

Elektronik I

Prof. Dr. Mark Ross

ross@hs-koblenz.de

SS 2019

Stand: 28. September 2019

Handout (Double Slides), optimiert zum Ausdrucken
ohne Hyperlinks, komprimiertes Inhaltsverzeichnis



Modalitäten

Modul: E018 - Elektronik I
4 SWS, 5 CP, 150 h

Kontakt: ross@hs-koblenz.de

Vorkenntnisse: GDE1

Sprechstunde: nach Vereinbarung

Leistungsnachweis: Klausur (90 min), keine Hilfsmittel

Material: Vorlesungsskript, Übungen, Klausuraufgaben:
<http://www.hs-koblenz.de/ross/>

Literatur

- [Bys88] K. Bystron, J.Borgmeyer, *Grundlagen der Technischen Elektronik*, Hanser Verlag München, 1. Auflage, 1988, ISBN 3-446-14564-8
- [Conrad] Conrad Electronic SE,
www.conrad.de
- [ElKomp] ELKO-Team, *Elektronik Kompendium*,
www.elektronik-kompodium.de
- [ElKurs] R. Rossmann, *Elektronik-Kurs*,
www.elektronik-kurs.net
- [Gos14] Stefan Gossner, *Grundlagen der Elektronik*, 2014,
www.prof-gossner.eu/Frameset.html
- [Hei11] R. Heinemann, *PSPICE - Einführung in die Elektroniksimulation*, Hanser Verlag München, 2011, ISBN 978-3-446-42609-2, www.spicelab.de/index.htm
- [Kurcz] F. Kurcz, *Elektrische Bauelemente*,
www.kurcz.at
- [TSG16] U. Tietze, C. Schenk, E. Gamm: *Halbleiter - Schaltungstechnik*, Springer, Berlin, 15. Auflage, 1815 Seiten, 2016, ISBN 978-3-662-48354-1,
www.tietze-schenk.de/index.htm
- [Zic15] G. Zickert, *Leiterplattenentwurf*, Hanser Verlag München, 2015

Inhalt

1. Widerstände
2. Kondensator
3. Simulation
4. Halbleitergrundlagen
5. Dioden
6. Bipolartransistor
7. Feldeffekttransistoren
8. Operationsverstärker
9. Leiterplattenentwurf

Ohmscher Widerstand

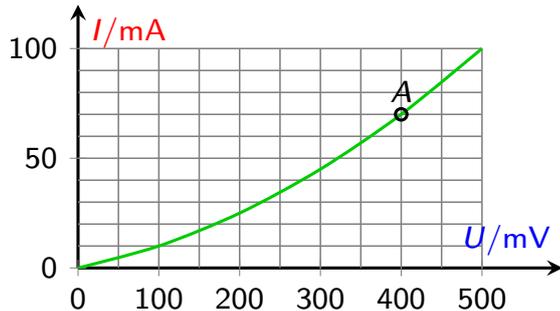
Statischer Widerstand

$$R = \frac{U}{I} = \frac{\rho \cdot \ell}{A} \quad [R] = \Omega \quad (1)$$

Dynamischer/Differentieller Widerstand

Quotient aus Spannungsänderung und Stromänderung

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I} \quad [R] = \Omega \quad (2)$$



Berechne statischen und dynamischen Widerstand im Punkt A.

$$R =$$

$$r =$$

Thermisches Verhalten

- ▶ Nennwert im Datenblatt meist für 20 °C
- ▶ Metallschicht: R steigt mit steigendem ϑ
- ▶ Kohleschicht: R fällt bei steigendem ϑ

$$R_{\vartheta} \approx R_{20} \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta\vartheta) \quad (3)$$

Temperaturkoeffizient (TK): α in 1/K

(Anm.: Näherung, Funktion nicht linear)

- ▶ Temperaturabhängigkeit wird für Temperatursensoren ausgenutzt
- ▶ Elektrische Energie wird in thermische Energie umgesetzt
- ▶ Maximale Bauteiltemperatur \Leftrightarrow maximale Verlustleistung
- ▶ Nennlastreihe: 0,05 W, 0,1 W, 0,25 W, 0,5 W, 1 W, 2 W, 3 W, 6 W, 10 W, 20 W, ...
(Anm.: Angabe für bestimmte Umgebungstemperatur)

Welche (Verlust)leistung setzt ein 100 Ω Widerstand an 12 V um?

$$P =$$

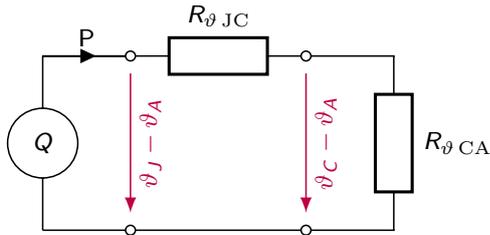
Wärmewiderstand

- ▶ Widerstand gegen

$$R_{\vartheta} = \frac{\Delta\vartheta}{P} \quad [R_{\vartheta}] = \frac{K}{W} \quad (4)$$

$\Delta\vartheta$ Temperaturunterschied, P zugeführte Leistung

- ▶ nicht linear, wird jedoch in gewissen Grenzen als konstant angenommen.
- ▶ Therm. Ersatzschaltung: Wärmequelle, innerer und äußerer Wärmewiderstand in Reihe



$$R_{\vartheta \text{ Ges}} = R_{\vartheta \text{ JC}} + R_{\vartheta \text{ CA}} \quad (5)$$

J=Junction/Sperrschicht,
C=Case/Gehäuse,
A=Ambient/Umgebung

- ▶ $R_{\vartheta \text{ JC}}$ abhängig von
- $R_{\vartheta \text{ CA}}$ abhängig von

E-Reihen

- ▶ genormte Folge von Werten, Verhältnis benachbarter Werte möglichst gleich
- ▶ DIN IEC 60063: E3, E6, E12, E24, E48, E96, E192
- ▶ Zahl hinter E ist Anzahl der Werte pro Dekade.
- ▶ Wert k_i einer E_n -Reihe:

$$k_i = \sqrt[n]{10^i} \text{ mit } 0 \leq i < n-1$$

bei E3 bis E24 zwei und ab E48 drei signifikante Stellen

- ▶ Ziffernfolge wiederholt sich in jeder Dekade.
- ▶ Höhere E-Reihe enthält Werte der unteren Reihen
- ▶ Werte verteilen sich nicht linear, sondern exponentiell
- ▶ Beispiel: E3-Reihe

$k_0 =$

$k_1 =$

$k_2 =$

Wert steigt pro Schritt (gerundet) um Faktor

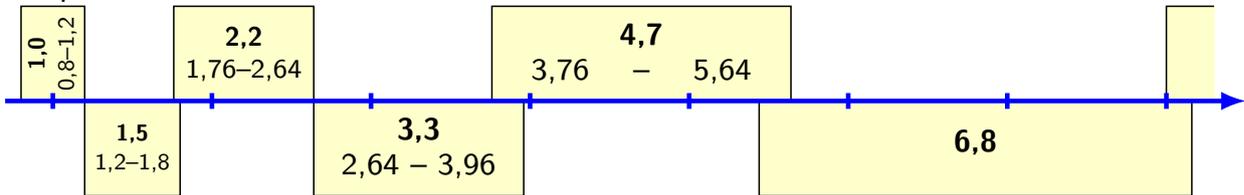
Nächste Zahlenwerte:

E3	E6	E12	E24
>20%	20%	10%	5%
1,0	1,0	1,0	1,0
			1,1
		1,2	1,2
		1,3	
	1,5	1,5	1,5
			1,6
1,8		1,8	
	2,0		
2,2	2,2	2,2	2,2
			2,4
		2,7	2,7
		3,0	
	3,3	3,3	3,3
			3,6
3,9		3,9	
	4,3		
4,7	4,7	4,7	4,7
			5,1
		5,6	5,6
		6,2	
	6,8	6,8	6,8
			7,5
8,2		8,2	
	9,1		

Toleranz

- ▶ Toleranz =
- ▶ Je größer die E-Reihe, desto kleiner sind die Toleranzen der Bauteile:
E3 > 20%, E6 = 20%, E12 = 10%, E24 = 5%, E48 = 2%, E96 = 1%, E192 = 0,5%
- ▶ Toleranzbereiche berühren oder überlappen sich

Beispiel: E6-Reihe mit ±20%



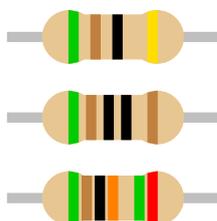
- ▶ E-Reihen auch enger toleriert erhältlich,
z. B. E12-Reihe mit 1% Toleranz oder E96-Reihe mit 0,1%.

