

1. Grundlagen

Die Elektrotechnik vermittelt die physikalischen Gesetze und Grössen. Die Elektronik vermittelt die Schaltungstechnik, welche das Ziel hat Schaltungen zu entwerfen und zu dimensionieren.

- Übertragungsfaktor: Verhältnis der Ausgangsgrösse zur Eingangsgrösse einer Schaltung $A = \frac{U_{out}}{U_{in}}$
- Übertragungsfunktion: Frequenzgang einer Schaltung
- Dezibel (db): Einheit zur Angabe der Verstärkung $A_{db} = 20 * \log_{10}(A)$
- In englischen Datenblättern wird die Spannung U mit V (Voltage) bezeichnet

1.1 DC-Ersatzschaltung (Grosssignalschaltung)

Die DC-Ersatzschaltung dient zur Berechnung der DC-Spannungen an den Knoten und denn Gleichströmen in allen Zweigen.

Ersatzschaltung bilden:

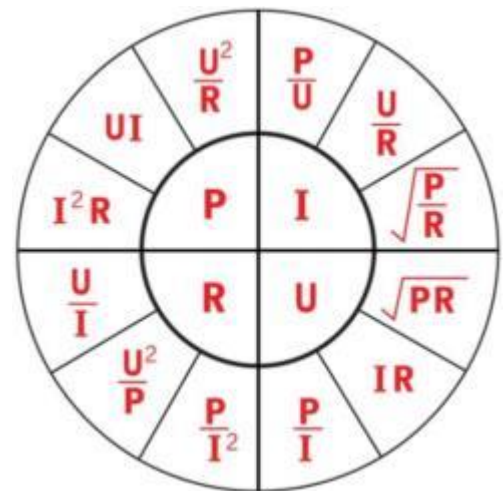
- DC-Spannungsquelle übernehmen
- DC-Stromquelle übernehmen
- AC-Spannungsquelle durch Kurzschlüsse ersetzen
- AC-Stromquellen entfernen (Unterbruch / Leerläufe)
- Kondensatoren entfernen (Unterbruch / Leerläufe)
- Spulen kurzschliessen
- Nichtlineare Bauteile (Transistoren, Dioden etc.) durch ihre jeweilige Kleinsignalersatzschaltung ersetzen

1.2 AC-Ersatzschaltung (Kleinsignalersatzschaltung)

Die Kleinsignalersatzschaltung dient zur Berechnung der AC-Spannungen an den Knoten und denn Wechselströmen in allen Zweigen.

Ersatzschaltung bilden:

- AC-Spannungsquellen übernehmen
- AC-Stromquellen übernehmen
- DC-Spannungsquellen durch Kurzschlüsse ersetzen
- DC-Stromquellen entfernen (Unterbruch / Leerläufe)
- Kondensatoren durch Kurzschlüsse ersetzen
- Spulen entfernen (Unterbruch / Leerläufe)
- Nichtlineare Bauteile (Transistoren, Dioden etc.) durch ihre jeweilige Kleinsignalersatzschaltung ersetzen



2. Nützliche Formeln

Verstärkung	$A = \frac{U_{out}}{U_{in}}$	Parallelschaltung	$R = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2} \quad R = \frac{R_1}{N}$
Spannungsteiler	$U_1 = U * \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ $U_2 = U * \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	Serieschaltung	$\sum R_T = R_1 + R_2 \dots R_n$
Kondensator Entladung	$U_c(t) = U_0 * e^{\frac{-t}{RC}}$	Ladung	$Q = C * U = I * t$

3. Physikalische Grundlagen der Elektronik

Grösse	Symbol	Einheit
Elementarladung	q	$1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$
Boltzmannkonstante	k	$1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
Widerstand	R	Ω (Omega)
Spez. Widerstand	ρ	-, stoffabhängig
Spez. Leitfähigkeit	σ	-, stoffabhängig
Temperaturkoeffizient	α	K^{-1} , stoffabhängig
Temperatur	T	K Kelvin
Fläche	A	mm^2
Ladungsträgerdichte	n	cm^{-3} , stoffabhängig
Elektronendichte	n_0	cm^{-3} , stoffabhängig
Löcherdichte	p_0	cm^{-3} , stoffabhängig

Grösse	Formel
Widerstand	$R = \frac{l}{\sigma * A} = \frac{\rho * l}{A}$
Spezifische Leitfähigkeit	$\sigma = \frac{1}{\rho} = n * q * \mu$ $\sigma = n_i * q * (\mu_n + \mu_p)$
Eigenleitungsdichte	$n_i^2 = n_0 * p_0$
Temperaturabhängigkeit	$\rho(T) = \rho(T_0) * (1 + \alpha(T - T_0))$

3.1 Atomaufbau

Jedes Atom hat eine bestimmte Anzahl Elektronen, welche auf „Schalen“ verteilt sind. Das Atom möchte den energetisch günstigsten Zustand erreichen d.h. die jeweiligen Elektronenbahnen füllen dass es keine freien Elektronen mehr gibt (Valenzelektronen)

Teilchen	Ladung	Ort	Eigenschaft
Proton	positiv, p^+	Im Atomkern	Elektrostatische Kraft zwischen Proton und Elektron
Neutron	Neutral, keine Ladung	Im Atomkern	Für Stabilität des Kerns verantwortlich
Elektron	negativ, e^-	Umkreist Kern	Elektrostatische Kraft zwischen Proton und Elektron

3.2 Elektrizität

Wirkt ein Elektrisches Feld auf ein Ladungsträger (Teilchen welches eine Ladung trägt) so wird eine Kraft ausgeübt, diese Kraft wirkt in Richtung des elektrischen Feldes. In einem einfachen Stromkreis wird durch die Quelle ein elektrisches Feld generiert, welches von plus nach minus zeigt. Die Elektronen beginnen gemäss der Kraft, welche auf sie wirkt in die entgegengesetzte Richtung zu wandern. Die technische Stromrichtung ist umgekehrt festgelegt.

3.3 Leiter, Halbleiter, Nichtleiter

3.3.1 Leiter

Alle Metalle sind Leiter. Die Metallatome sind in einer Gitterstruktur miteinander verbunden die Valenzelektronen können sich im Gitter frei bewegen und somit Ladungen übertragen.

3.3.2 Nichtleiter

Nichtleiter, auch bekannt als Isolatoren, sind die Elektronen fest gebunden und können sich nicht frei bewegen, somit keine Ladungen übertragen.

3.3.3 Halbleiter

Halbleiter sind Isolatoren die durch Erwärmung elektrisch leitfähig werden.

Bekannte Halbleiter:

- Silizium (Si, Ordnungszahl im PSE : 14)
- Germanium (Ge, Ordnungszahl im PSE : 32)
- Verbindung wie GaP, GaAs, InP,

Silizium hat 4 Valenzelektronen. Es möchte aber 8 Elektronen auf dieser Schale haben um den energetisch günstigsten Zustand zu erreichen. Im Kristallgitter teilen sich 2 Si-Atome ein Valenzelektron, damit entstehen Löcher im Gitter.

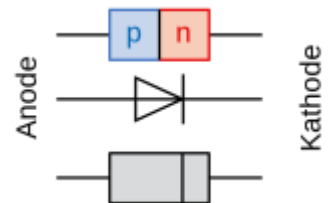
3.4 Dotierung

Beim Dotieren wird das Siliziumgitter gezielt mit Fremdatomen verunreinigt wodurch die elektrische Eigenschaften verändert werden. Es gibt zwei Arten von Dotierung N-Dotierung und P-Dotierung. Setzt man eine n-Schicht an eine p-Schicht entsteht eine Diode

N-Dotierung	Hinzufügen von höherwertigen Atomen mit 5 Valenzelektronen (Donatoren) Folge: Elektronenüberschuss im Gitter
P-Dotierung	Hinzufügen von tieferwertigen Atomen mit 3 Valenzelektronen (Akzeptor) Folge: Elektronenlöcher im Gitter

4. Dioden

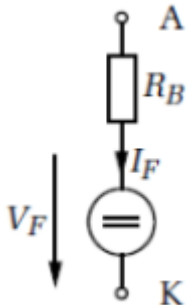
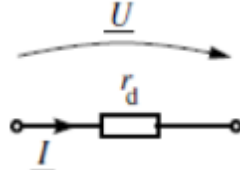
Eine Diode besteht aus einer n-Schicht und einer p-Schicht. Sobald der Pluspol an die P-Schicht (Anode, Elektronenmangel, Plus) und der Minuspol an die N-Schicht (Kathode, Elektronenüberschuss, Minus) gelegt werden fließt ein Strom und die Diode leitet. Sobald die Spannung abgeschaltet wird sperrt die Diode wieder. Wird die Diode umgekehrt angeschlossen so sperrt sie. Die Raumladungszone (RLZ) ist der Ort zwischen p- und n-Schicht wo es keine freien Elektronen mehr gibt. Bei positiver Spannung wandern Elektronen vom n-Gebiet in Löcher p-Gebiet, bei negativer Spannung wird RLZ breiter.



