Eingangsstrom I_e durch Q_1 , stellt sich eine Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ein. Die Basisanschlüsse der beiden Transistoren sind verbunden, sodass an beiden Transistoren die gleiche Spannung U_{BE} liegt. Folglich muss $I_e = I_a$ gelten.

7.7 Leistungsverstärkerschaltungen

7.7.1 Class A



gewählter AP: $V_{pos}/2$

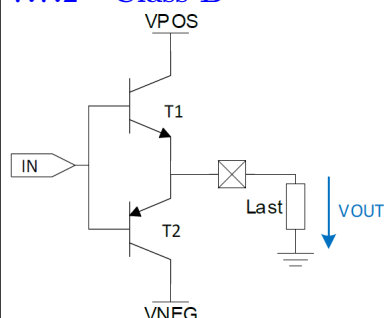
$$P_{DC} = V_{pos} \cdot I_{out} = \frac{V_{pos}^2}{2 \cdot R_L}$$

$$P_{AC} = \frac{\hat{V}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{AC,max}}{P_{DC}} = 25\%$$

- Reiner Emitterfolger
- Grosser Arbeitspunkt-Strom (Strom durch Transistor wird nie Null)
- Energie-Effizienz ist sehr schlecht

7.7.2 Class B



$$P_{DC}^{*1} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{pos} \cdot i(t) dt$$

$$P_{AC}^{*2} = \frac{\hat{V}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\hat{I}}{\sqrt{2}}$$

$$\eta_{max} = \frac{P_{AC,max}}{P_{DC}} = 78.5\%$$

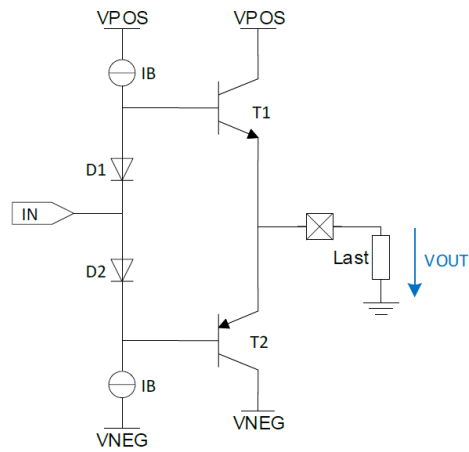
$$i(t) = \frac{V_{max}}{R_L} \sin(2\pi t)$$

- Kein Ruhestrom
- Verzerrungen im Bereich von $V_{in} < 0.7V$ (ohmsche Last)

*1: Leistung der Quelle V_{pos}

*2: Signalleistung an der Last

7.7.3 Class AB



Mit dem Class-AB-Verstärker werden die Vorteile von A und B kombiniert.

- Leistungseffizient
- Verzerrungsfreie Übertragung

Erklärung: Der npn-Transistor T_1 benötigt eine um V_{BE0} höhere Eingangs- als Ausgangsspannung. Der pnp-Transistor T_2 benötigt eine um V_{BE0} tiefere Eingangs- als Ausgangsspannung. Dies wird mit den Dioden D_1 und D_2 erreicht.

7.7.4 Fazit von A und B und Class D

Bei der Analyse von Class-A und Class-B wurden 2 Punkte klar:

- Ein hoher Wirkungsgrad kann nur erreicht werden, wenn ein grosser Teil des Stroms in die Last fliesst.
- Je grösser die Aussteuerung und damit je kleiner der Spannungsabfall über dem Ausgangstransistor, desto grösser ist der Wirkungsgrad.

→ Class-D-Verstärker verbessern dieses Verhalten.

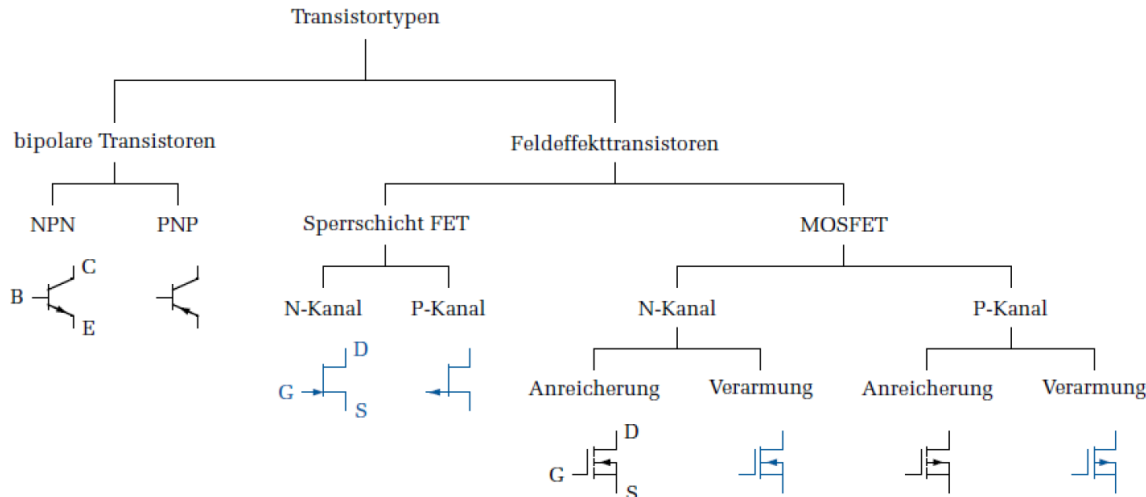
7.8 BJT-Transistor als Schalter

Schalter offen: An der Basis liegt der negative Logikpegel. Der Transistor sperrt. Der Spannungsabfall über dem Schalter V_{CE} ist maximal.