Widerstandsbestimmung mit Farbcode

- ▶ Nennwert, Toleranz und TK bei kleinen Bauformen oft durch Farbringe kodiert
- ▶ Kohleschicht meist 4 Ringe, Metallschicht 5-6 Ringe (genauer)
- ▶ (Vor-)Letzter Ring gibt Toleranz an
- ▶ Toleranzring hat größeren Abstand zum Rand oder zum vorherigen Ring

Farbe	1.	2.	3.	Mult.	Toleranz	TK
schwarz	0	0	0	10^0	-	±200
braun	1	1	1	10^1	1 %	±100
rot	2	2	2	10^2	2 %	±50
orange	3	3	3	10^3	-	±15
gelb	4	4	4	10^4	-	±25
grün	5	5	5	10^5	0,5 %	-
blau	6	6	6	10^6	0,25 %	-
violett	7	7	7	10^7	0,1 %	-
grau	8	8	8	-	-	-
weiß	9	9	9	-	-	-
gold	-	-	-	0,1	5 %	-
silber	-	-	-	0,01	10 %	-

- ▶ erste zwei (bzw. drei) Ringe ergeben Zahl, nächster Ring dient als Multiplikator
- ▶ Manchmal 6. Ring: Temperaturkoeffizient α in μ/K



R =

R =

R =

Kenngrößen

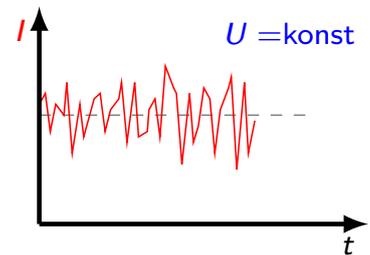
- ▶ Nennwert
- ▶ Toleranz des Widerstandswertes
- ▶ Bauform: axial, radial, SMD, ...
- ▶ Maximale Verlustleistung
- ▶ Maximale Oberflächen- oder Filmtemperatur
- ▶ Temperaturkoeffizient/TK-Wert: TK_{xxx} mit $xxx = \text{ppm/K}$
- ▶ Spannungsfestigkeit
- ▶ Langzeitstabilität (Drift)
- ▶ Parasitäre Induktivität
- ▶ Parasitäre Kapazität
- ▶ Stromrauschen (in $\mu\text{V/V}$)
- ▶ Impuls-Belastbarkeit (kurzzeitige Überlastbarkeit)

Drahtwiderstände

- ▶ isolierter oder oxidiertes Widerstandsdraht auf Keramikkörper gewickelt
- ▶ Zum Schutz gegen mechanische und thermische Belastung oft mit Lack, Zement oder Glas überzogen
- ▶ Merkmale: große Bauform/Oberfläche, oft hohe Induktivität, hohe Leistung
- ▶ Anwendung:

Schichtwiderstände - Kohleschicht

- ▶ Dünne Kohleschicht auf Keramikkörper, evtl. Abgleich durch Einschleifen einer Wendel, Enden mit Metall bedampft und kontaktiert, Schutzlack und Codierung
- ▶ Kohleschicht aus kleinsten Körnchen. Strom durch Berührungstellen verursacht *Stromrauschen*.
Kleine Bauform → größeres Stromrauschen.
Daher bei kleinen Baugrößen nur Widerstände bis $1\text{ M}\Omega$.
Stromrauschen steigt mit Widerstandswert



- ▶ negativer Temperaturkoeffizient ($\approx -300\text{ ppm/K}$, ungenau):
bis ca. $10\text{ k}\Omega$ fast gleiche Temperaturkoeffizienten.
Ab $10\text{ k}\Omega$ haben kleinere Bauformen schlechteren Temperaturkoeffizienten.
- ⇒ Wegen Temperaturverhalten und Stromrauschen ist größere Bauform vorzuziehen
- ▶ Anwendung:

Schichtwiderstände - Metallschicht

- ▶ Herstellung: Tauchen (Eintauchen, z.B. in Silbernitratlösung, wobei sich das Silber dann niederschlägt), Aufstreichen, Dickschichttechnik
 - ▶ hohe Leitfähigkeit von Metall → nur sehr dünne Schichten
 - ▶ kleiner, meist positiver TK-Wert ($\approx \pm 50\text{ ppm/K}$)
 - ▶ Auch als Sicherungswiderstand: verursacht bei Überlast sichere Unterbrechung
- + hohe Genauigkeit, temperaturstabil
- ▶ Anwendung:

Schichtwiderstände - Metalloxid

- ▶ Herstellung: Auf Glasstab als Träger wird beim Ziehen aus der Schmelze Zinnchlorid aufgesprüht. Dieses reagiert zu Zinnoxid und diffundiert in Glasoberfläche. Glasstab wird zu Widerständen gebrochen und kontaktiert.
- ▶ Eigenschaften: Zinnoxid ist relativ hochohmig. Durch Diffusion sehr unempfindlich gegen Feuchtigkeit.
- ungenau
- + sehr hohe Widerstandswerte, hohe Spannungen

Massewiderstände

Kohle-Massewiderstände

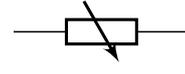
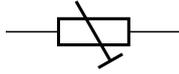
- ▶ Widerstandskörper aus Kohlegemisch mit Bindemitteln gepresst, Anschlüsse eingepresst. Lackschicht gegen Feuchtigkeit wichtig.
 - Durch Alterung kann sich Material lockern → Wackelkontakt an Anschlüssen
 - großes Eigenrauschen, stark nichtlineares Temperaturverhalten
 - ▶ ≠ DIN-Norm
- ⇒ heute nicht mehr verwendet

Andere Massewiderstände

- ▶ NTC:
- ▶ PTC:
- ▶ VDR:

Veränderbare Widerstände

Schaltzeichen



Bauteil

Merkmal

Anwendung

Bauformen:

- ▶ Dreh-, Schiebe- oder Spindelpotentiometer (z.B. 10 Umdrehungen)
- ▶ Schichtwiderstand (0,25 kW – 2 kW) oder Drahtwiderstand (bis 10 kW)
- ▶ lineare oder logarithmische Einteilung
- ▶ mono oder stereo

Widerstände - Anwendungen

- ▶ Wandlung: Strom \leftrightarrow Spannung
- ▶ Strombegrenzung
- ▶ Spannungsbegrenzung
- ▶ Zeitglieder (RC-Glieder)
- ▶ Spannungsteiler
- ▶ Stromteiler
- ▶ Wandlung: Temperaturänderung \rightarrow Widerstandsänderung
- ▶ Wandlung: el. Energie \rightarrow Wärme

Literatur, Vertiefung - Widerstände

 Elektrischer Widerstand - Georg Ohm (15min), youtu.be/0qpcGX8bTfg

 Graphit-Selbstbau-Widerstand (2min) youtu.be/OKDATC6JpRU

 [de.wikipedia.org/wiki/Widerstand_\(Bauelement\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Widerstand_(Bauelement))

 www.leifiphysik.de/elektrizitatslehre/widerstand-spez-widerstand

[Conrad] www.conrad.de → Passive Bauelemente → Widerstände

[Kurcz] Florian Kurcz, Elektrische Bauelemente (Kapitel 1 - Widerstände),
www.kurcz.at/downloads/bauteile.pdf

DARC Deutscher Amateur-Radio-Club e.V., Online Lehrgang: Der Widerstand und seine
Grundsaltungen www.darc.de/der-club/referate/ajw/lehrgang-te/e04/

[EIKurs] Reinhard Rossmann, Elektronik Kurs, elektronik-kurs.net/elektrotechnik/widerstand/

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - Widerstand
olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

Kapazität

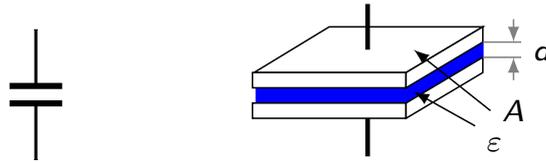
- ▶ legt man an zwei benachbarte, gegeneinander isolierte Körper Spannung an, werden die Ladungen getrennt
- ▶ Kapazität ist Eigenschaft,
- ▶ Proportionalitätsfaktor zwischen Ladung Q und Spannung U

$$Q = C \cdot U \quad [C] = F = \frac{As}{V} \quad (6)$$

- ▶ besteht immer zwischen zwei isolierten, elektrisch leitfähigen Körpern, z.B. bei

.....
.....