4.1 Diodenkennlinie

Durchbruchbereich Durchbruchspannung $U_{D,BR}$ Durchbruchstrom $I_{D,BR}$	Ab einer bestimmten Sperrspannung U_{BR} werden die Elektronen aus dem Gitter gelöst und der Strom steigt schlagartig an und zerstört die Diode.	
Sperrbereich Sperrspannung U_R Sperrstrom I_S	Bei einer Diode gibt es einen sehr kleinen Sperrstrom I_S . Hierbei sperrt die Diode. Die Sperrschicht ist noch sehr gross.	
Durchlassbereich Schwellspannung U_S Flussspannung U_F Durchlassstrom I_F U_S Silizium: 0.7V U_S Germanium: 0.3V U_S Selen: 0.6V	Bei einer kleinen Durchlassspannung U_F fließt nur ein kleiner Strom I_F . Die Sperrschicht durch die Elektronen ist noch sehr gross, die Diode ist hochohmig. Steigt Strom und Spannung weiter an, wird die Schwellspannung (Diffusionsspannung) U_S erreicht. An diesem Punkt wird die Diode niederohmig und der Strom steigt schlagartig an. Wird der Strom durch ein Widerstand nicht begrenzt, zerstört er die Diode	

4.2 Ersatzschaltungen

Grosssignalmodell		Kleinsignalmodell	
 $U_F = \text{Spannungsquelle}$			
Das Grosssignalmodell wird gebraucht zur Berechnung der Verlustleistung		Alle anderen Berechnungen werden mit dem Kleinsignalwiderstand gemacht.	
Strom	$I = I_S(T) \left(e^{\frac{U}{m \cdot U_T}} - 1 \right)$	Strom	$I = I_S(T) \left(e^{\frac{U}{m \cdot U_T}} \right) \quad \text{ab } U > 200\text{mV}$
Temperaturspannung $U_{T23^\circ\text{C}} = 25.5\text{mV}$	$U_T = \frac{k \cdot T}{q}$	Differentieller Widerstand	$r_D = \frac{dU}{dI}$
Widerstand	$R = \frac{U}{I}$	Kleinsignal Widerstand	$R = \frac{m \cdot U_T}{I}$
		Steilheit	$S = \frac{dI}{dU} = \frac{I}{m \cdot U_T}$
$I_S(T) = \text{Sperrstrom, temperaturabhängig}$ $U = \text{angelegte Spannung}$ $m = \text{Emissionskoeffizient}$		$r_d = \text{differentieller Widerstand im Arbeitspunkt}$ $S = \text{Steilheit (Leitfähigkeit ; I durch U)}$	

Wenn eine Ausgangsspannung o. ä. berechnet werden muss, muss immer die Schwellspannung der Diode abgezogen werden. Eine Diode leitet nur bei DC.

4.3 Temperaturverhalten

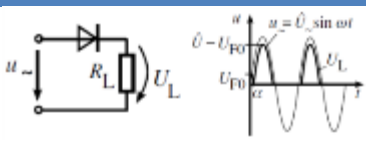
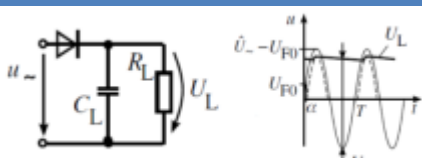
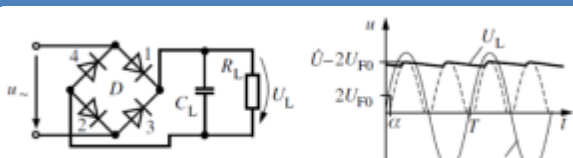
Die Diodenflussspannung U_F ändert um $-2 \frac{\text{mV}}{\text{K}}$.

Der Sperrstrom I_S verdoppelt sich bei einer Temperaturerhöhung um 10°C

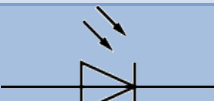
Die maximale Temperatur einer Diode beträgt 175°C , bei höheren Werten geht sie kaputt.

4.4 Anwendungen

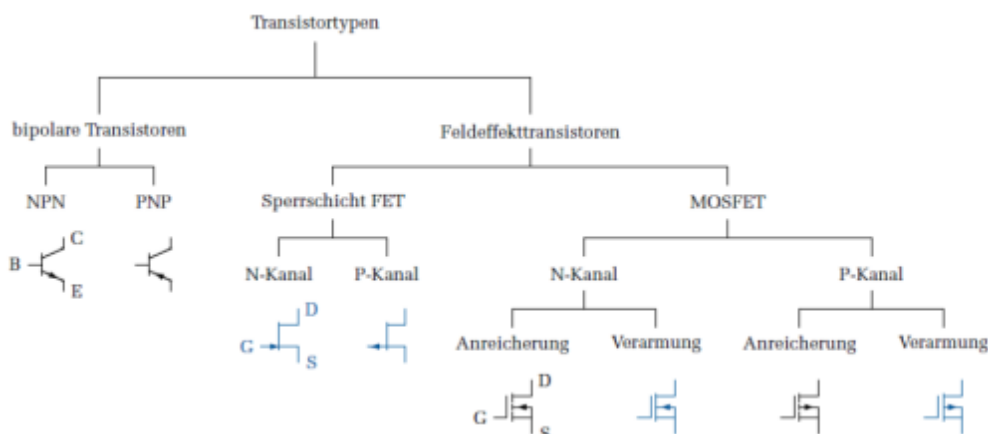
4.4.1 Gleichrichter

Einweg-Gleichrichter	Gleichrichter mit Glättung	Brücken-Gleichrichter/Graetz-Schaltung
		

4.5 Spezielle Dioden

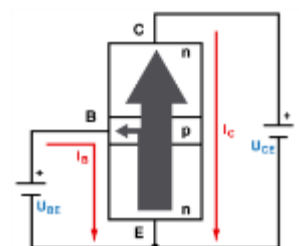
Germanium-Diode	Die Germaniumdiode hat eine kleiner Schwellspannung und ist stark temperaturabhängig Keine Praxisbedeutung	
PIN-Diode	Für die höhere Spannungsfestigkeit wird eine eigenleitende Halbleiter (Intrinsic-Zone) zwischen p und n gelegt.	
Kapazitätsdiode	Sie werden in Sperrichtung betrieben. Gebraucht um Schwingfrequenzen bei Oszillatoren einzustellen	
Schottky-Diode	Anstatt der p-Schicht hat diese Diode eine Metallschicht. Dadurch bekommt sie ein schnelles Schaltverhalten und eine kleine Flussspannung	
Leuchtdioden (LED)	Leuchtdioden werden aus verschiedenen Halbleitern hergestellt um verschiedene Farben zu produzieren	 GaN->blau 490nm GaAsP->rot 635nm GaP->grün 565nm InGaN->weiss
Photodioden	Photodioden werden in Sperrichtung betrieben. Der Sperrstrom erhöht sich bei Lichteinfall	
Zenerdiode Zener-Spannung U_Z	Die Z-Diode wird in Sperrichtung betrieben. In Durchlassrichtung wie normale Diode. In Sperrichtung bei hoher Spannung die Elektronen aus dem Gitter gelöst und beschleunigt (Zener-Effekt), diese lösen weitere Elektronen bis die Sperrschicht mit Ladungsträger überflutet wird (Lawineneffekt). Der Strom steigt stark an.	