Schalter geschlossen: Die Basis wird mit dem positiven Logikpegel angesteuert (muss genug gross sein). Der Transistor wechselt in den übersteuerten Betrieb.

Nachteil: Es ist eine Eigenschaft des BJT-Transistors, dass die Spannung V_{CE} nie kleiner als $V_{CE,sat} \approx 0.2V$ werden kann. Im Gegensatz zu einem elektromechanischen Schalter (Relais) hat der Transistor als Schalter also einen Spannungsabfall in geschlossenem Zustand!

8 Feldeffekt-Transistoren (FET)

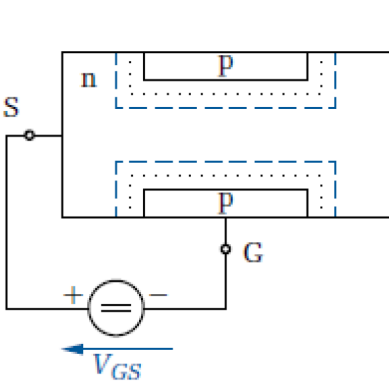


8.1 Sperrschicht-FET

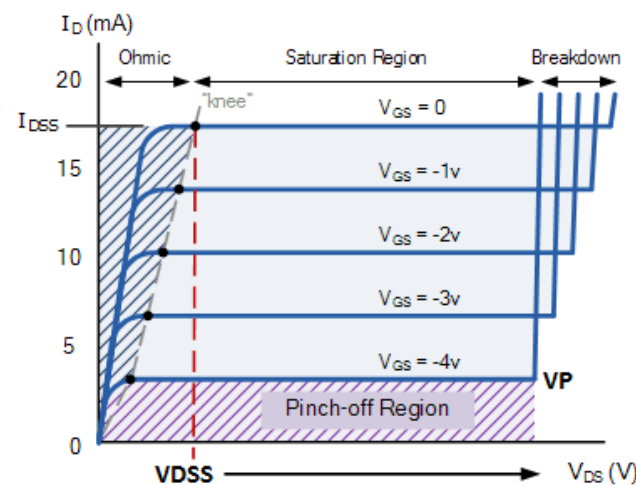
Enthält eine sperrende Schicht, die entweder als in Sperrrichtung betriebener pn- oder Schottky-Übergang aufgebaut ist. Es gibt JFET und MES-FET. Hier werden nur die verbreiteteren JFET betrachtet.

- Breite der Raumladungszone (blau) wird mit V_{GS} kontrolliert und damit auch der Stromfluss von der Drain zur Source
- Es gibt zwei Betriebsmodi: gesteuerter Widerstand und Stromquelle

8.1.1 Aufbau und Kennlinien



Hier wird der N-Kanal JFET betrachtet!



- V_{GS} : Gate-Source-Spannung
 $= 0$: $I_D = I_{DSS}$ "maximal"
 < 0 : $r_{DS} + +$; $I_D - -$
 > 0 : evt. Zerstörung
- V_{DS} : Drain-Source-Spannung
 V_{DSS} : Sättigungsbereich
 V_P : "Pinch Off"-Spannung
 I_D : Drain-Strom (von D nach S)
 I_{DSS} : Maximaler Strom I_D (bei $V_{GS} = 0$!)

Achtung "Pinch Off"-Spannung: V_P ist die Spannung V_{GS} , wo der JFET nicht mehr leitet, also der Kanal abgeschnürt wird ("pinched off"). Man sollte besser von Threshold-Spannung (Schwellspannung) $V_{TH} = V_P$ sprechen. Als "Pinch Off" wird nämlich häufig auch der Effekt bei V_{DSS} bezeichnet. Dort wird der Kanal ebenfalls "abgeschnürt", wobei aber die Ladungsträger den Kanal dennoch überwinden können, doch der Strom trotz steigendem V_{DS} konstant bleibt.

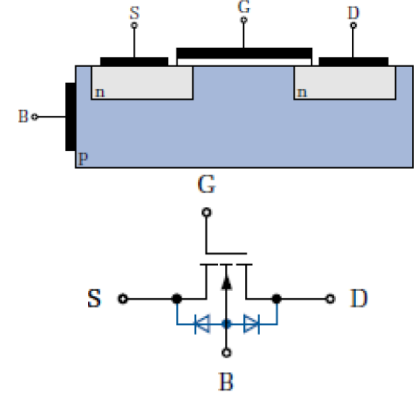
8.1.2 Formeln

Transistor ungesättigt → Widerstandsbetrieb	Transistor gesättigt → Stromquellenbetrieb
$V_{DS} < V_{DSS} = V_{GS} - V_P$	$V_{DS} \geq V_{DSS} = V_{GS} - V_P$
$I_D = \frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_P^2} \cdot (V_{GS} - V_P - \frac{V_{DS}}{2}) \cdot V_{DS} \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS})$	$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} \cdot (V_{GS} - V_P)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS})$
Linearer Widerstandsbereich $I_D \approx \frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_P^2} \cdot (V_{GS} - V_P) \cdot V_{DS}$ $R_{DS} \approx \frac{V_P^2}{2 \cdot I_{DSS} \cdot (V_{GS} - V_P)}$	(λ : "Kanallängenmodulationsfaktor", meist = 0)