Kondensator



Schaltsymbol eines Kondensators und Aufbau eines Plattenkondensator

- ▶ Kondensator: Bauteil mit gewollter, bestimmter Kapazität (Nennwert)
- ▶ Plattenkondensator

$$C = \frac{\epsilon \cdot A}{d} \text{ mit } \epsilon = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \quad (7)$$

Dielektrizitätskonstante $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F/V}$, ϵ_r Dielektrizitätszahl

- ▶ Für große Kapazitäten statt Platten oft aufgerollte Folien (metallbedampfte Kunststoff- oder isolierte Metallfolien)
- ▶ Dielektrikum hat bestimmte Durchschlagsfestigkeit, höhere Spannung zerstört Dielektrikum
- ▶ Dielektrikum hat endlichen Widerstandswert \Rightarrow Verluste (Wärme) und Selbstentladung
- ▶ Zusätzliche Verluste durch Umpolung bei Wechselspannung im Dielektrikum
- ▶ Gleichspannungskondensatoren nicht für ständiges Umpolen ausgelegt, da Dielektrikum sehr hohe Verluste hat (Verlustwärme \rightarrow Hitzetod)

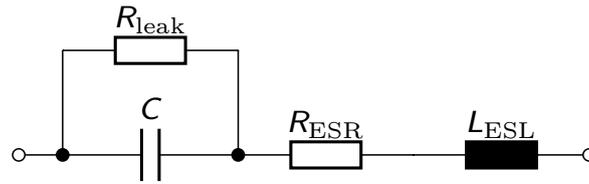
E-Reihe und Farbcode

- ▶ E-Reihen (wie Widerstände)
- ▶ Farbcode (ähnlich Widerstände, jedoch 5. Ring = Nennspannung)
- ! Angabe in pF

Farbe	1. Ring 1. Ziffer	2. Ring 2. Ziffer	3. Ring Mult.	4. Ring Toleranz	5. Ring Nennspannung
schwarz	-	0	10^0		
braun	1	1	10^1	1 %	100 V
rot	2	2	10^2	2 %	200 V
orange	3	3	10^3		300 V
gelb	4	4	10^4		400 V
grün	5	5	10^5	0,5%	500 V
blau	6	6	10^6		600 V
violett	7	7	10^7		700 V
grau	8	8	10^8		800 V
weiß	9	9	10^9		900 V
gold	-	-	10^{-1}	5%	1000 V
silber	-	-	10^{-2}	10%	2000 V
keine	-	-	-	20%	5000 V

Begriff *Nennspannung* meint nicht einen optimalen Betriebswert, sondern einen

Realer Kondensator



Ersatzschaltbild eines realen Kondensators

- ▶ R_{leak} :
-
- ▶ Äquivalenter Serienwiderstand, Equivalent Series Resistor:
-
- ▶ Äquivalente Serieninduktivität, Equivalent Series Inductivity:
-
- ▶ Kapazität:
-

Kenn- und Grenzwerte eines Kondensators

Kapazität (Nennwert, E-Reihenwerte)

Toleranz der Kapazität

Spannungsfestigkeit Nennspannung (max. erlaubte Spannung im Dauerbetrieb) bei Nenntemperatur. Sinkt bei steigender Umgebungstemperatur.

Spitzenspannung höchster Scheitelwert, darf nur kurzzeitig und selten auftreten

Verlustfaktor $\tan \delta = 0$ kein Leckstrom, $\tan \delta \gg 0$ großer Leckstrom, frequenzabhängig

Betriebstemperaturbereich

Temperaturabhängigkeit $\Delta C = C \cdot \alpha \cdot \Delta \vartheta$ mit Temperaturkoeffizient α

Feuchteabhängigkeit

Selbstentlade-Zeitkonstante ergibt sich aus Isolationswiderstand des Dielektrikums und Kapazität, $\tau_S = R_{\text{leak}} \cdot C$.

Maximale Betriebsfrequenz

Brauchbarkeitsdauer Lebenserwartung des Bauteils

Bauart radial, axial, SMD, Größe, innerer Aufbau

Folienkondensator I

Papierkondensator: zwei Metallfolien (meist Al) durch getränkte Papierlagen isoliert werden aufgerollt, kontaktiert und meist im Becher vergossen

Stirnbeschichtung: Kapazität unabhängig von Foliendicke
→ möglichst dünn → hoher Widerstand → Folien versetzt aufgerollt und seitlich metallbeschichtet. Ladungsträger fließen von Stirnseite auf Beläge.

Reduziert auch

Kunststoff: Hohe Kapazität erfordert dünnes Dielektrikum. Dies reduziert Durchschlagsfestigkeit.
→ Dielektrikum mit hohem Widerstand

Styroflexkondensator: Polystyrol als Dielektrikum. Folienwickel wird erhitzt, Kunststoff schrumpft: fester Wickel, geringe dielektrische Verluste, geringe Temperaturabhängigkeit, gut geeignet für HF.

Folienkondensator II

Metall-Papier-Kondensator: metallbedampftes Papier (MP).

Selbstheilung: (bei MP): Bei Durchschlag dort kurzzeitig hohe Stromdichte, so dass Metallschicht hier verdampft und Durchschlagpunkt isoliert. Dielektrikum bleibt intakt. Während Ausheilvorgang ($\approx 10 \mu\text{s}$) sinkt Spannung kurz ab. Kapazität nimmt minimal ab ($\approx 1\%$ nach 1000 Ausheilungen).

Metall-Kunststoff-Kondensator: ähnlich wie MP, jedoch Kunststoff-Folie statt Papier sehr dünne Folien → dadurch höhere Kapazität pro Volumen im Vergleich zu MP zu Rundwickeln gerollt (wie MP) oder geschichtet (Schichtkondensator)

Schichtkondensator: Metallisierung und Kontaktierung an Stirnseiten → geringer ohmscher Widerstand, reduzierte Induktivität

Keramikkondensator

- ▶ Keramik als Dielektrikum und Trägermaterial
- ▶ Ein- und Mehrschicht
- + ungepolt, sehr niedrige Induktivität
- ▶ gut geeignet für HF Anwendungen

- a) geringe Permittivitätszahl ($\epsilon_r \in [5, 500]$):
 - ▶ NDK Keramik, Niedrige Dielektrizitäts Konstante
 - ▶ Kapazitäten im Bereich pF ... nF
 - + geringe Verluste, geringe Temperaturabhängigkeit

 - ▶ Anwendung:

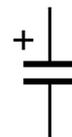
- b) hohe Permittivitätszahl ($\epsilon_r \in [500, 50000]$):
 - ▶ HDK Keramik, Hohe Dielektrizitäts Konstante
 - hohe Verluste, hohe Temperaturabhängigkeit
 - + sehr kleine Bauform mit hoher Kapazität

 - ▶ Anwendung:

(Permittivität ϵ = dielektrische Leitfähigkeit)

Aluminium-Elektrolyt-Kondensator (Al-Elko)

- ▶ gerollte Al-Folie (1. Belag), Oxidschicht als Dielektrikum, im Metallbechergehäuse gefüllt mit Elektrolyt (2. Belag)
- ▶ Kontaktierung des Elektrolyt oft mit zweiter, nicht-oxidiertes Al-Folie
- ▶ Zwischen Folien befindet sich Elektrolyt und oft ein Abstandhalter, z.B. Papier
- ▶ Oxidschicht ($\epsilon_r(\text{Al}_2\text{O}_3) \approx 7$) sehr dünn ($\approx 0,15 \mu\text{m}$) → hohe Kapazität
- ▶ rauhe Folie hat größere Kapazität als glatte Folie
- Elektrolyt kann auslaufen, verdunsten (Alterung) oder einfrieren
- hoher Verlustfaktor/Leckstrom, große Toleranz, große Bauform
- + preiswert, sehr hohe Kapazitäten
- ! Standard: gepolte Bauart
Falsche Polung größer 2V baut Oxidschicht ab, Gasbildung, Explosion
- ▶ Bei ungepolt Bauart wird zweite Folie auch oxidiert. Dies halbiert Kapazität. Entspricht schaltungstechnisch Reihenschaltung von zwei gepolten Elkos mit gemeinsamem Minuspol.



Tantal-Elektrolyt-Kondensator (Ta-Elko)

- ▶ Dielektrikum: Tantalpentoxid ($\epsilon_r(\text{Ta}_2\text{O}_5) \approx 27$)
- ▶ Große Permittivitätszahl → Hohe Kapazitäten
- (a) Tantalfolienkondensator: ähnlich wie Al-Elko, gepolt und ungepolt
- (b) Tantal-Sinter-Elektrolytkondensator mit *flüssigem* Elektrolyt:
Tantalspulver zu Metallschwamm gesintert (sehr große Oberfläche → große Kapazität).
Der flüssige Elektrolyt dringt in Metallschwamm ein und bildet zweite Elektrode.
Tantalpentoxid als Dielektrikum wird beim Sintern auf der Oberfläche erzeugt.
- (c) Tantal-Sinter-Elektrolytkondensator mit *festem* Elektrolyt:
Mangandioxid als Elektrolyt (fest, verhält sich jedoch ähnlich wie Elektrolyt). Gesintertes Tantalpulver als Anode. Nach Erzeugen der Tantalpentoxidschicht wird Manganverbindung in Poren des Sinterkörpers gedrückt und in Mangandioxid umgewandelt.