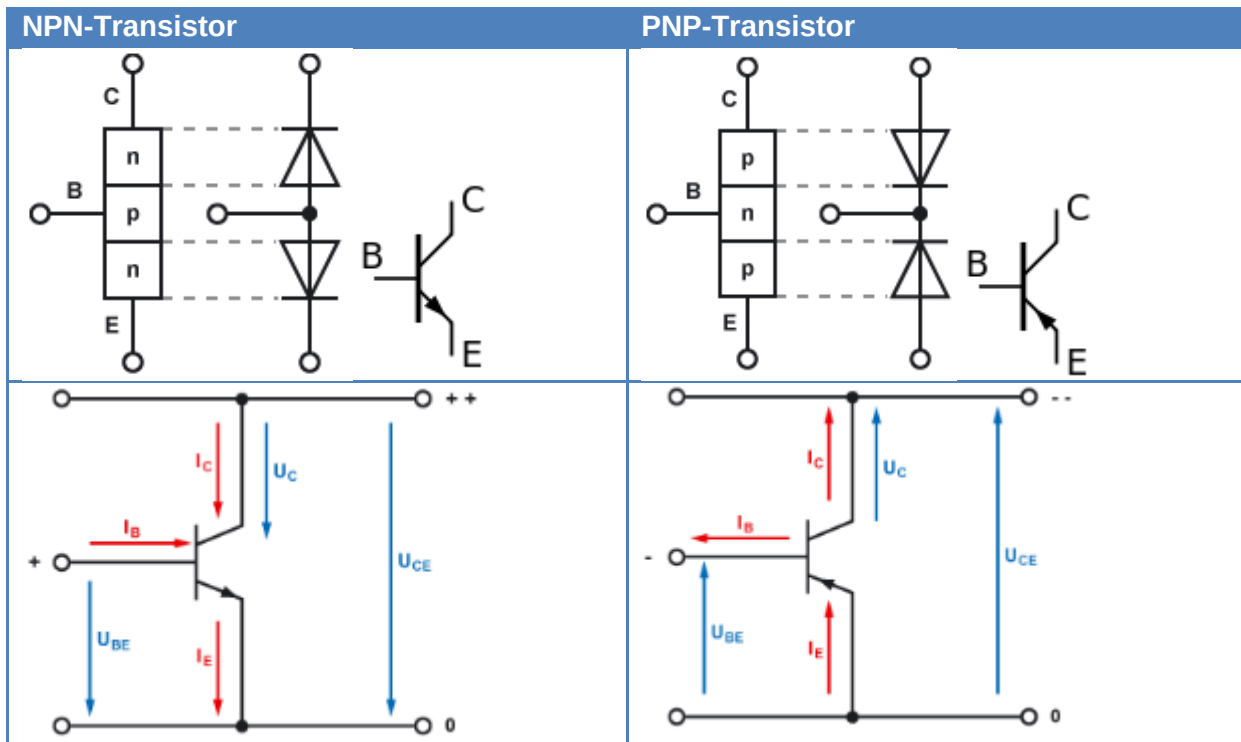
5. Transistoren



5.1 Bipolar-Transistoren

Der Transistor besteht aus drei dünnen Halbleiterschichten. Für die Funktionsweise muss man mit der Elektronenstromrichtung (Minus zu Plus) arbeiten. Durch das Anlegen einer Spannung $U_{BE} = 0.7V$ wird die untere Diode leitend. Die Elektronen gelangen in die p-Schicht und werden dort vom Pluspol der Spannung U_{BE} angezogen (ca. 1% Elektronen). Da diese nur sehr klein ist wandern die Elektronen in die obere Schicht und werden dort vom Pluspol der Spannung U_{CE} angezogen (ca. 99% Elektronen). Es fließt der Strom I_C .





Abkürzungen	Spannungen	Ströme
C: Kollektor	$U_{CE} = \text{Kollektor} - \text{Emitter} - \text{Spannung}$	$I_C = \text{Kollektorstrom}$
E: Emitter	$U_{BE} = \text{Basis} - \text{Emitter} - \text{Spannung}$	$I_B = \text{Basisstrom}$
B: Basis	$U_C = \text{Kollektor} - \text{Spannung}$	$I_E = \text{Emitterstrom}$

5.1.1 Eigenschaften

- Der Kollektorstrom I_C fließt nur wenn der Basisstrom I_B auch fließt. Ändert der Basisstrom ändert auch der Kollektorstrom. Der Basisstrom und Kollektorstrom hängen exponentiell zusammen
- Der Kollektorstrom ist um ein vielfaches höher als der Basisstrom. Grund Aufteilung des Elektronenfluss.
- Der Basisstrom fließt erst wenn die Schwellspannung U_{BE} erreicht ist
- Fließt kein Basisstrom sperrt der Transistor. Unendlich Grosser Widerstand
- $U_{CE} < U_{BE}$ befindet sich der Transistor in Sättigung d.h. der Basisstrom überflutet den Transistor, somit kann der Kollektorstrom nicht mehr weiter steigen.
- $U_{CE} = U_{BE}$ der Transistor ist übersteuert, an der Basis-Kollektor-Strecke ist keine Spannung
- Die Spannung U_{BE} wird als Steuerkreis bezeichnet, die Spannung U_{CE} wird als Lastkreis bezeichnet

5.1.2 Betriebszustände npn-Transistor

Normalbetrieb (Verstärker)	$U_{BE} > 0$ $U_{BC} < 0$
Sättigung (Schalter EIN)	$U_{BE} > 0$ $U_{BC} > 0$
Sperrbetrieb (Schalter AUS)	$U_{BE} < 0$ $U_{BC} < 0$
Inversbetrieb (keine Anwendung)	$U_{BE} < 0$ $U_{BC} > 0$

5.1.1 Temperaturverhalten

Beim Transistor gilt das gleiche wie für die Diode. Die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ändert um $-2 \frac{mV}{K}$.

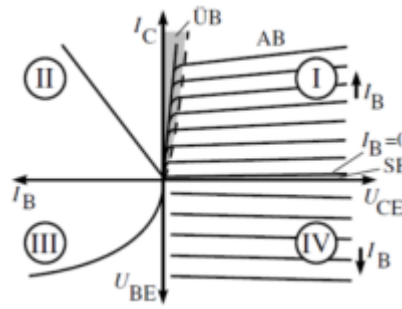
Der thermische Widerstand R_{th} gibt an wie stark ein Transistor sich erwärmen darf. Die Verlustleistung:

$$P_V = \frac{T_{max} - T_{Umgebung}}{R_{th}}$$

$$\Delta T = R_{th} * P$$

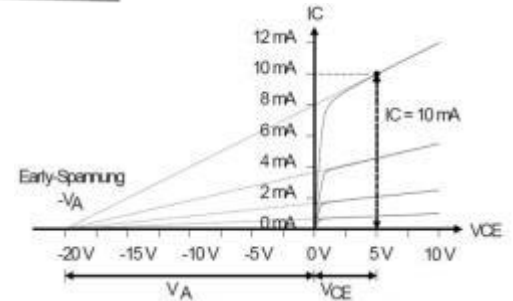
5.1.2 Kennlinien

- (I) Ausgangskennlinie
- (II) Stromübertragungskennlinie
- (III) Eingangskennlinie
- (IV) Spannungsrückwirkungskennlinie



Early-Effekt

Anstieg der Ausgangskennlinien beruht auf Veränderung der Basisweite infolge der Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtweite der Basis Kollektor-Diode. Early-Spannung: U_A .
Schnittpunkt mit der Ausgangskennlinie bei $-U_A$



$$\text{Innenwiderstand } r_{CE} = \frac{dU_{CE}}{dI_{CE}} = \frac{U_a + U_{CE}}{I_C} \approx \frac{U_a}{I_C}$$

5.1.3 Ersatzschaltungen (Bipolar-Transistor)

Grosssignalmodell		Kleinsignalmodell	
BE-Widerstand r_{BE}	$r_{BE} = \frac{m * U_T}{I_B} = \frac{\beta * m * U_T}{I_C}$	BE-Widerstand r_{BE}	$r_{BE} = \frac{m * U_T}{I_B} = \frac{\beta * m * U_T}{I_C}$
CE-Widerstand r_{CE}	$r_{CE} = \frac{U_{EA}}{I_C}$	CE-Widerstand r_{CE}	$r_{CE} = \frac{U_{EA}}{I_C}$
Kollektorstrom	$I_C = \beta * I_S \left(e^{\frac{U_{BE}}{m * U_T}} - 1 \right)$	Kollektorstrom	$I_C = \beta * I_S \left(e^{\frac{U_{BE}}{m * U_T}} - 1 \right)$
Temperaturspannung	$U_T = \frac{k * T}{q}$	Temperaturspannung	$U_T = \frac{k * T}{q}$
Basisstrom	$I_B = I_S \left(e^{\frac{U_{BE}}{m * U_T}} - 1 \right)$	Basisstrom	$I_B = I_S \left(e^{\frac{U_{BE}}{m * U_T}} - 1 \right)$
Basis-Emitter-Spannung	$U_{BE} = m * U_T * \ln \left(\frac{I_B}{I_S} \right)$	Basis-Emitter-Spannung	$U_{BE} = m * U_T * \ln \left(\frac{I_B}{I_S} \right)$
		Steilheit / Transkonduktanz	$S = g_m = \frac{\beta}{r_{BE}} = \frac{I_C}{m * U_T}$
I_S = Sättigungsstrom m = Emissionskoeffizient β = Steilheitskoeffizient			

Stromverstärkungsformeln

$I_C = B * I_B$ B: DC-Verstärkungsfaktor	$I_C = \beta * I_B$ $\beta = h_{FE}$: AC-Verstärkungsfaktor	$I_E = I_C + I_B$	$B, \beta \geq 100$ $I_E \approx I_C$
---	---	-------------------	--

Transistorverstärker (Emitterschaltung)

Zustand	Spannung U_{BE}	Ausgangsspannung U_{out}
Sperrend	$0V < U_{BE} < 0.6V$	Transistor sperrt $U_{out} = U_{DD}$
Verstärkend	$0.6V < U_{BE} < U_{BE1}$	Transistor verstärkt U_{out} sink auf U_{sat}
Durchgesteuert	$U_{BE1} \leq U_{BE} \leq U_2$	Transistor durchgesteuert $U_{out} = U_{DD}$

5.1.4 Transistor als Schalter

Der Transistor besitzt zwei stationäre Arbeitspunkte. Das zeitliche Verhalten bei Schaltvorgängen wird durch die Transistorenkapazitäten bestimmt. Beim Einschalten tritt zuerst eine Einschaltverzögerung t_d (bis I_C reagiert) auf, dann dauert es eine Anstiegszeit t_s bis der Strom I_C erreicht ist. Beim Ausschaltvorgang passiert eine Speicherzeit t_s lang nichts, dann braucht es eine Speicherzeit bis $I_C = 0$ erreicht wird.