8.2 MOS-FET

8.2.1 Aufbau und Funktion

Eine Spannung V_{GS} zwischen Gate und Source grösser als die Schwellenspannung V_T macht den Kanal leitend.



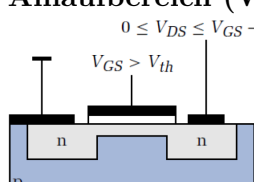
(Bulk und Source sind verbunden)

Anlaufbereich (Widerstandsbetrieb)

$0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_{th}$

$V_{GS} > V_{th} = V_T$

$0 \leq V_{DS} \leq V_{GS} - V_{th}$

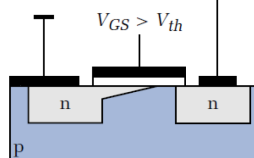


Sättigungsbereich (Stromquellenbetrieb)

$V_{GS} - V_{th} < V_{DS}$

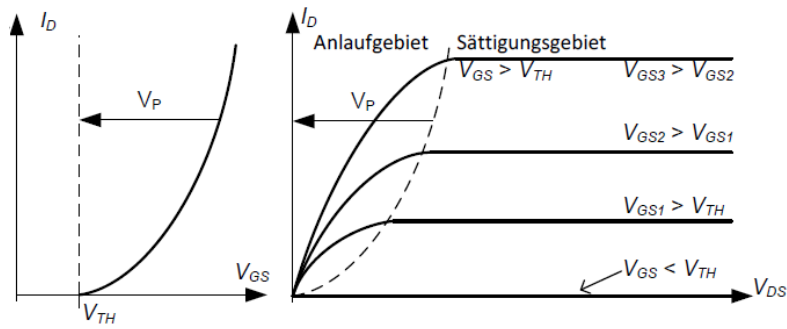
$V_{GS} > V_{th} = V_T$

$V_{GS} - V_{th} < V_{DS}$



Info Selbstleitende MOSFETs: Besteht zwischen Drain und Source eine dünne n-Schicht, so leitet der MOSFET auch für $V_{GS} = 0V$.

8.2.2 Kennlinien



Kanallängenmodulation (Stromquellenverhalten)

Das Stromquellenverhalten im Sättigungsbereich gilt nur, wenn das Gate genug lang ist. Die Breite der Sperrschicht um die n-dotierten Gebiete wird von V_{DS} beeinflusst. Bei kurzen Gate-Längen hat das einen nicht vernachlässigbaren Stromanstieg im Sättigungsbereich zur Folge. Insbesondere bei Mikrotechnologie (Nanometerfertigung) wird die Kurve im Sättigungsbereich steiler. Modelliert wird das Verhalten mit dem Kanallängenmodulationsfaktor λ (ein Leitwert).

Temperaturabhängigkeit der Schwellenspannung $\frac{d|V_T|}{dT} = -2\text{ mV/K}$; etwa gleich wie bei BJT, aber weniger stabil!

8.2.3 Ersatzschaltbilder

Als Kleinsignalersatzschaltung verwendet man eine gesteuerte Stromquelle mit $I = g_m \cdot V_{GS}$. Die Schaltung wird damit im Arbeitspunkt linearisiert (vereinfacht). Die Grosssignalersatzschaltung ist recht kompliziert. Sie beinhaltet Widerstände, Dioden und Kapazitäten. Die Anwendung für die Grosssignalersatzschaltung ist eher in Software (Simulatoren).

8.2.4 Formeln

Transistor ungesättigt → Widerstandsbetrieb	Transistor gesättigt → Stromquellenbetrieb
$V_{DS} < V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T$	$V_{DS} \geq V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T$
Drainstrom (Ausgangskennlinie): $I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \cdot (1 + \lambda V_{DS})$	Drainstrom (Übertragungskennlinie): $I_D = \frac{\beta}{2} \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \cdot (1 + \lambda V_{DS})$
Kanalwiderstand $V_{DS} = 0 \dots V_{DS,sat}$: $r_{DS} = \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{1}{\beta [(V_{GS} - V_T) - V_{DS}] \cdot (1 + \lambda V_{DS})}$ Kanalwiderstand $V_{DS} = 0$: $r_{DS0} = \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{1}{\beta (V_{GS} - V_T)}$ (Transkonduktanz g_m wird im Widerstandsbetrieb nicht benötigt)	Kanalwiderstand $V_{DS} = 0 \dots V_{DS,sat}$: $r_{DS} = \frac{dV_{DS}}{dI_D} = \frac{V_A + V_{DS}}{I_D} \approx \frac{V_A}{I_D}$
*1: Die Transkonduktanz g_m ist der linearisierte Zusammenhang zwischen I_D und V_{GS} und damit ein Mass für Verstärkung.	Transkonduktanz: *1 $g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} = \beta (V_{GS} - V_T) \cdot (1 + \lambda V_{DS}) = \sqrt{2 I_D \beta (1 + \lambda V_{DS})}$