Sintern = Erhitzen und Pressen von feinkörnigen Stoffen mit Temperatur unterhalb Schmelztemperatur

Drehkondensator - Einstellbare Kapazität

- ▶ Platten oder Plattenpaketen, die ineinander oder auseinander gedreht werden können
- ▶ Nur kleine Kapazitäten realisierbar
- ▶ Anwendung:

Kondensator im Gleichstromkreis I

- ▶ Der ungeladene Kondensator wirkt wie ein Kurzschluss (Widerstand null)
- ▶ Im Einschaltmoment fließt maximaler Strom: $I_{\max} = \frac{U}{R_v}$ mit Vorwiderstand R_v
- ▶ Beim Ladevorgang steigt U_C während I_C sinkt

$$U_C(t) = U \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \quad (8)$$

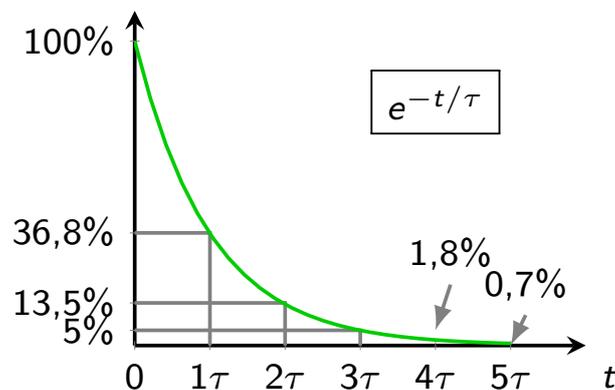
- ▶ Nach Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ hat U_C 63% von U erreicht
- ▶ Nach 5τ gilt der Kondensator als geladen (99,3%)
- ▶ Der geladene Kondensator sperrt den Gleichstrom (Widerstand sehr groß)
- ▶ Der geladene Kondensator hat elektrische Energie gespeichert:

$$W = \frac{1}{2} C \cdot U^2 \quad (9)$$

Kondensator im Gleichstromkreis II

- ▶ geladener Kondensator wirkt wie Spannungsquelle. Er hat sehr kleinen Innenwiderstand und sollte daher stets über einen Widerstand entladen werden. Zu hoher Entladestrom kann Kondensator zerstören.
- ▶ Beim Entladevorgang sinken U_C und I_C

$$U_C(t) = U \cdot e^{-t/\tau} \quad \text{mit} \quad \tau = R \cdot C \quad (10)$$



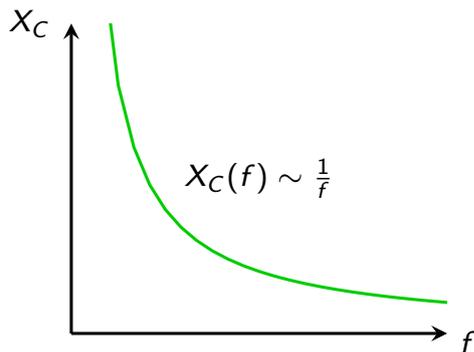
- ▶ Nach 5τ gilt der Kondensator als entladen (0,7%)

Kondensator im Wechselstromkreis I

- ▶ Im Wechselstromkreis wird Kondensator abwechselnd geladen, entladen, umgekehrt gepolt geladen und wieder entladen → kontinuierliche Lade- und Entladeströme.
- ▶ Der Kondensator setzt der Wechselstromschwingung einen Widerstand entgegen, der mit steigender Frequenz abnimmt.
- ▶ Kapazitiver Blindwiderstand (Blind = keine Wärmeleistung)

$$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{1}{\omega \cdot C}$$

(11)

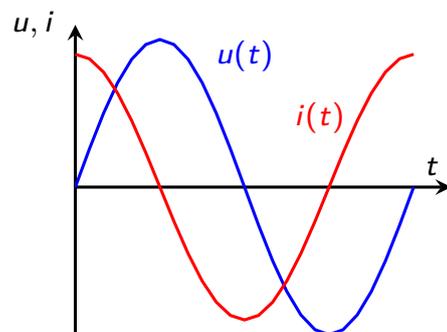


Kondensator im Wechselstromkreis II

- ▶ Im ungeladenen Zustand ($u_C = 0$) ist Ladestrom am größten. Ist u_C maximal, fließt kein Ladestrom mehr.

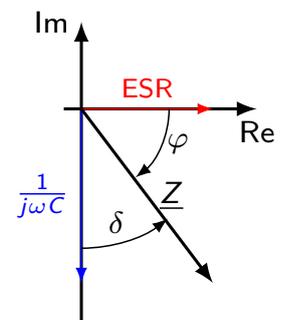
Beim (idealen) Kondensator eilt der Strom der Spannung um 90° voraus¹, $\varphi = -90^\circ$.

¹ (Nach DIN 40 110 ist Strom die Bezugsgröße)



- ▶ Beim realen/verlustbehafteten Kondensator beträgt die Phasenverschiebung $\varphi = \delta - 90^\circ \in [-90^\circ, 0^\circ]$ mit Verlustwinkel δ und Verlustfaktor $\tan \delta$

$$\tan \delta = \frac{R}{X_C}$$



- ▶ Güte $Q =$ Kehrwert des Verlustfaktors

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{X_C}{R}$$

Reihen- und Parallelschaltung von Kondensatoren

- ▶ Reihenschaltung:

$$\frac{1}{C_{\text{ges}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots \quad (12)$$

Herleitung: $X_{\text{ges}} = X_1 + X_2 + \dots \Rightarrow \frac{1}{\omega C_{\text{ges}}} = \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2} + \dots$

- ▶ Parallelschaltung

$$C_{\text{ges}} = C_1 + C_2 + \dots \quad (13)$$

Herleitung: $\frac{1}{X_{\text{ges}}} = \frac{1}{X_1} + \frac{1}{X_2} + \dots \Rightarrow \omega C_{\text{ges}} = \omega C_1 + \omega C_2 + \dots$

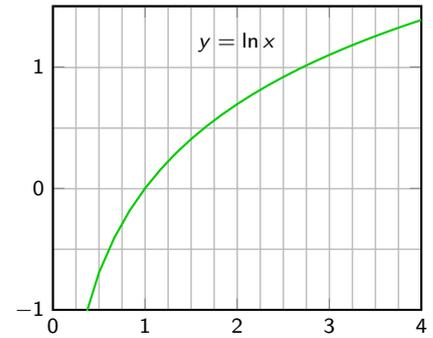
- ▶ Anwendung: Realisierung von nicht genormten C-Werten aus E-Reihen

Anwendungen

- ▶ Glättung
- ▶ Koppelkondensator
- ▶ Schwingkreis
- ▶ Zeitglieder (RC-Glied)
- ▶ Phasenverschiebung
- ▶ Blindleistungskompensation
- ▶ Filter

Zeitglieder

Das Zeitglied einer Kippschaltung soll mit einem RC-Glied realisiert werden. Die Schaltung wechselt den Zustand genau dann, wenn die Ladespannung des Kondensator die Hälfte der Versorgungsspannung beträgt. Berechnen Sie den Widerstand R für eine Einschaltdauer vom 1s und $C = 10 \mu\text{F}$.



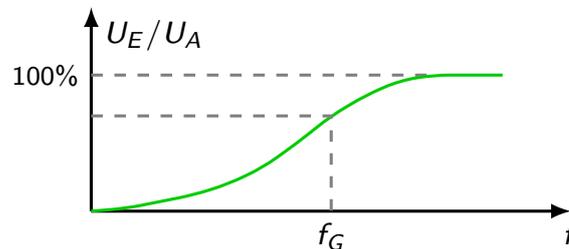
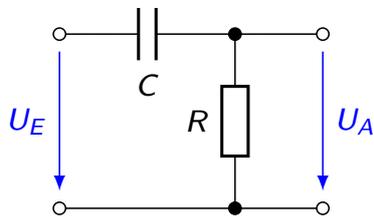
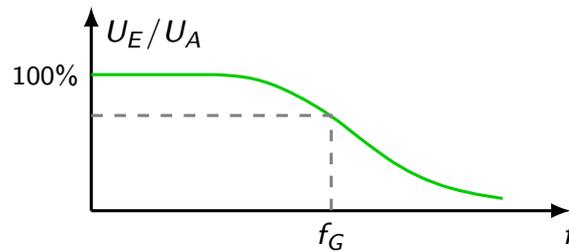
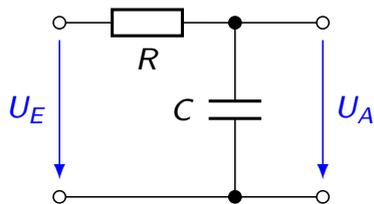
.....

.....

.....

.....

Filter: Tiefpass, Hochpass



Tiefpass Hohe Frequenzen werden gedämpft.

Hochpass Tiefe Frequenzen werden gedämpft.