AP1	Schalter EIN, hoher Stromfluss, Transistor übersteuert	$U_{CE} \approx 100mV; I_B = \frac{U_E - U_{BE}}{R_B}; I_C = \frac{U_{C0} - U_{CE}}{R_C}$	
AP2	Schalter AUS, kein Stromfluss, Transistor sperrt	$I_B = 0; I_C = 0; U_{out} = U_{CE}$	

5.2 Schaltungen mit Bipolar-Transistoren

5.2.1 Grundschaltungen

Basisschaltung	Kollektorschaltung (Emitterfolger)	Emitterschaltung
Emitterspannung unabhängig von Eingangsspannung Summieren von Strömen	Emitterspannung folgt Basisspannung Stromverstärkung	Hohe Spannungsverstärkung Invertierend
$A = \frac{I_C}{I_E}$	$A = \frac{I_E}{I_B}$	$A = \frac{I_C}{I_B}$
$R_{in} = 50..100\Omega$	$R_{in} = 10..100k\Omega$	$R_{in} = 100..10k\Omega$
$R_{out} = 10..100k\Omega$	$R_{out} = 10..100\Omega$	$R_{out} = 1..10k\Omega$
Kleine Temperaturabhängigkeit	Kleine Temperaturabhängigkeit	Grosse Temperaturabhängigkeit
Mittlere Leistungsverstärkung	Kleine Leistungsverstärkung	Grosse Leistungsverstärkung
Phasenverschiebung: 0°	Phasenverschiebung: 0°	Phasenverschiebung: 180°

5.2.2 Gegenkopplung

Spannungsgegenkopplung	Stromgegenkopplung	Funktion
		Mittels Gegenkopplung wird die Verstärkung des Transistors kleiner. Dafür werden die Toleranzen minimiert.
$R_1 = \frac{U_{BE}}{I_B}$ $R_2 = \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_C}$ $R_3 = \frac{U_2 - U_{CE}}{I_C}$	$U_{out} = -\frac{R_3}{R_4} * V_{in}$	

5.2.3 Verstärkerschaltungen

Emitterschaltung mit Stromgegekopplung	Emitterschaltung mit Spannungsgegekopplung	Basisschaltung	Kollektorschaltung

5.2.1 Differenzverstärker

Ein Differenzverstärker ist ein elektronischer Verstärker mit zwei Eingängen, bei dem nicht ein einzelnes Signal, sondern die Differenz der beiden Eingangssignale verstärkt wird. Er wird auch als OTA (Operational-Transconductance-Amplifier) bezeichnet, er ist in jedem Operationsverstärker verbaut. Die Common-Mode Eingangsspannung ist die mittlere Eingangsspannung: $U_{inCM} = \frac{U_{in1} + U_{in2}}{2}$

Differenzverstärker mit npn (Stromspiegellast)	Differenzverstärker mit pnp (Stromspiegellast)	Differenzverstärker mit npn (ohne Last)

Differenzverstärker (npn, Stromspiegellast) Kleinsignalmodell	Differenzverstärker (npn, ohne Last) Kleinsignalmodell
$I_{out} = S * (V_{in1d} - V_{in2d})$	$A_{diff} = \frac{\Delta U_{out}}{\Delta U_{in}} = S * R_C = \frac{I_{Bias}}{2 * m * U_T} * R_C$
$I_{C1} = I_{Bias} * \frac{\beta}{\beta + 1} * \frac{1}{1 + e^{\frac{U_D}{m * U_T}}}$	$S = \frac{I_{Bias}}{2 * m * U_T}$
$I_{C2} = I_{C1} * \frac{U_D}{m * U_T}$	$\Delta U_{out} = U_{out1} - U_{out2} = -S * R_C \left(\frac{U_d}{2} - \frac{-U_d}{2} \right) - S * R_C * U_d$
	$U_{out1} = -S * \frac{U_d}{2} * R_{C1} \quad U_{out2} = -S * \frac{U_d}{2} * R_{C2}$
	$I_{Bias} = 2 * I_C$
	$R_{Bias} = \frac{U_{DD} - U_{BE}}{2 * I_C}$

5.2.2 Leistungsendstufen

Klasse A-Verstärker	Klasse B-Verstärker	Klasse AB-Verstärker
$U_a = R_L * I_{max}$	$U_{a\ max} = (+U_{0C}) - (U_{BE})$ $U_{a\ min} = (-U_{0C}) - (U_{BE})$	$U_a = R_L * I_{max}$
$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{\pm}} = 25\%$	$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_{\pm}} = 78.5\%$	$Z = \beta * R_V$ $Z = \text{Transimpedanz}$
$P_{\pm} = \frac{2 * U_{0C}^2}{R_L}$	$P_{\pm} = \frac{2 * U_{0C}^2}{\pi * R_L}$	
$P_{\sim} = \frac{\hat{U}_{max}}{\sqrt{2}} * \frac{\hat{I}_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{0C}^2}{2 * R_L}$	$P_{\sim} = \frac{\hat{U}_{max}}{\sqrt{2}} * \frac{\hat{I}_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{U_{0C}^2}{2 * R_L}$	
Arbeitspunkte der jeweiligen Leistungsendstufen		

5.2.1 Stromspiegel

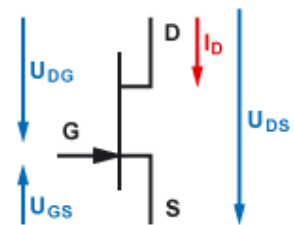
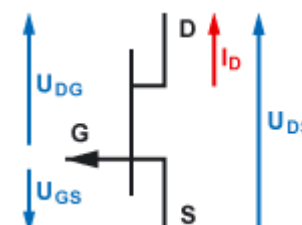
Stromspiegel	Stromspiegel mit Kaskode	Widlar-Stromspiegel
$I_{out} = \frac{U_{DD} - U_{BE}}{R_V}$ $I_{out} = \frac{R_1}{R_2} * I_{in}$	Für Stromquellen und Stromspiegel mit grossem Ausgangswiderstand	$I_1 = I_{ref} * \frac{R_E}{R_{E1}}$

5.3 Feldeffekttransistoren (FET)

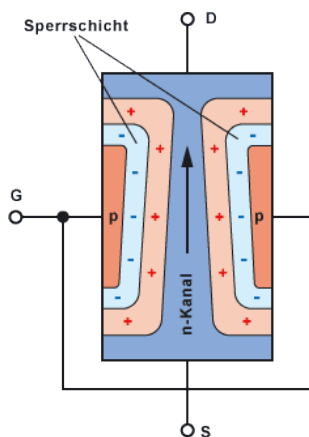
Bei einem Feldeffekttransistor wird der Stromfluss durch den leitenden Kanal mittels eines elektrischen Feldes gesteuert. Die Gate-Spannung steuert den Drain-Strom mittels dem Elektrischen Feld, sie hängen quadratisch zusammen.

5.3.1 Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (JFET)

Der JFET (Junction / Sperrschicht) gibt es als n-Kanal und als p-Kanal.

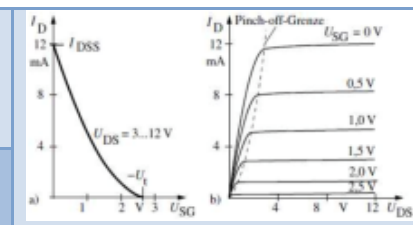
n-Kanal JFET	p-Kanal JFET
	
Der n-Kanal-Typ hat eine n-leitende Kristallstrecke und zwei p-leitende Zonen.	Der p-Kanal-Typ hat eine p-leitende Kristallstrecke und zwei n-leitende Zonen.

Abkürzungen	Spannungen	Ströme
G: Gate (Tor)	$U_{DG} = \text{Drain} - \text{Gate} - \text{Spannung}$	$I_D = \text{Drainstrom}$
D: Drain (Abfluss)	$U_{GS} = \text{Gate} - \text{Source} - \text{Spannung}$	$I_{DSS} = \text{Drainstrom bei } U_{GS} = 0$
S: Source(Quelle)	$U_{DS} = \text{Drain} - \text{Source} - \text{Spannung}$	
λ : Pinch-Off-Konstante	$U_p = \text{Pinch} - \text{Off} - \text{Spannung}$	



Funktionsweise:

Die p-leitende Schicht ist als Gate-Anschluss aus dem Bauteil geführt. Wenn an Drain und Source eine Spannung angelegt wird fließt ein Strom von Source zu Drain. Die n-leitende Schicht hat gegenüber den p-leitenden Schichten eine positive Spannung. Um die p-leitenden Zonen entsteht eine Sperrschicht. Die Breite der Sperrschichten nimmt mit der an Source und Drain anliegenden Spannungshöhe im n-Kanal zu. Innerhalb der Sperrschichten befinden sich keine frei beweglichen Ladungsträger. Die Elektronen im n-Kanal müssen den Weg zwischen den Sperrschichten nehmen.