V_{GS} : Gate-Source-Spannung in V
 V_{DS} : Drain-Source-Spannung in V
 V_T : Schwellenspannung (Transistor leitend) in V
 $V_{DS,sat}$: Drain-Source-Sättigungsspannung

$\beta = \frac{W}{L} C_{ox} \mu_n$: Verstärkungsfaktor
 W, L : Weite und Länge des Gates
 C_{ox} : Flächenspezifische Kapazität
 μ_n : Beweglichkeit der Ladungsträger
 λ : Kanallängenmodulationsfaktor
 (kann meist = 0 gesetzt werden!)

8.3 BJT vs. FET

Die meisten Schaltungen können mit allen Transistortypen aufgebaut werden. Die unterschiedlichen Eigenschaften führen aber zu unterschiedlichen Vorteilen und Nachteilen.

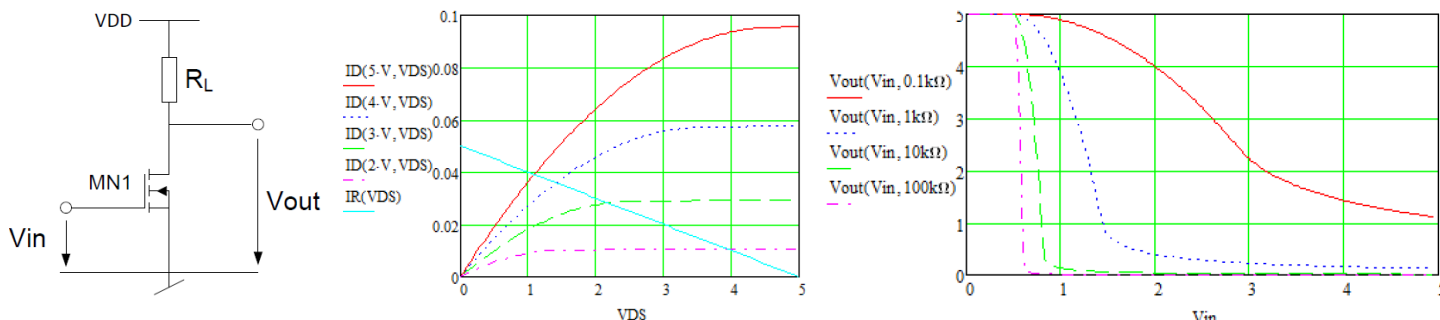
	BJT	FET
Funktionsweise	stromgesteuert	spannungsgesteuert
Eingangsimpedanz	tief	höher
Verstärkung	höher	tief
Grösse	grösser	viel kleiner
Verbreitung	tief	höher
Herstellungskosten	günstiger	teurer

8.3.1 JFET vs. MOSFET

MOSFETs haben eine höhere Eingangsimpedanz und ziehen damit insbesondere bei der Verwendung als Schalter weniger Strom. MOSFETs sind damit leistungseffizientere Schalter als JFETs. JFETs hingegen sind robuster und einfacher und günstiger bei der Herstellung.

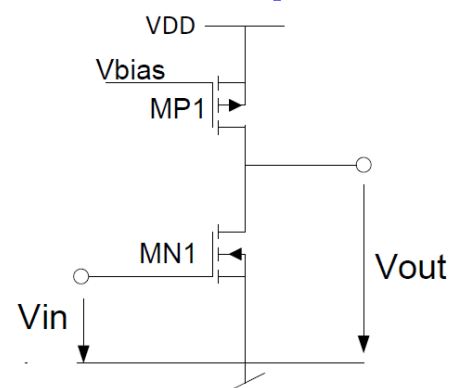
8.4 Häufigste Schaltung: Source-Schaltung = Inverter

8.4.1 mit Widerstandslast



Kleinsignal-Verstärkung: $A = -g_m \cdot R_L$ | **Lastgerade** I_R : Strom durch Last in Abhängigkeit der Spannung V_{DS} ($\rightarrow$ APs)

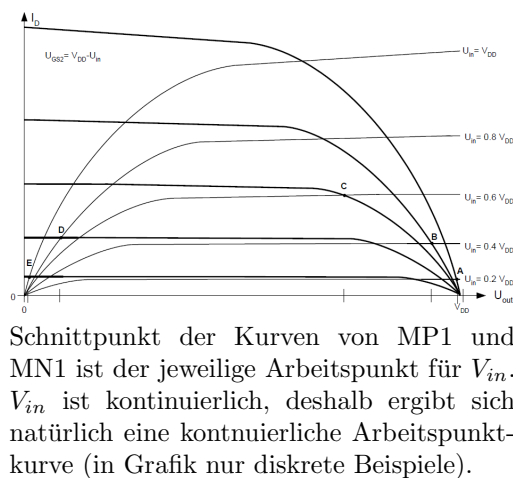
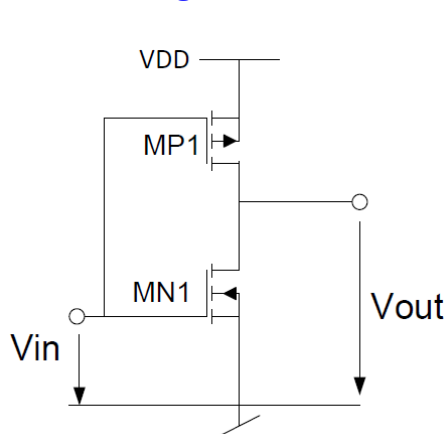
8.4.2 mit Stromquellenlast