Grenzfrequenz Ausgangsspannung um 3dB gedämpft.

$$f_G = \frac{1}{2\pi RC} \quad (14)$$

$$v = 20 \log \frac{U_E}{U_A} = -3 \text{ dB} \quad \Rightarrow \quad \frac{U_E}{U_A} =$$

Literatur, Vertiefung - Kondensator

 Capacitor explosion 560 μ F 200 Volts (1min), <https://youtu.be/H3b2XB5jWCY>

 [de.wikipedia.org/wiki/Kondensator_\(Elektrotechnik\)](https://de.wikipedia.org/wiki/Kondensator_(Elektrotechnik))

Kurcz Florian Kurcz, Elektrische Bauelemente (Kapitel 2 - Kondensator),
www.kurcz.at/downloads/bauteile.pdf

 PHYSIK www.leifiphysik.de/elektrizitaetslehre/ladungen-felder-oberstufe

DARC Deutscher Amateur-Radio-Club e.V., Online Lehrgang: Kondensator
www.darc.de/der-club/referate/ajw/lehrgang-te/e05/

Rossmann Reinhard Rossmann, Elektronik Kurs

elektronik-kurs.net/elektrotechnik/kapazitat-kondensatoren

elektronik-kurs.net/elektrotechnik/1418-2 (Nennspannung)

elektronik-kurs.net/elektrotechnik/kondensatortypen-aufbau-und-funktion

elektronik-kurs.net/elektrotechnik/farbcodierung-von-kondensatoren

elektronik-kurs.net/elektrotechnik/serien-und-parallelschaltung-von-kondensatoren

[lade-und-entladevorgange-an-kondensatoren-im-gleichstromkreis](http://elektronik-kurs.net/elektrotechnik/lade-und-entladevorgange-an-kondensatoren-im-gleichstromkreis)

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - Kondensator,
olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

Simulationssoftware

PSpice Student 9.1 Win 2000/XP/7/10, Englisch, kostenlos
Anzahl Bauteile weniger stark beschränkt als höhere Versionen
Version [TSG16] mit Beispielen und umfangreichen Bauteilbibliotheken
www.tietze-schenk.de/tsdown.htm

PSpice 16.0 Demo-Version Simulation mit bis zu 60 Bauteilen, CD inkl. Euromodifikationen
liegt dem Buch [Hei11] bei

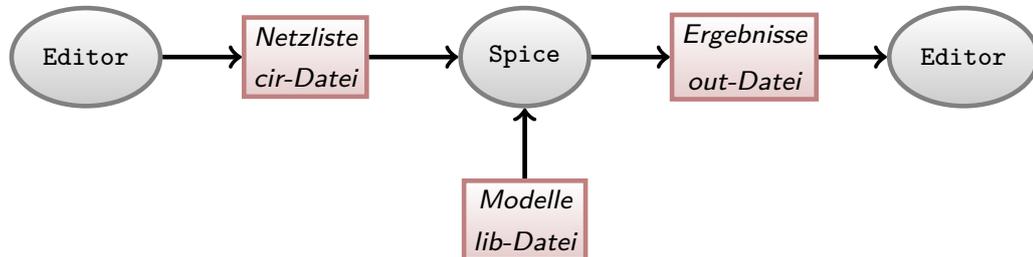
PSpice 16.6/17.2 Aktuelle Version,
Anzahl Bauteile in kostenfreier Version stark limitiert
en.softonic.com/s/pspice-16.6-version-free-download
www.flowcad.de/Demo-DVD.php
www.orcad.com/buy/try-orcad-for-free

LT Spice IV von Linear Technology, für OS und Win XP/Vista/7/8, Englisch, kostenlos
www.heise.de/download/lt-spice-iv.html

Simplorer Student V7.0 kostenlos, wird im ELE2 Praktikum (noch) benutzt

Spice

- ▶ SPICE = Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
- ▶ Simulation analoger, digitaler und gemischter elektrischer Schaltungen
- ▶ Erste Version 1973, entwickelt von University of California in Berkeley
- ▶ Aktuelle Version (V 3f5) als Quellcode frei
- ▶ Algorithmische Näherungslösungen für systembeschreibende Differentialgleichungen, die aus Schaltungstopologie ermittelt werden



Programme und Dateien bei Spice

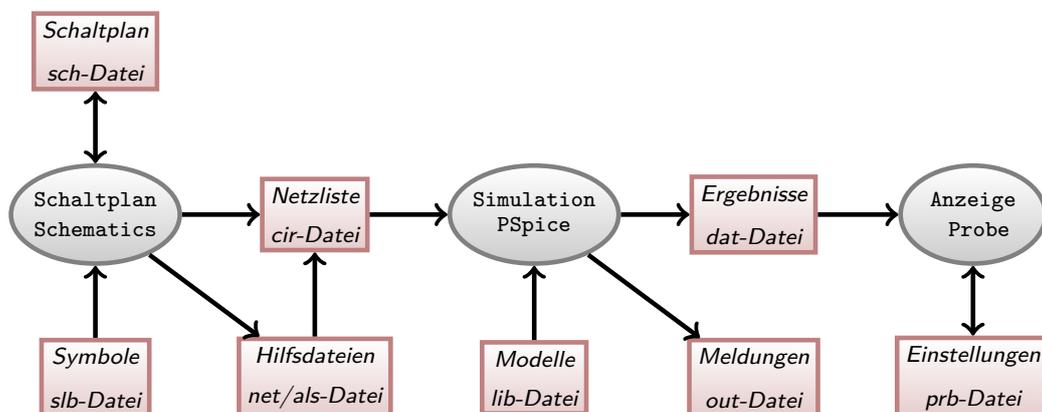
- ▶ Topologie in Netzliste (cir-Datei, circuit) spezifiziert: Bauteile, Verbindungen, Simulationsanweisungen, benötigte Bibliotheken
- ▶ Bauteile durch Modelle beschrieben, verfügbar über separate Bibliotheken (lib-Datei, library)
- ▶ Simulator Spice liest Netzliste und führt Simulationsanweisungen unter Verwendung der Bibliotheken durch
- ▶ Simulationsergebnisse und Fehler in out-Datei → manuelle Auswertung mit Editor
- ▶ Basis für viele kommerzielle und freie Ableger (z.B. grafische Oberfläche, optimiert für bestimmte Schaltungen):

3. PSpice, LTspice, Multisim, ngspice, Altium Designer, Target 3001!, ...
3.1 Einführung

37

PSpice

- ▶ Hersteller: Cadence, früher ORCAD bzw. MicroSim
- ▶ Grafische Schaltplaneingabe: Schematics (oder Capture) speichert Schaltplan in sch-Datei (schematics), nutzt Schaltplansymbole aus slb-Datei (schematic library) erzeugt Netzliste und Hilfsdateien (net- und als-Datei, alias)
- ▶ Grafische Anzeige der Simulationsergebnisse: Probe Einstellungen zum Aufbau der Grafik in prb-Datei



Programme und Dateien bei PSpice

3. Simulation
3.1 Einführung

38

PSpice - Schaltplan eingeben I

Toolbar

Schritt	Werkzeug	Aktion	
1		Get New Part	Bauteil einfügen
2		Edit Attributes	Bauteil konfigurieren (Parameter, Label)
3		Draw Wire	Bauteile verbinden
4		Setup Analysis	Simulationsanweisungen
5		Simulate	Simulation starten

PSpice - Schaltplan eingeben II

Wichtige Bauteile

Name	Bauteil	Bibliothek
R	Widerstand	TS_ANALOG.SLB
C	Kapazität	TS_ANALOG.SLB
L	Induktivität	TS_ANALOG.SLB
GND	Masse	TS_ANALOG.SLB
U	Allgemeine Spannungsquelle	TS_ANALOG.SLB
I	Allgemeine Stromquelle	TS_ANALOG.SLB
1N4148	Kleinsignal-Diode	TS_BIPOLAR.SLB
BC547B	nnp-Kleinsignal-Transistor	TS_BIPOLAR.SLB
BC557B	pnp-Kleinsignal-Transistor	TS_BIPOLAR.SLB

Bauteile drehen mit strg+r, spiegeln mit strg+f

Konfigurieren

*: Anzeigeoption, z.B. „1k“ oder „R=1k“

R,C,L: Angabe des Wertes

Quellen: Signalform, Amplitude, Frequenz, Gleichanteil

Transistoren, OP: Konfiguration nicht nötig, Verweis auf Modell

Jeder Knoten erhält automatisch Namen für Netzliste; Editieren mit Doppelklick für spätere Auswertung

Bias Point Simulation

- =
- ▶
- ▶ Spannungen sind Potentiale gegen Masse →
- ▶ Stromanzeige an dem Pin, in den Strom positiv hineinfließt
- ▶ Analyse:
 - ▶ Kondensator $\hat{=}$ Unterbrechung
 - ▶ Induktivität $\hat{=}$ Kurzschluss
 - ▶ nichtlineare Bauteile (Diode, Transistor) $\hat{=}$ Gleichstromwiderstand im AP
 - ▶ Wechselstromanteile unberücksichtigt
- ⇒ nur reine Wirkwiderstände