Sättigungsbereich	$I_D = \frac{I_{DSS}}{U_p^2} * (U_{GS} - U_p)^2 * (1 + \lambda * U_{DS})$	
Widerstandsbereich	$I_D = \frac{2 * I_{DSS}}{U_p^2} * \left(U_{GS} - U_p - \frac{U_{DS}}{2} \right)^2 * U_{DS} * (1 + \lambda * U_{DS})$	
Bei der Pinch-Off-Grenze (Abschnürgrenze) sperrt der JFET. Die doppelte Verstärkung benötigt den 4-fachen-Strom.		

5.3.2 MOSFET (Metal Oxide Semiconductor)

Seine Anschlüsse heissen: G-> Gate, D->Drain, S->Source. Ein n-Kanaltransistor wird NMOS genannt, ein p-Kanaltransistor wird PMOS genannt. Beide zusammen werden als CMOS bezeichnet. Sie werden in Integrierten Schaltungen verwendet.

Funktionsweise (n-Kanal anreicherungstyp)

Der Transistor befindet sich im Sperr-Zustand (deshalb selbstsperrend), wenn keine positive Spannung zwischen Gate- und Source-Anschluss anliegt.

Wird zwischen Gate und Source eine positive Spannung U_{GS} angelegt, dann entsteht im Substrat ein elektrisches Feld. Die Elektronen werden vom Gate-Anschluss aus dem p-leitende Substrat (viele Löcher, sehr wenige Elektronen) angezogen. Sie wandern bis zur Isolierschicht.

Die Löcher wandern in entgegengesetzter Richtung. Die Zone zwischen den n-leitenden Inseln enthält überwiegend Elektronen als freie Ladungsträger. Zwischen Source- und Drain-Anschluss befindet sich nun ein n-leitender Kanal. Die Leitfähigkeit dieses Kanals lässt sich durch die Gatespannung U_{GS} steuern.

	n-Kanal (NMOS)		p-Kanal (PMOS)	
MOSFET-Typ	Selbstsperrend (Anreicherungstyp)	Selbstleitend (Verarmungstyp)	Selbstsperrend (Anreicherungstyp)	Selbstleitend (Verarmungstyp)
Drain-Strom I_D	Positiv	Positiv	Negativ	negativ
Gatespannung U_{GS}	Positiv	Positiv	Negativ	negativ
Schaltzeichen				
Alternatives Schaltzeichen				

Kleinsignalmodell		$r_{DS} = \frac{1}{\lambda * I_D} = \frac{U_A}{I_D}$
		$S = \beta * (U_{GS} - U_{th}) = \sqrt{2 * \beta * I_D}$
		$U_{DS} = \sqrt{\frac{I_D}{\beta}} + U_{th}$
		$I_D = \frac{\beta}{2} (U_{GS} - U_{th})^2$

a) N-Kanal Anreicherungstyp b) N-Kanal Verarmungstyp c) P-Kanal Anreicherungstyp d) P-Kanal Verarmungstyp	
--	--

Sperrbereich (SB)	$I_D = 0$	
Sättigungsbereich (PB / Pentodenbereich)	$I_D = \frac{\beta}{2} * (U_{GS} - U_{th})^2 * (1 + \lambda * U_{DS})$	
Linear (TB / Triodenbereich)	$I_D = \beta * \left(U_{GS} - U_{th} - \frac{U_{DS}}{2} \right) * U_{DS} * (1 + \lambda * U_{DS})$	

Differenzverstärker

	Formel	Schaltbild	Kleinsignalmodell
Verstärkung	$A = -\frac{S}{2} * R$		
Ausgangs-differenzspannung	$U_{out\ diff} = A * U_{in\ diff}$ $U_a = U_{a1} - U_{a2}$		
Ausgangs-spannungen	$U_{a1} = V_+ - R * I_D$ $U_{a2} = V_+ - R * I_D$		
Drainstrom	$I_D = \frac{I_k}{2}$		

5.4 Transistor als Logik

Logikgatter werden in CMOS –Technologie aufgebaut. Die MOSFET's haben keinen statischen Stromverbrauch sind aber langsamer als Bipolartransistoren.

5.4.1 Logikgatter

Stufe	Transistoren	Funktion
Pullup-Stufe (PUP)	PMOS	Zieht den Ausgang auf die positive Speisespannung wenn leitend
Pulldown-Stufe (PDN)	NMOS	Zieht den Ausgang auf die negative Speisespannung wenn leitend

Anordnung der FET's für digitales Gater

PUP: Seriell ->PDN parallel

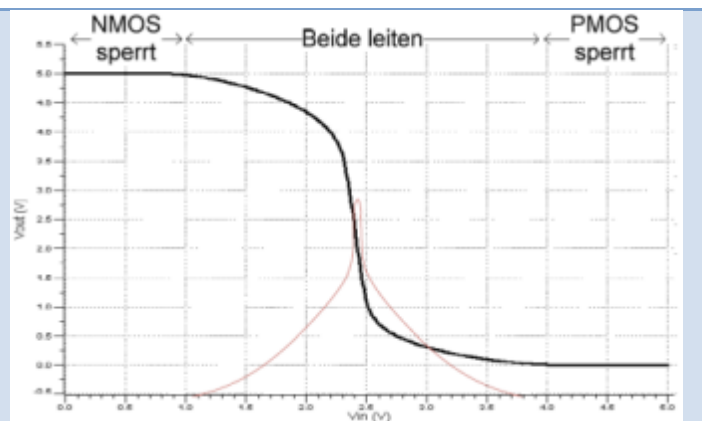
PUP: Parallel ->PDN Seriell

Buffer	NOT	AND	NAND	OR	NOR	EXOR	XNOR
		NAND+NOT		NOR+NOT			EXOR+NOT

Kennlinie Schaltvorgang

Ausgangsspannung zu Eingangsspannung
(Schwarze Kurve)

Querstrom (Rote Kurve)

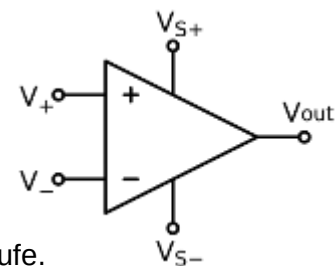


5.4.2 Weitere Logiktechnologien

Name	Funktion
Dioden-Logik	Durch Diodenschaltungen wird das Gatter realisiert. Keine praktische Bedeutung
Dioden-Transistor-Logik (DTL)	Mittels Bipolartransistoren und Dioden wird das Gatter realisiert
Widerstand-Transistor-Logik (RTL)	Mittels Bipolartransistoren und Widerständen wird das Gatter realisiert
Transistor-Transistor-Logik (TTL)	Das Gatter wird durch eine Emitterschaltung realisiert
High-Speed Logik	Um schnelle Schaltvorgänge zu erreichen werden die Transistoren nie vollständig ein oder ausgeschaltet
Emitter-Coupled Logic (ECL)	Die verwendete Speisespannung ist positiv und negativ. Schnelles schalten der Gatter, hohe Verlustleistung
Positive Emitter-Coupled Logic (PECL, LVPECL)	Gleich wie ECL aber mit nur positiver Speisespannung. Daher kleinere Verlustleistung
Low Voltage Differential Signaling (LVDS)	Schnittstellenstandard für sehr schnelle serielle Datenübertragung mit tiefem Spannungspegel. Anwendung: SATA, PCI, DisplayPort
Current Mode Logic (CML)	Schnittstellenstandard für sehr schnelle serielle Datenübertragung. Auch als Source-Coupled Logic bekannt. Anwendung: DVI, HDMI

6. Operationsverstärker

Ein Operationsverstärker (OpAmp, OP) verstärkt die Differenz der Eingangsspannung und gibt sie an den Ausgang zur Last weiter. Der OP kann die Ausgangsspannung maximal bis zur Speisespannung verstärken. Der Eingang ist hochohmig, der Ausgang niederohmig. Der Eingangsstrom ist immer Null. Ein OpAmp besteht aus einem Differenzverstärker, Verstärkerstufe, Ausgangsstufe und einer Kompensationsstufe.