Verstärkung:

$$A = -\frac{g_{m1}}{g_{DS1} + g_{DS2}} = -g_{m1} \cdot (r_{DS1} \parallel r_{DS2})$$

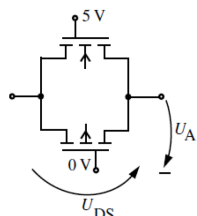
8.4.3 in Digitaltechnik



Schnittpunkt der Kurven von MP1 und MN1 ist der jeweilige Arbeitspunkt für V_{in} . V_{in} ist kontinuierlich, deshalb ergibt sich natürlich eine kontinuierliche Arbeitspunkt-kurve (in Grafik nur diskrete Beispiele).

Verstärkung: $A = -(g_{m1} + g_{m2}) \cdot (r_{DS1} \parallel r_{DS2})$

8.5 FET als Schalter: Transmission Gate



Der Pfad wird von zwei MOSFETs gesteuert, oben NMOS und unten PMOS. Die Gate-Spannung wird von einem Steuersignal vorgegeben. Bei oben 5V und unten 0V leitet das Transmission-Gate. Bei oben 0V und unten 5V sperrt das Transmission-Gate. Im leitenden Zustand leitet das Transmission-Gate in beide Richtungen, weil Source und Drain sind austauschbar, d.h. der Strom kann in beide Richtungen fließen. Würde man nur einen einzelnen MOSFET einsetzen, würde im Bereich $V_{GS} \approx V_S$ der MOSFET sperren. Durch die CMOS-Technik (oben NMOS und unten PMOS) leitet immer mindestens ein Pfad, folglich leitet das Transmission-Gate über den ganzen Eingangsspannungsbereich.

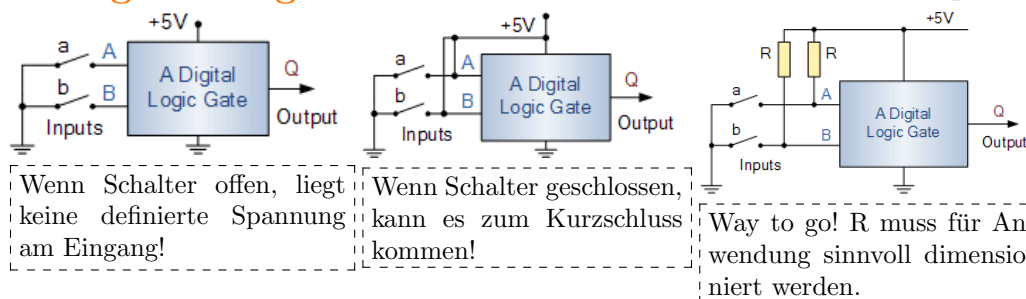
9 Digitale Logik mit Transistoren

9.1 Pullup- und Pulldown-Widerstände

R dimensionieren:

$$R = \frac{V_{DD} - \bar{V}_{in}}{I_{in}}$$

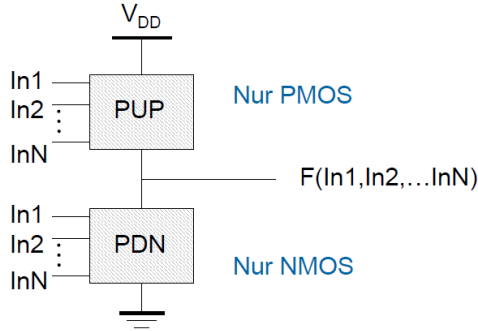
$\bar{V}_{in}$: Mittlere Eingangsspannung
 I_{in} : Eingangsstrom
 (vorgegeben vom Gatter)



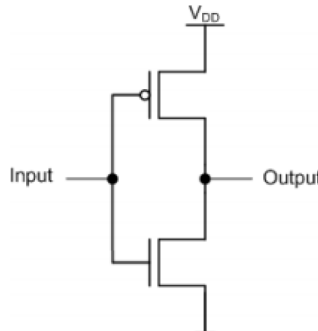
9.2 CMOS-Logik

Bei CMOS werden PMOS und NMOS paarweise komplementär eingesetzt. Dadurch wird ein sehr geringer Ruhestrom und damit eine hohe Effizienz erreicht und die Schaltschwellen sind ca. bei $V_{DD}/2$. Das Prinzip ist unten ersichtlich. Die Logik ist doppelt implementiert, einmal in PMOS und einmal in NMOS. PUP und PDN sind duale logische Netzwerke. Die Eingänge und Ausgänge der Gatter unterliegen gewissen Toleranzen in den Logik-Pegeln (garantierte Schaltschwellen) und haben Verzögerungszeiten. (Manchmal versteht man aber unter CMOS-Logik auch die 4000er Logikbaustein-Serie.)