Button	Werkzeug	Aktion
	Enable Bias Voltage Display	Anzeige der Arbeitspunktspannungen
	Enable Bias Current Display	Anzeige der Arbeitspunktströme

DC Sweep Simulation

- =
- ▶
- ▶
- ▶ Wichtige Simulationsparameter:
 - Art der Quelle,
 - Name der Quelle,
 - Start- und Endwert der Simulation,
 - Inkrement/Schrittweite
- ▶ Bsp.:

Sweep = Durchlauf

AC Sweep Simulation

=

- ▶ Schaltung im Arbeitspunkt
- ▶ Übertragungsverhalten mit komplexer Wechselstromrechnung bei Variation der Frequenz
- ▶ Nur Kleinsignalanteile der Quellen berücksichtigt (Parameter AC)
- ▶ Wichtige Simulationsparameter:

Transient Simulation

=

- ▶ *Zeitlicher* Verlauf aller Spannungen und Ströme durch numerische Integration
- ▶ Es werden nur Großsignalquellen und -anteile berücksichtigt
- ▶ Wichtige Simulationsparameter:

- ▶ Bsp.:

Print Step Ohne Bedeutung, aber $0 < \text{Print Step} \leq \text{Final Time}$

Final Time Ende der Simulation

No Print delay Für Anzeige: ab wann soll Aufzeichnung der Ergebnisse beginnen

Step Ceiling Maximale Schrittweite der numerischen Integration

Transient Response = Einschwingverhalten

PSpice - Anzeigen der Ergebnisse mit Probe

Button	Werkzeug	Aktion
	Add Trace	Signal einfügen
DEL	Delete Trace	Markiertes Signal entfernen

- ▶ Skalierung: Plot → X/Y Axis Settings
- ▶ Farben ändern: edit „hs.ini“ → PROBE DISPLAY COLORS

PSpice - häufige Fehler

Kommazahlen: mit Dezimalpunkt

Falscher Suffix: PSpice interpretiert M als Milli,
korrekte Eingabe: f, p, n, u, m, k, Mega, G, T

Fehlende Masse: Schaltung muss an mindestens einer Stelle mit Masse verbunden sein

Floating Pin: Anschluss eines Bauteils ist nicht angeschlossen; daher kann keine Netzliste erstellt werden.

Node * is floating: Spannung eines Knotens kann nicht ermittelt werden, z.B. bei Serienschaltung zweier Kondensatoren. Abhilfe: hochohmige Verbindung nach Masse

Voltage and/or inductor loop involving *: Maschenregel verletzt, da z.B. Spannungsquelle durch Induktivität kurzgeschlossen ist

Modelle von Herstellern

- ▶ Das PSpice-Paket von Tietze/Schenk/Gamm bietet umfangreiche Bibliotheken
- ▶ Weitere Modelle finden sich auf pspice.com (über 33.000 Modelle) ...
- ▶ ...oder den Herstellerseiten
- ▶ Meistens helfen dort Suchbegriffe wie spice oder model weiter

FAIRCHILD	www.fairchildsemi.com/models/
Infineon	www.infineon.com/
International Rectifier	www.irf.com/product-info/models/
Linear Technology	www.linear.com/
Maxim	www.maxim-ic.com/
Motorola	e-www.motorola.com/
National Semiconductor	www.national.com/models/index.html
Philips	www.semiconductors.philips.com/models/
PolyFet	www.polyfet.com/files.htm
SGS-THOMSON	www.st.com/
Teccor	www.teccor.com/
TEXAS INSTRUMENTS	www.ti.com/
Zetex Semiconductors	www.zetex.com/

Literatur, Vertiefung - Simulation

 [de.wikipedia.org/wiki/SPICE_\(Software\)](https://de.wikipedia.org/wiki/SPICE_(Software))

[TSG16] OrCAD PSpice Student 9.1, Download zum Buch
www.tietze-schenk.de/tsdown.htm

[Hei11] Robert Heinemann, gute Einführung in PSpice,
inkl. V16.0 mit Euromodifikation auf CD

[Hei11] Robert Heinemann, cooler Link mit vielen PSpice-Beispielen (V16.0):
www.spicelab.de/beispiel.htm

Förster Einführung PSpice 9.1, TU Berlin

www.projektlabor.tu-berlin.de/fileadmin/fg52/downloads/pspice_tutorial_deutsch.pdf

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - Simulation,
olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

Elektronenvolt

Elektronenvolt

- ▶ Einheitenzeichen: eV
- ▶ Ein Elektronenvolt ist die Energiemenge, um welche die kinetische Energie eines Elektrons zunimmt, wenn es eine Spannung von 1 V durchläuft.
- ▶ $1 \text{ eV} = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ J}$ $1 \text{ J} = 1 \frac{\text{kg} \cdot \text{m}^2}{\text{s}^2}$
- ▶ Beachte: Elektronenvolt = Einheit der
Volt = Einheit der

Elementarladung

- ▶ Formelzeichen: e
- ▶ kleinste frei existierende elektrische Ladungsmenge
- ▶ Die Ladung freier Teilchen ist stets positives oder negatives ganzzahliges Vielfaches von e
- ▶ Naturkonstante, $e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

Elektrische Leitfähigkeit

- ▶ El. Strom = gerichtete Bewegung von Ladungsträgern
- ▶ Jedes Medium hat bestimmten Widerstand, abhängig von

$$R = \rho \cdot \frac{\ell}{A} \tag{15}$$

Material	ρ in $\Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}}$	
Silber	0,016	
Kupfer	0,0178	
Gold	0,023	
Aluminium	0,026	
Germanium	454.000	$\approx 10^{5,6}$
Silizium	625.000.000	$\approx 10^{8,8}$
Pertinax	10.000.000.000.000	$= 10^{13}$
PVC	100.000.000.000.000.000	$= 10^{17}$
Porzellan	100.000.000.000.000.000	$= 10^{17}$

- ▶ Leiter, Halbleiter und Isolatoren unterscheiden sich in Widerstand und Widerstandsänderung bei Temperaturänderung wegen unterschiedlicher Leitungsmechanismen
- ▶ In Elektronik spielen Halbleiterbauelemente (von Diode bis zum IC) eine zentrale Rolle
Um ihre Funktionsweise zu verstehen, muss man zunächst die Physik der Halbleiter kennen

Das Periodensystem der Elemente

1 IA																												18 VIIIA	
1	H 1.0079 Hydrogen																	He 4.0025 Helium											
2	Li 6.941 Lithium		Be 9.0122 Beryllium												B 10.811 Boron		C 12.011 Carbon	N 14.007 Nitrogen	O 15.999 Oxygen	F 18.998 Fluorine	Ne 20.180 Neon								
3	Na 22.990 Natrium		Mg 24.305 Magnesium		3 IIIA	4 IVB	5 VB	6 VIB	7 VIIB	8 VIIIB	9 VIIIB	10 VIIIB	11 IB	12 IIB	Al 26.982 Aluminium	Si 28.086 Silicon	P 30.974 Phosphorus	S 32.065 Sulphur	Cl 35.453 Chlorine	Ar 39.948 Argon									
4	K 39.098 Kalium		Ca 40.078 Calcium		Sc 44.956 Scandium	Ti 47.867 Titanium	V 50.942 Vanadium	Cr 51.996 Chromium	Mn 54.938 Mangan	Fe 55.845 Eisen	Co 58.933 Cobalt	Ni 58.693 Nickel	Cu 63.546 Kupfer	Zn 65.39 Zink	Ga 69.723 Gallium	Ge 72.64 Germanium	As 74.922 Arsen	Se 78.96 Selen	Br 79.904 Brom	Kr 83.8 Krypton									
5	Rb 85.468 Rubidium		Sr 87.62 Strontium		Y 88.906 Yttrium	Zr 91.224 Zirkon	Nb 92.906 Niob	Mo 95.94 Molybden	Tc 96 Technetium	Ru 101.07 Ruthenium	Rh 102.93 Rhodium	Pd 106.42 Palladium	Ag 107.87 Silber	Cd 112.41 Kadmium	In 114.82 Indium	Sn 118.71 Zinn	Sb 121.76 Antimon	Te 127.6 Tellur	I 126.9 Iod	Xe 131.29 Xenon									
6	Cs 132.91 Cäsium		Ba 137.33 Barium		La-Lu 57-71 Lanthanide	Hf 178.49 Hafnium	Ta 180.95 Tantalum	W 183.84 Wolfram	Re 186.21 Rhenium	Os 190.23 Osmium	Ir 192.22 Iridium	Pt 195.08 Platin	Au 196.97 Gold	Hg 200.59 Quecksilber	Tl 204.38 Thallium	Pb 207.2 Blei	Bi 208.98 Bismut	Po 209 Polonium	At 210 Astatin	Rn 222 Radon									
7	Fr 223 Francium		Ra 226 Radium		Ac-Lr 89-103 Actinide	Rf 104 Rutherfordium	Db 105 Dubnium	Sg 106 Seaborgium	Bh 107 Bohrium	Hs 108 Hassium	Mt 109 Meitnerium	Ds 110 Darmstadtium	Rg 111 Roentgenium	Uub 112 Ununbium	Uut 113 Ununtrium	Uuq 114 Ununquadium	Uup 115 Ununpentium	Uuh 116 Ununhexium	Uus 117 Ununseptium	Uuo 118 Ununoctium									
					57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	71									
					La 138.91 Lanthan	Ce 140.12 Cerium	Pr 140.91 Praseodym	Nd 144.24 Neodym	Pm 145 Promethium	Sm 150.36 Samarium	Eu 151.96 Europium	Gd 157.25 Gadolinium	Tb 158.93 Terbium	Dy 162.50 Dysprosium	Ho 164.93 Holmium	Er 167.26 Erbium	Tm 168.93 Thulium	Yb 173.04 Ytterbium	Lu 174.97 Lutetium										
					89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100	101	102	103	103									
					Ac 227 Actinium	Th 232.04 Thorium	Pa 231.04 Protactinium	U 238.03 Uranium	Np 237 Neptunium	Pu 244 Plutonium	Am 243 Americium	Cm 247 Curium	Bk 247 Berkelium	Cf 251 Californium	Es 252 Einsteinium	Fm 257 Fermium	Md 258 Mendelevium	No 259 Nobelium	Lr 262 Lawrencium										