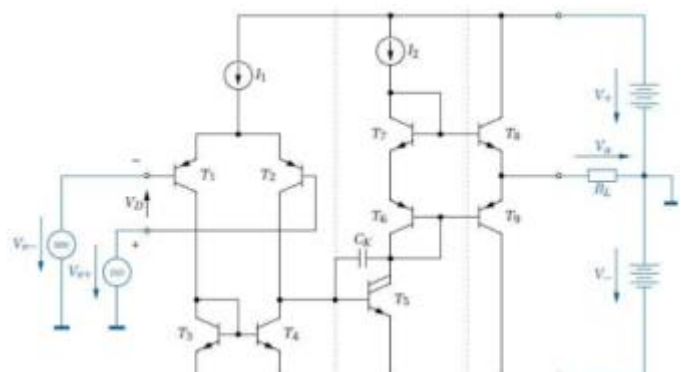
Jeder Operationsverstärker hat zwei Eingänge: nicht invertierend (+, opp) und invertierend (-, opn).

Bei fast jeder OpAmp-Schaltung ist eine Rückkopplung vorhanden. Liegt die Rückkopplung auf dem negativen Eingang gibt es einen Verstärker, liegt sie auf dem positiven Eingang gibt es einen Schmitt-Trigger.

Grösse	Idealer OpAmp	Realer OpAmp
Verstärkungsfaktor V	unendlich	1'000 bis 1'000'000
Eingangswiderstand R	unendlich	1MΩ

6.1 Aufbau mit Transistoren

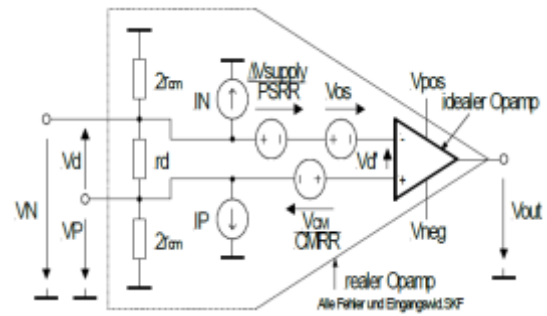
- T_1, T_2 : Differenzverstärker
- T_3, T_4 : Stromspiegel-Last
- T_5 : Darlingtontransistor
- T_6, T_7 : Dioden als Pegelumsetzer
- T_8, T_9 : Klasse AB Ausgangsstufe



6.2 Fehlereinflüsse des OpAmp

Der reale Operationsverstärker hat mehrere Fehlereinflüsse. Alle Fehlereinflüsse zusammen ergeben eine Offsetspannung U_{outE} am Ausgang, dieser kann eliminiert werden indem mit einem Potentiometer der Offset am Eingang verändert wird.

$$U_{outE} = A_{CL} * \left(U_{OS} + \frac{U_{CM}}{CMRR} + \frac{\Delta U_{DD}}{PSRR} \right) + I_{OS} + R_F$$



Fehlereinfluss	Erklärung	Formel für Ausgangsfehlerspannung
Endliche Verstärkung	Der OP hat nur eine endliche Verstärkung A_{OL} , sowie ein Rückkopplungsfaktor β . Daher kann der OP auch als Regelkreis dargestellt werden. Er regelt solange bis die Eingangsdifferenz 0 ist.	
Offset-Spannungs-Fehler	Die Eingangsdifferenzspannung ist $\neq 0$, diese Spannung wird an Ausgang gegeben	$U_{outE} = U_{OS} \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right)$
Eingangsströme	Der reale OP hat an opn und opp die Eingangsströme I_N, I_P	$U_{outE} = I_N * R_F - R_2 * I_P * \left(1 + \frac{R_F}{R_1} \right)$
Power-Supply-Rejection (PSR) Speisespannungsunterdrückung	Die Offsetspannung ändert sich mit der Speisespannung	$PSRR = 20 * \log \left(\frac{\Delta U_{DD}}{\Delta U_{OS}} \right)$
Common-Mode-Rejection (CMR) Gleichtaktunterdrückung	Die verschiedenen Arbeitsbereiche (Common-Mode-Spannungen) generieren andere Offset-Spannungen	$CMRR = \left(\frac{\Delta U_{CM}}{\Delta U_{OS}} \right)$

6.3 Dynamisches Verhalten des OpAmp

Der Operationsverstärker kann den Ausgang nicht beliebig schnell ändern. Er verhält sich annähernd wie ein Tiefpass (Oder PT1-Glied in Regelungstechnik).

6.3.1 Frequenzgang

Der Übergangspunkt vom horizontalen Teil in den abfallenden Teil nennt sich Knickfrequenz f_0 . Der Teil Punkt wo die Kurve die x-Achse schneidet nennt sich Transitfrequenz f_T .

Frequenzgang / Übertragungsfunktion	$A_{OL}(f) = \frac{A_0}{1 + \frac{A_0}{GBP} * jf}$	
Verstärkungs-Bandbreite-Produkt	$GBP = A_{lin} * f$	
Log.-Verstärkung	$A_{db} = 20 * \log(A_{lin})$	
Lineare-Verstärkung	$A_{lin} = 10^{\frac{A_{db}}{20}}$	

6.3.2 Slew-Rate

Der Operationsverstärker besitzt eine maximale mögliche Änderungsgeschwindigkeit der Ausgangsspannung (Slew –Rate, SR).

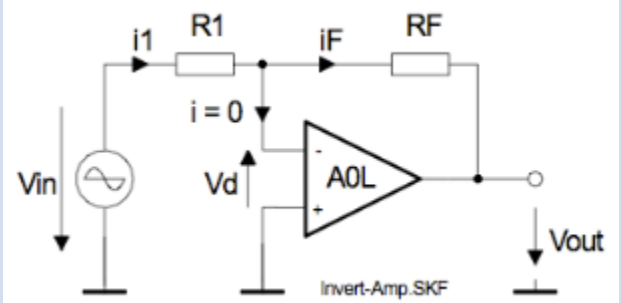
$$SR = \left| \frac{dU_{out}}{dt} \right|$$

6.4 Schaltungen mit dem Operationsverstärker

Abkürzung	Name
A_{CL}	Verstärkung Closed Loop (Verstärkung mit Rückkopplung an Eingang des OP's)
A_{OL}	Verstärkung Open Loop (endliche Verstärkung des realen OP's)
β	Feedback-Faktor (Anteil des Ausgangssignals über Rückkopplung an Eingang)
U_{out}	Ausgangsspannung
U_{in}	Eingangsspannung
U_d	Differenzspannung zwischen opn und opp
U_{os}	Offsetspannung ($U_d = U_{os}$)
U_{AGND}	Spannung an Ground (Ground muss nicht 0 sein kann auch 2V betragen)
R_F	Feedbackwiderstand / Rückkopplungswiderstand
R_{out}	Ausgangswiderstand
R_{in}	Eingangswiderstand
I_F	Feedbackstrom

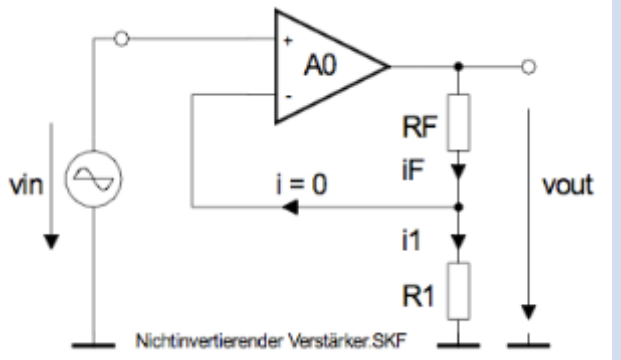
6.4.1 Invertierender Verstärker

Beim invertierenden Verstärker ist die Ausgangsspannung gegenphasig zur Eingangsspannung.

$A_{CL} = \frac{U_{out}}{U_{in}} = -\frac{R_F}{R_1}$	
$U_{out} = \frac{A_{OL}}{1 + \frac{A_{OL} * R_1}{R_1 + R_F}} * \left[(U_{AGND} + U_{os}) - U_{in} * \frac{R_F}{R_1 + R_F} \right]$	
$U_{out} = -U_{in} * \left(\frac{R_F}{R_1} \right) \text{ ohne Offset}$	
$U_{out} = \overbrace{\frac{R_1 + R_F}{R_1} * (U_{AGND} + U_{os})}^a - \overbrace{\frac{R_F}{R_1} * U_{in}}^b \text{ mit Offset}$	
$R_{out} = 0 \quad R_{in} = R_1$	
$I_F = -\frac{U_{out} + U_d}{R_1 + R_F}$	
$I_1 = \frac{U_{in}}{R_1} = -I_F = -\frac{U_{out}}{R_F}$	

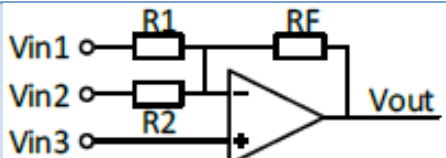
6.4.2 Nichtinvertierender Verstärker

Beim nichtinvertierenden Verstärker ist die Ausgangsspannung gleichphasig zur Eingangsspannung.