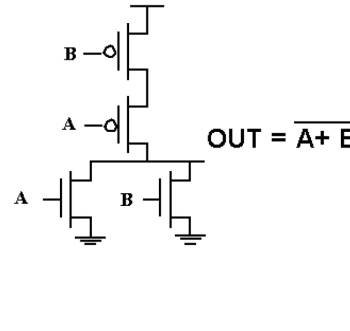
9.2.1 Statische CMOS Logik



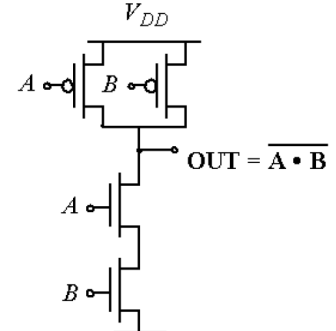
9.2.2 Inverter



9.2.3 NOR



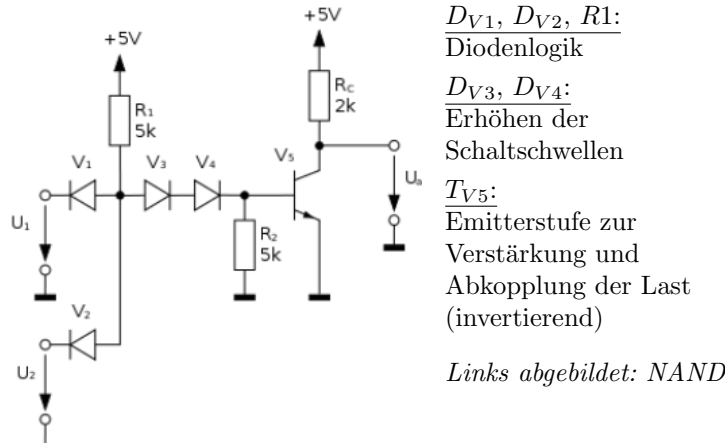
9.2.4 NAND



9.3 Resistor-Transistor-Logik (RTL)

Gleiches Prinzip wie die DTL und TTL Logik, aber anstatt Dioden, bzw. Transistoren wurden Widerstände verwendet. Das war ineffizient und die Pegel waren von der Last abhängig. Diese Logik wird heute nicht mehr eingesetzt.

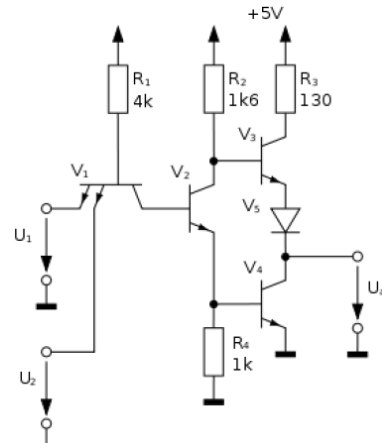
9.4 Dioden-Transistor-Logik (DTL)



$D_{V1}, D_{V2}, R1$:
Diodenlogik
 D_{V3}, D_{V4} :
Erhöhen der Schaltschwellen
 T_{V5} :
Emitterstufe zur Verstärkung und Abkopplung der Last (invertierend)

Links abgebildet: NAND

9.5 Transistor-Transistor-Logik (TTL)



Dioden wurden mit Transistoren ersetzt. Diese Logik wird in der 7400er-Familie eingesetzt.

Ist schneller als CMOS, hat aber statischen Stromverbrauch.

Links abgebildet: NAND

9.6 High Speed Logik

- Vollständiges Ein- und Ausschalten von Transistoren ist langsam → **keine Sättigung der BJT-Transistoren**
- Grosser Spannungshub bei CMOS und TTL ist suboptimal, da grosse Ströme nötig sind für gleiche Kapazitäten (Ladezeiten) → **reduzierter Spannungshub**
- Ströme können schneller geschaltet werden als Spannungen (wegen Kapazitäten) → **Stromsteuerung**
- Erhöhen des Störabstands → **Differentielle Logik (Differenzverstärker)**

Nachteile

- Hoher Stromverbrauch
- Doppelt so viele Leitungen, wegen differentiellm Aufbau
- Kontrollierte Impedanzen sind nötig wegen Reflexion (Leitungstheorie)

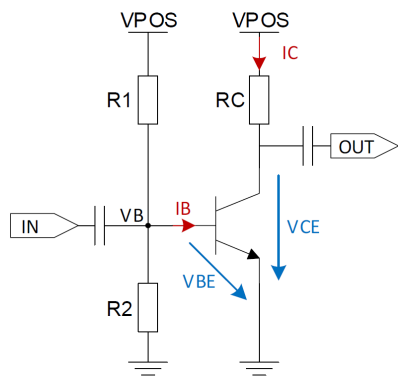
9.6.2 Emitter Coupled Logic (ECL)