Alkali Metal	Alkaline Earth Metal	Metal	Metalloid	Non-metal	Halogen	Noble Gas	Lanthanide/Actinide
--------------	----------------------	-------	-----------	-----------	---------	-----------	---------------------

Z	mass	Symbol	man-made
		Name	

4. Halbleitergrundlagen 4.1 Begriffe und Einführung

51

Atommodelle

Atom

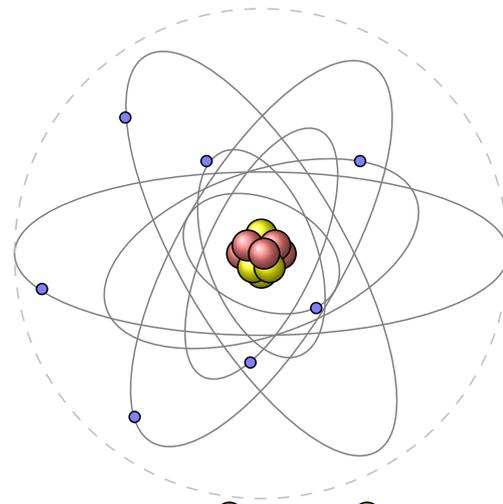
- ▶ griechisch *atomos* = das Unteilbare
- ▶ Atome waren früher unter dem Mikroskop nicht sichtbar
www.research.ibm.com/articles/madewithatoms.shtml
- ▶ Struktur von Atomen nicht sichtbar, Verhalten durch verschiedene Modelle beschrieben
- ▶ Elementarteilchen:

4. Halbleitergrundlagen 4.2 Atommodelle und Bindungen

52

Atommodell nach Rutherford

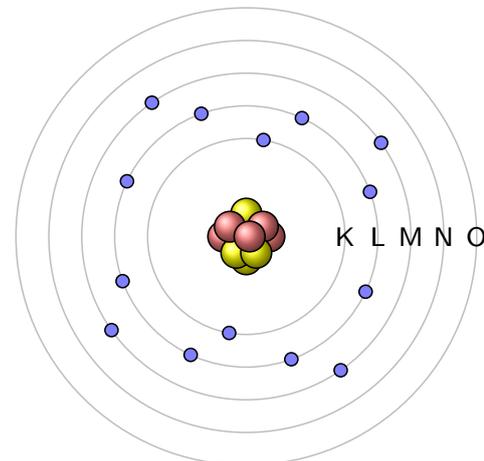
- ▶ Erstes realistisches Atommodell von Ernest Rutherford (1912).
- ▶ Jedes Atom besteht aus Kern mit einer Hülle
- ▶ Alle positiven Ladungen und größter Teil der Masse (99,9%) im Kern
- ▶ Elektronen kreisen in Hülle *beliebig* um Kern. Dies bestimmt Atomdurchmesser ($\approx 0,1$ nm). Raum zwischen Elektronen ist leer.
- ▶ Elektronen haben im Vergleich zum Kern kaum Masse und sind negativ geladen
- ▶ Elektrostatische Kräfte zwischen Elektronen und Protonen halten das Atom zusammen
- ▶ Rutherford vermutete die Existenz von Neutronen im Kern, also neutrale Ladungen mit gleicher Masse wie Protonen, konnte diese jedoch nicht nachweisen



● Elektron, ● Proton, ● Neutron

Atommodell nach Bohr

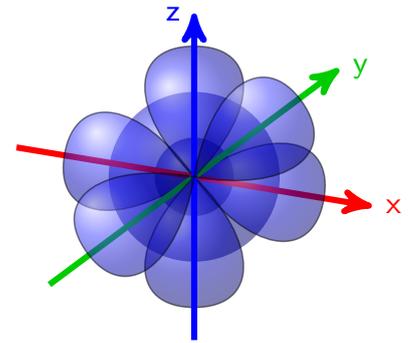
- ▶ Von Nils Bohr (1913), Schüler von Rutherford
 - ▶ Elektronen kreisen auf *festen* Bahnen um Kern. Sie nehmen nicht beliebige, sondern nur bestimmte Energien an \rightarrow nur bestimmte Bahnradien möglich. Energielevel steigt tendenziell mit Abstand.
 - ▶ n -te Schale \rightarrow maximal $2 \cdot n^2$ Elektronen
- | | | | | | | | |
|--------------|---|---|---|----|----|----|----|
| Energielevel | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 |
| Schale | K | L | M | N | O | P | Q |
| Elektronen | | | | 32 | 50 | 72 | 98 |
- (gilt für innere Schalen, äußerste Schalte max. 8 bzw. 2)
- ▶ Die äußersten Elektronen (Valenzelektronen) bestimmen hauptsächlich das chemische Verhalten, wie Reaktionsfähigkeit oder Gitterstruktur.
 - ▶ Valenzelektronen haben größten Energielevel und sind am schwächsten mit Kern verbunden. Sie können sich vom Kern vollständig lösen und sind dann frei bewegliche Ladungsträger im Atomgitter.
- \Rightarrow Anzahl freier Elektronen bestimmt,



Silizium mit 14 Elektronen ●, 14 Protonen ● und 14 Neutronen ●

Atommodell: Orbitalmodell

- ▶ Atommodell mit festen Schalenabständen und Energieniveaus widerspricht Unschärferelation von Heisenberg „Ort und Energiegehalt eines Quantenobjektes (z.B. Elektron) nie gleichzeitig bestimmbar“
- ▶ Orbital = Aufenthaltsort eines Elektrons mit 90% Wahrscheinlichkeit
- ▶ Ebenfalls 7 Energielevel
- ▶ Zahl am Anfang des Orbitals gibt Energielevel an. Buchstabe signalisiert Form.



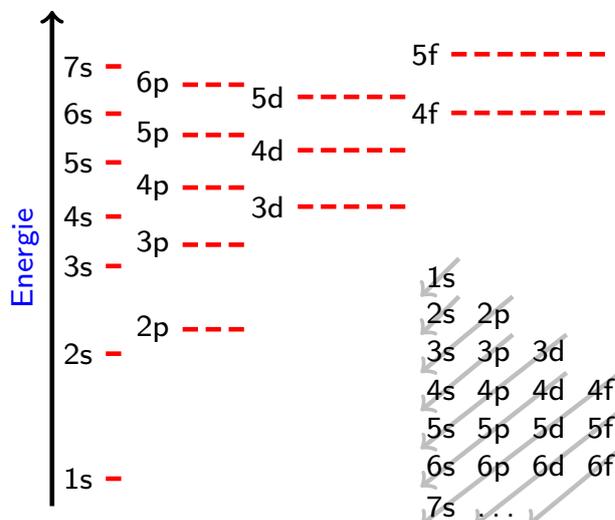
s	shape	Kugelform
p	principal	Hantelform
d	diffuse	Doppelhantel
f	fundamental	Rosette

Weitere Buchstaben: Ausrichtung des Orbitals im Raum

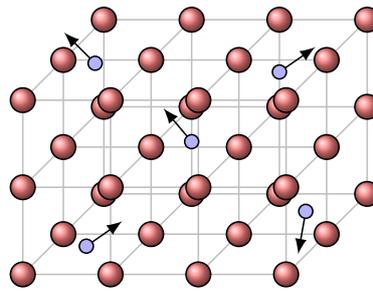
1s
 2px
 Si

Atommodell: Quantenzahlen

- ▶ Hauptquantenzahl ($n = 1, 2, 3 \dots$) beschreibt Energieniveau der Schale (Abstand zum Kern)
- ▶ Nebenquantenzahl ($\ell = 0, 1, 2 \dots < n$) kennzeichnet Form des Orbitals (s für $\ell=0, \dots$)
- ▶ Elektron kann höheres Level haben als anderes Elektron auf höherer Schale
- ▶ Innere Schalen müssen nicht voll besetzt sein, um äußere Schalen zu besetzen. Äußere Schale kann nur voll besetzt werden, wenn benachbarte innere Schale bereits voll ist.