$A_{CL} = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{R_F}{R_1} + 1 \quad \text{wenn } R_1 \rightarrow \infty \quad A_{CL} = 1$	
$U_{out} = \frac{A_{OL}}{1 + \frac{A_{OL} * R_1}{R_1 + R_F}} * \left[(U_{AGND} + U_{os}) - U_{in} * \frac{R_F}{R_1 + R_F} \right]$	
$U_{out} = U_{in} * \left(\frac{R_F}{R_1} + 1 \right) \text{ ohne Offset}$	
$U_{out} = \overbrace{\left(\frac{R_1 + R_F}{R_1} \right) * U_{in}}^a + \overbrace{\left(\frac{R_F}{R_1} \right) * U_{os}}^b \text{ mit Offset}$	
$U_{in} = U_{out} * \frac{R_1}{R_1 + R_F}$	
$R_{out} = 0 \quad R_{in} = \infty$	
$I_F = \frac{U_{out}}{R_1 + R_F}$	
$I_1 = \frac{U_{in} - U_d}{R_1}$	

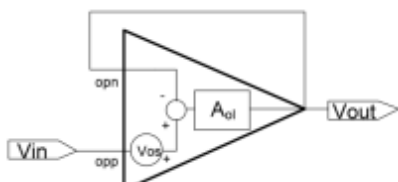
6.4.3 Verstärker mit mehreren Eingängen

Die Formeln können auch verwendet werden falls eine Eingangsspannung GND ist.

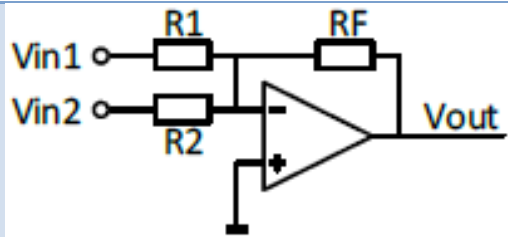
$U_{out} = -\frac{b1}{R_1} * U_{in1} - \frac{b2}{R_2} * U_{in2} + \frac{a}{R_F + (R_1 \parallel R_2)} * U_{in3}$	
$U_{R1} = U_{in1} - U_{opn}$	
$I_{R1} = \frac{U_{opn}}{R_1}$	
$U_{out} = U_{opn} \pm R_F * I_{RF}$ $I_{RF} = I_{R1} \pm I_{R2}$	

$I_{R1} < I_{R2} \rightarrow OP \text{ kompensiert, +}$
 $I_{R1} > I_{R2} \rightarrow OP \text{ verringert, -}$

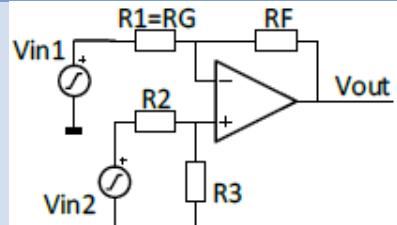
6.4.4 Buffer

$U_{out} = U_{in} + U_{os}$	
$U_{out} = \frac{A_{OL}}{1 + A_{OL}} (U_{in} + U_{os})$	
$R_{out} = 0$	
$R_{in} = \infty$	

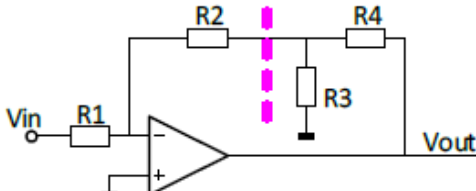
6.4.5 Invertierender Addierer

$U_{out} = -\frac{R_F}{R_1} * U_{in1} - \frac{R_F}{R_2} * U_{in2}$	
$A_{CL1} = -\frac{R_F}{R_1}$	
$A_{CL2} = -\frac{R_F}{R_2}$	

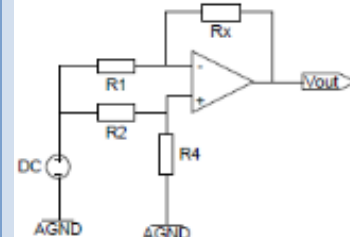
6.4.6 Gewichteter Subtrahierer

$U_{out} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) * U_{in2} - \frac{R_F}{R_1} * U_{in1}$	
$A_{CL1} = -\frac{R_F}{R_1}$	
$A_{CL2} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$	

6.4.1 T-Glied in Rückkopplung

$A = \frac{U_{in}}{U_{out}} = -\frac{R_2 * R_3 + R_2 * R_4 + R_3 * R_4}{R_1 * R_3}$	
---	--

6.4.1 Sensorverstärker

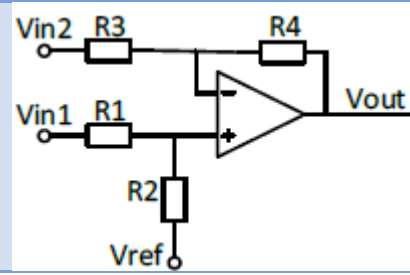
Mit AGND= 0 $U_{out} = \left[-\frac{R_x}{R_1} + \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4} * \frac{R_x + R_1}{R_1} \right) \right] * U_{DC}$	
Mit AGND= xx $U_{out} = \left[-\frac{R_x}{R_1} + \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4} * \frac{R_x + R_1}{R_1} \right) \right] * (U_{DC} + U_{AGND}) + \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4} * \frac{R_x + R_1}{R_1} \right) * U_{AGND}$	

6.4.2 Differenzverstärker

$$U_{out} = \frac{R_1 + R_F}{R_1} * \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} * U_{ref} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} * U_{in2} \right) - \frac{R_F}{R_1} * U_{in1}$$

$$U_{opn} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} * U_{ref} + \frac{R_3}{R_2 + R_3} * U_{in1}$$

$$\text{Für } \frac{R_F}{R_1} = \frac{R_3}{R_2} \rightarrow U_{out} = \frac{R_F}{R_1} * (U_{in2} - U_{in1}) + U_{ref}$$



6.4.3 Instrumentenverstärker

$$I_G = \frac{U_{in2} - U_{in1}}{R_G}$$

$$U_{opo2} = U_{in2} + R_{F2} * \frac{U_{in2} - U_{in1}}{R_G}$$

$$U_{opo1} = U_{in1} - R_{F1} * \frac{U_{in2} - U_{in1}}{R_G}$$

$$U_{out} = U_{ref} + \frac{R_4}{R_3} * \left(1 + \frac{R_{F1} + R_{F2}}{R_G} \right) (U_{in2} - U_{in1})$$

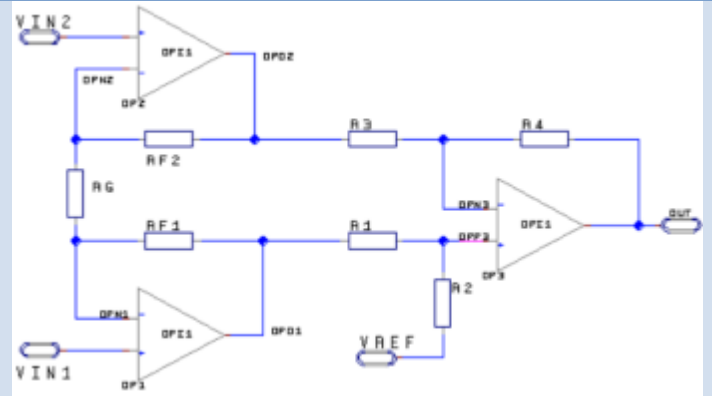
Verstärkung 1. Stufe

$$A_1 = \left(1 + \frac{R_{F1} + R_{F2}}{R_G} \right)$$

Verstärkung 2. Stufe

$$A_2 = \left(\frac{R_4}{R_3} \right)$$

$$\Delta U_{opo} = U_{opo2} - U_{opo1} = \left(1 + \frac{R_{F1} + R_{F2}}{R_G} \right) (U_{in2} - U_{in1})$$



6.4.4 Negative Impedance Converter

Diese Operationsverstärkerschaltung stellt einen negativen reellen Widerstand dar. Damit können Innenwiderstände von Quellen kompensiert werden.