- Eingangsspannung wird mit fixer Referenzspannung verglichen (differentieller Eingang)
- Ausgang kann viel Strom liefern → kann Kanal treiben

9.6.3 Current Mode Logic (CML)

- Differentieller Eingang und Ausgang
- Ausgang kann viel Strom liefern → kann Kanal treiben

10 Transistorverstärker (Signalverstärker)



für Berechnungen siehe auch BJT-Emitterschaltung
Damit negativ und positiv gleichermassen angesteuert werden kann, wird der Arbeitspunkt bei $V_{pos}/2 = V_{out}$ gewählt.
$$I_C = \frac{V_{pos}}{2 \cdot R_C}$$
$$A = \frac{V_{pos}}{2 \cdot n \cdot V_T} = -g_m \cdot R_C = -82.5$$
$$V_{out} = V_{in} \cdot g_m \cdot R_C$$
$$g_m = \frac{I_C}{n \cdot V_T} \text{ "Transkonduktanz"}$$

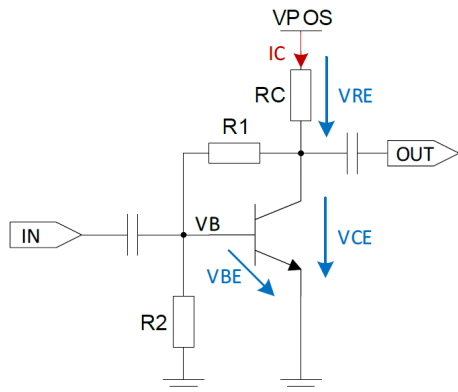
10.1 Kleinsignalverstärker

10.1.1 Einfluss von Toleranzen und Reduktion der Toleranzen

Das Problem der Schaltung besteht darin, V_{BE} und I_C so einzustellen, dass der Arbeitspunkt immer etwa bei $V_{pos}/2$ zu liegen kommt unter Berücksichtigung der Temperaturschwankungen und Bauteilstreuung.

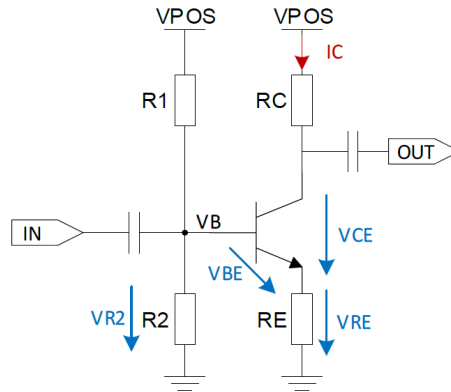
Zur Reduktion dieses Problems könnte zum Beispiel Rückkopplung eingesetzt werden, um V_{BE} respektive I_C zu regeln (siehe Schaltungen unten). Bei zu grossem I_C soll V_{BE} reduziert werden.

10.1.2 mit Spannungsgekopplung



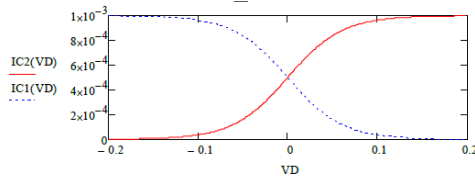
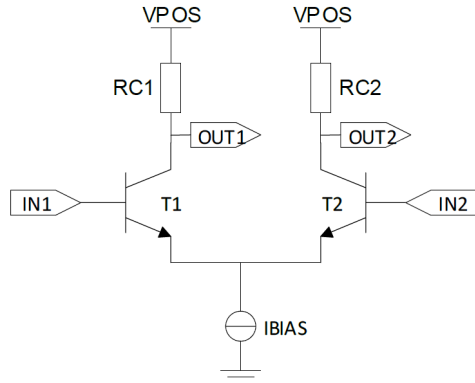
Ist I_C zu gross, reduziert sich V_{CE} , damit wird auch V_{BE} kleiner und I_C wird reduziert.

10.1.3 mit Stromgegenkopplung



Ist I_C zu gross, wird die Spannung V_{RE} hoch, damit wird V_{BE} kleiner und I_C wird reduziert.

10.2 Differenzverstärker (npn-Differenzstufe)



$$I_{Bias} = I_{B1} + I_{B2} + I_{E1} + I_{E2} \approx I_{E1} + I_{E2}$$

$$I_C = \beta \cdot I_S \cdot \left(e^{\frac{V_{BE}}{n \cdot V_T}} - 1 \right) = \beta \cdot I_B$$

$$= \beta \cdot I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{n \cdot V_T}} \quad \text{"leitende Transistoren"}$$

$$V_D = V_{in2} - V_{in1}$$

$$I_{C1}(V_D) = I_{Bias} \cdot \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{e^{\frac{V_D}{n \cdot V_T}}}{1 + e^{\frac{V_D}{n \cdot V_T}}}$$

$$I_{C2}(V_D) = I_{Bias} \cdot \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{1}{1 + e^{\frac{V_D}{n \cdot V_T}}}$$

$$dI_C(V_D) = I_{C1} - I_{C2} \stackrel{\beta/(\beta+1) \rightarrow 1}{=} I_{Bias} \cdot \frac{e^{\frac{V_D}{n \cdot V_T}} - 1}{e^{\frac{V_D}{n \cdot V_T}} + 1}$$

$$= I_{Bias} \cdot \tanh\left(\frac{V_D}{2n \cdot V_T}\right)$$

$$g_m = \frac{\partial I_C(V_D)}{\partial V_D}$$

$$= \frac{I_{Bias}}{2n \cdot V_T} \cdot \left(1 - \tanh\left(\frac{V_D}{2n \cdot V_T}\right)^2 \right)$$

n, V_T, I_S : Shockley-Gleichung
 β : Stromverstärkungsfaktor
 V_D : Differenzspannung
 dI_C : Differenzstrom
 g_m : Transkonduktanz
 $V_{in,CM}$: "Common Mode Eingangsspannung"

Kennlinie:

Innerhalb von $\pm 100 \text{ mV}$ kippt der Strom vom einen auf den anderen Pfad.

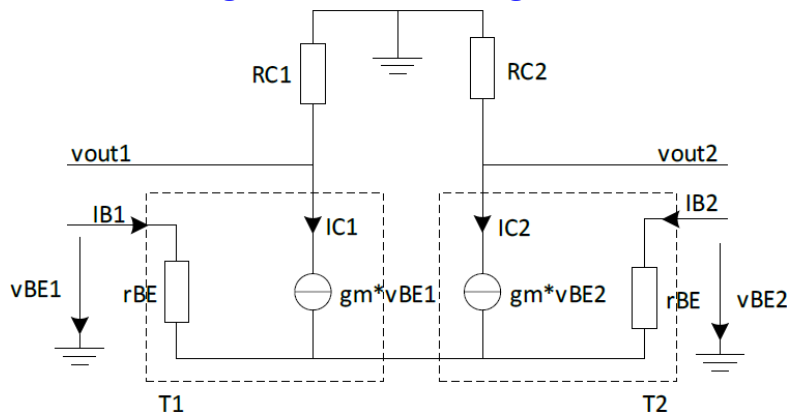
Arbeitsbereich:

$$V_{in,CM} = \frac{V_{in1} + V_{in2}}{2}$$

so wählen, dass BJTs im Mittel leiten, aber nicht sättigen

(siehe auch BJT für Weiteres zum BJT)

10.2.1 Kleinsignal-Ersatzschaltung



für $R_{C1} = R_{C2} = R_C$:

$$g_{m,T1} = \frac{dI_{C1}}{dV_{BE1}} = \frac{I_{C1}}{n \cdot V_T} \quad ; \quad r_{BE1} = \frac{v_{BE1}}{i_{B1}} = \frac{i_C}{g_m \cdot i_{B1}} = \frac{\beta}{g_m}$$

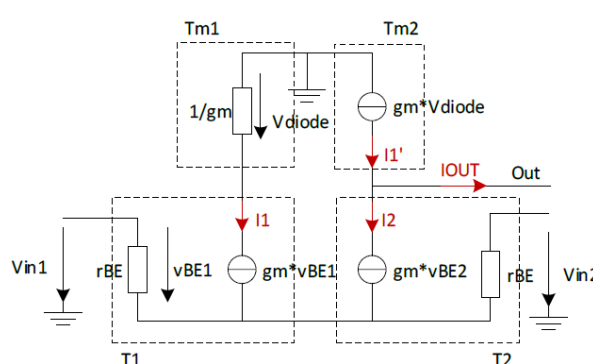
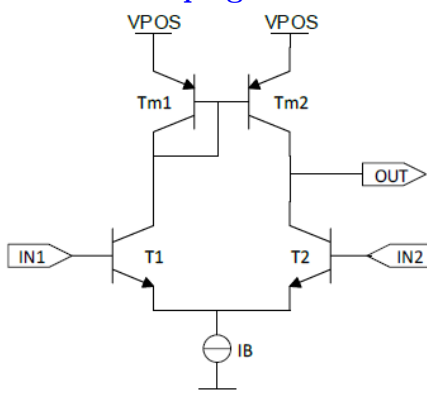
$$v_{BE1} = \frac{\Delta V_{in}}{2}$$

$$\Delta V_{out} = V_{out1} - V_{out2} = g_m \cdot R_C \cdot \Delta V_{in}$$

$$A_{diff} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta V_{in}} = g_m \cdot R_C$$

$v_{BE} \neq V_{BE0}$ und r_{BE} sind Kleinsignalparameter der BE-Diode!

10.2.2 Stromspiegellast



(Kleinsignal-ESB)

Für grossen Common Mode Arbeitsbereich und einfachen Ausgang (nicht differenziell).

$$I_{out} = g_m \cdot (V_{in1} - V_{in2})$$

10.3 pnp-Differenzstufe

Moderne Elektronik-Systeme werden vermehrt nur mit einer positiven Versorgungs-Spannung betrieben. Eingangsspannungen der Opamps sollten dann tief sein können, d.h. möglichst bis zur negativen Speisung gehen. Mit npn-Eingangsstufen ist dies nicht möglich, mit pnp-Eingangsstufen hingegen beinahe.