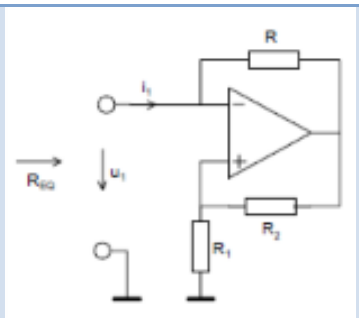
$$R_{EQ} = -R * \frac{R_1}{R_2}$$

$$U_1 = \frac{U_q}{R_q \left(\frac{1}{R_L} - \frac{R_2}{R * R_1} \right) + 1}$$

$$U_q = R_q (I_1 + I_L) + U_1$$

$$I_1 = -\frac{U_1 * R_2}{R * R_1}$$

$$I_L = \frac{U_1}{R_L}$$



6.4.5 Allgemeines Vorgehen bei Operationsverstärkerschaltung

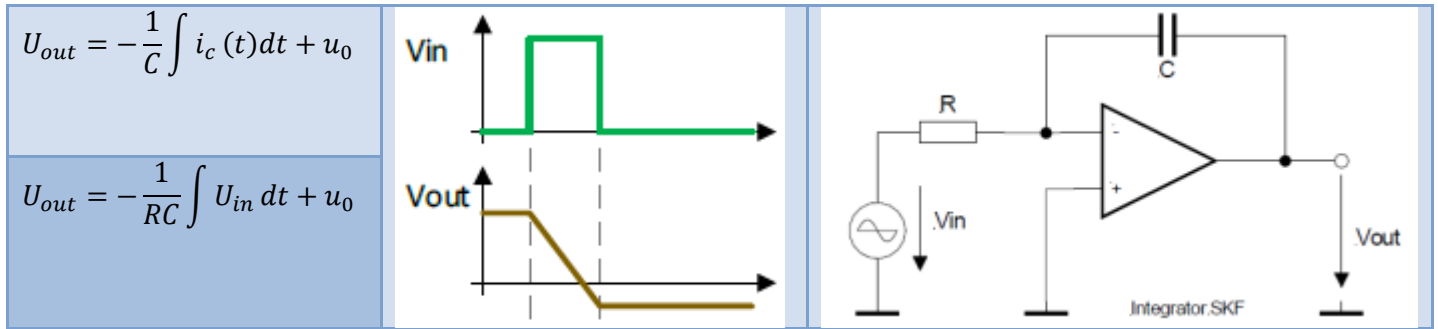
Mittels Superposition kann die Ausgangsspannung bestimmt werden.

Dazu jede Quelle ausschalten bis auf eine und bei dieser die Spannung über R_F bestimmen.

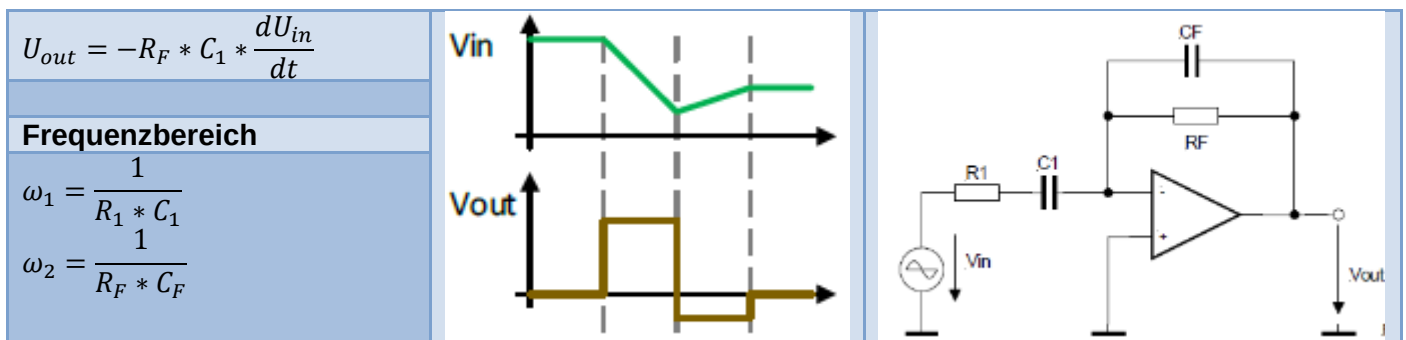
Dies mit jeder Quelle wiederholen und jede Spannung addieren. Damit entsteht U_{out}

Ausserdem zieht der positive Eingang opp die Spannung am Eingang opn auf sein Potential.

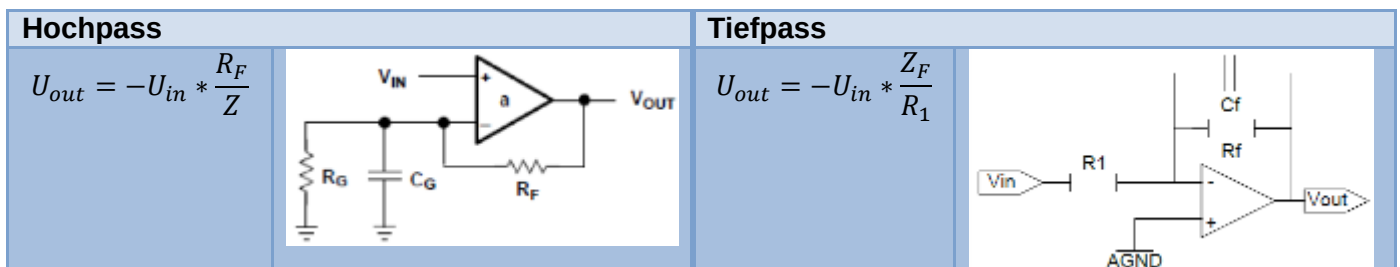
6.4.6 Integrator



6.4.7 Differenzierer



6.4.8 Hochpass & Tiefpass



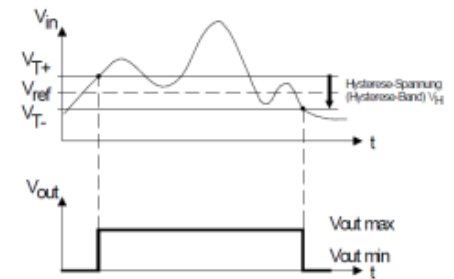
6.4.9 Komparator

Wenn ein Operationsverstärker ohne Rückkopplung betrieben wird, ist der Ausgang für alle Eingangsspannungen entweder am positiven oder negativen Anschlag. Der Komparator vergleicht die Eingangsspannung mit einer Referenzspannung und schaltet den Ausgang entweder auf die positive oder negative Spannung.

Invertierender Komparator		Nicht-invertierender Komparator	
$U_{in} > U_{ref}$	$U_{out} = U_{out_{min}} = U_{neg}$	$U_{in} > U_{ref}$	$U_{out} = U_{out_{max}} = U_{pos}$
$U_{in} < U_{ref}$	$U_{out} = U_{out_{max}} = U_{pos}$	$U_{in} < U_{ref}$	$U_{out} = U_{out_{min}} = U_{neg}$

6.5 Schmitt-Trigger

Wenn sich die Eingangsspannung eines Komparators der Referenzspannung annähert kann der Ausgang durch Rauschen zu flattern beginnen d.h. er springt zwischen zwei Spannungen. Um das zu verhindern kann man den Schmitt-Trigger einsetzen. Dieser ändert den Ausgang erst wenn die Referenzspannung um einen bestimmten Betrag überschritten bzw. unterschritten wird.



Obere Schaltschwelle	U_{T+}	N-ST	I-ST
Untere Schaltschwelle	U_{T-}		
Hysteresese-Spannung	$U_H = U_{T+} - U_{T-}$		
Referenzspannung	U_{ref}		
Mit Offsetspannung	$U'_{ref} = (U_{OS} + U_{ref})$		

6.5.1 Invertierender Schmitt-Trigger

$U_{T-} = \frac{U'_{ref} * R_F + U_{out_{max}} * R_1}{R_1 + R_F}$	
$U_{T+} = \frac{U'_{ref} * R_F + U_{out_{min}} * R_1}{R_1 + R_F}$	
$U_H = U_{T+} - U_{T-} = (U_{out_{max}} - U_{out_{min}}) * \frac{R_1}{R_1 + R_F}$	

6.5.2 Nicht-invertierender Schmitt-Trigger

$U_{T+} = U'_{ref} * \frac{R_1 + R_F}{R_F} - U_{out_{min}} * \frac{R_1}{R_F}$	
$U_{T-} = U'_{ref} * \frac{R_1 + R_F}{R_F} - U_{out_{max}} * \frac{R_1}{R_F}$	
$U_H = U_{T+} - U_{T-} = (U_{out_{max}} - U_{out_{min}}) * \frac{R_1}{R_F}$	

6.6 Dimensionierung Schmitt-Trigger

- 1) Typ wählen und mit entsprechenden Formeln arbeiten (Invertierend oder Nicht-Invertierend)
- 2) $U_{out_{max}}$ und $U_{out_{min}}$ bestimmen (Aus Datenblatt oder Vorgabe)
- 3) U_{ref} wählen, das Hystereseband muss symmetrisch sein

- Symmetrische Speisung: $U_{ref} = 0$
- Asymmetrische Speisung: $U_{ref} = \frac{U_{out_{max}} + U_{out_{min}}}{2}$

- 4) R_1 und R_F bestimmen, einer von beiden frei bestimmbar, der andere wird ausgerechnet.

- 5) Mittlere Schaltschwelle $U_M = \left(\frac{U_{out_{max}} + U_{out_{min}}}{2} \right) * \frac{R_1}{R_1 + R_F} + U_{ref} * \frac{R_F}{R_1 + R_F}$