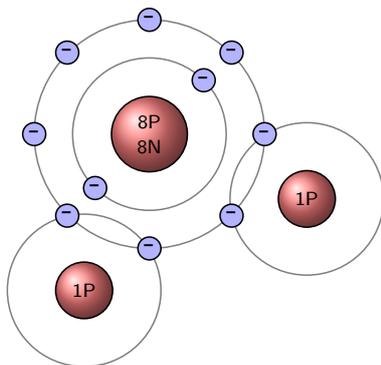


Metallbindung



- ▶ Metalle bilden Kristalle, ohne dass Valenzelektronen an der Bindung beteiligt sind. Daher können sich Valenzelektronen leicht von Atomen lösen → freie/bewegliche Ladungsträger
 - ▶ Atomdichte in Festkörpern $\approx 5 \cdot 10^{22}/\text{cm}^3$.
 - ▶ Je nach Temperatur ist pro 1 bis 10 Gitteratomen ein Elektron frei beweglich. Die Konzentration beweglicher Elektronen ist also $5 \cdot 10^{21}/\text{cm}^3 < n < 5 \cdot 10^{22}/\text{cm}^3$
- ⇒ Metalle sind

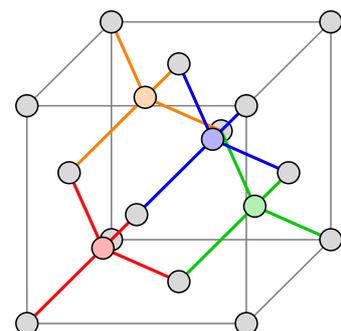
Elektronenpaarbindung (kovalente Bindung)



Elektronenpaarbindung des Wassermoleküls H₂O

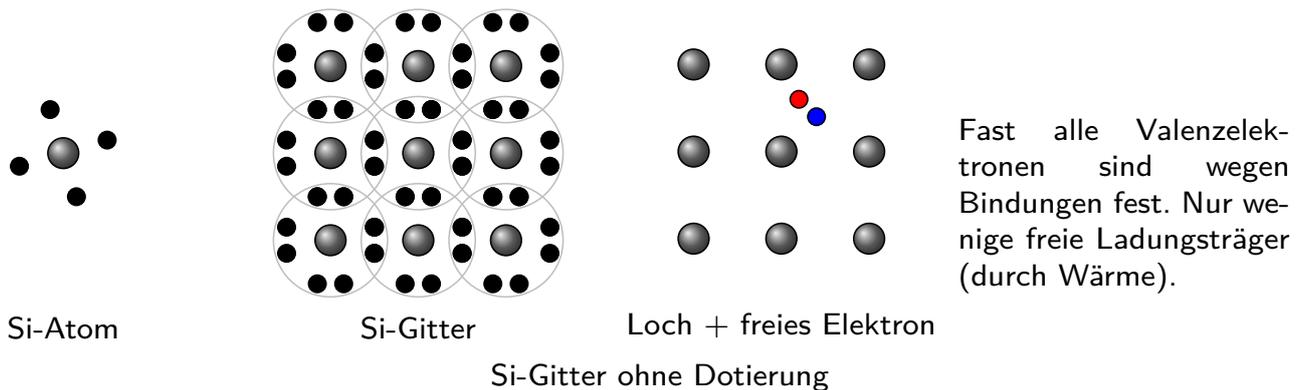
- ▶ Zwei Atome nutzen Elektronenpaar gemeinsam, d.h. das Paar umkreist beide Atome abwechselnd, als ob es zu beiden Atomen gehören würde (Orbitale überlappen sich). Jedes Atom nutzt dadurch pro Bindung ein Elektron mehr.
- ▶ Durch geeignete Anzahl von Elektronenpaarbindungen erreicht Atom vollbesetzte Valenzschale (stabil, Edelgaskonfiguration)
- ▶ Beteiligte Atome stark aneinander gebunden, Bindungselektronen lösen sich nur schwer

- ▶ Halbleiter haben 4 Valenzelektronen, d.h. mit vier Elektronenpaarbindungen pro Atom wird Edelgaskonfiguration erreicht. Dieses Kristallgitter nennt man



Eigenleitung in Halbleitern I

- ▶ 0 K: keine Energie zum Lösen von Elektronenpaarbindung. → keine freien Ladungsträger
→
- ▶ Temperaturerhöhung: Atomen wird Energie zugeführt. Elektronen lösen sich
→ Leitfähigkeit, Erforderliche Energie Ge: 0,7eV, Si 1,1eV.
- ▶ Frei gewordene Elektronen hinterlassen Lücke (Loch, Defektelektron, Fehlelektron).
Es verbleibt positive Überschussladung des Atomkerns: „Loch ist positiv geladen“.
Benachbartes Elektron kann Lücke leicht besetzen und anderes Loch hinterlassen.
→ Löcher entsprechen positiven, beweglichen Ladungsträgern
- ▶ Generation (Paarbildung): freie Elektronen und Löcher entstehen immer paarweise.



Eigenleitung in Halbleitern II

- ▶ Rekombination: freies Elektron kann Loch besetzen (defekte Elektronenpaarbindung wird ergänzt) → Loch verschwindet, Elektron nicht mehr frei → Ladungsträgerpaar verschwindet
- ▶ Intrinsic-Dichte (Eigenleitfähigkeitsdichte, Gleichgewichtskonzentration): Gleichgewicht zwischen Generation und Rekombination bei konstanter Temperatur. Dichte n_i der freien Ladungsträger steigt annähernd exponentiell mit Temperatur ϑ und ist materialabhängig

$$n_0 = p_0 = n_i(\vartheta, E_G) \quad (16)$$

n_0 Anzahl freier El., p_0 Anzahl Löcher, E_G = Energiedifferenz (G=gap) zwischen Leitungs- und Valenzband (s.u).

- ▶ Temperaturabhängigkeit von n_i ermöglicht Bau temperaturabhängiger Halbleiter mit negativem TK
- ▶ Ladungsträgerdichte n_i von reinen Halbleitern ist viel geringer als bei Metallen:

Metall	$\approx 10^{22} \text{ cm}^{-3}$
Germanium (300K)	$\approx 2,5 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$
Silizium (300K)	$\approx 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
GaAs (300K)	$\approx 1,3 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-3}$
- ▶ Auch Strahlungsenergie (Licht, IR, UV, ...) kann Elektronen vom Kern lösen (fotoelektrischer Effekt):

Eigenleitung in Halbleitern III

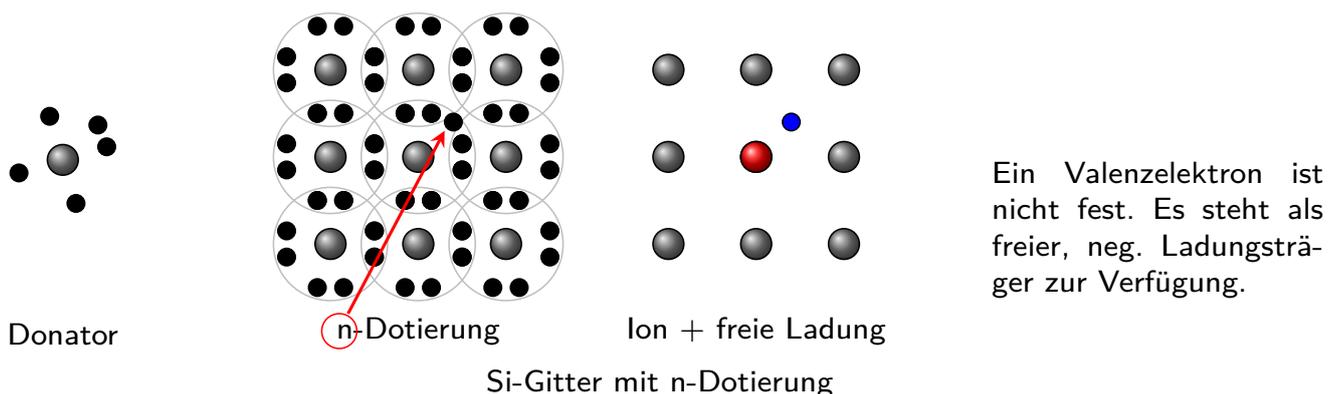
- ▶ Fazit: Bei Wärme schwingen Gitteratome um Ruhelage, einige Elektronenpaarbindungen werden gelöst, Elektronen lösen sich vom Gitterplatz und hinterlassen Loch → beide frei bewegliche Ladungsträger

Ohne el. Feld:

Mit el. Feld:

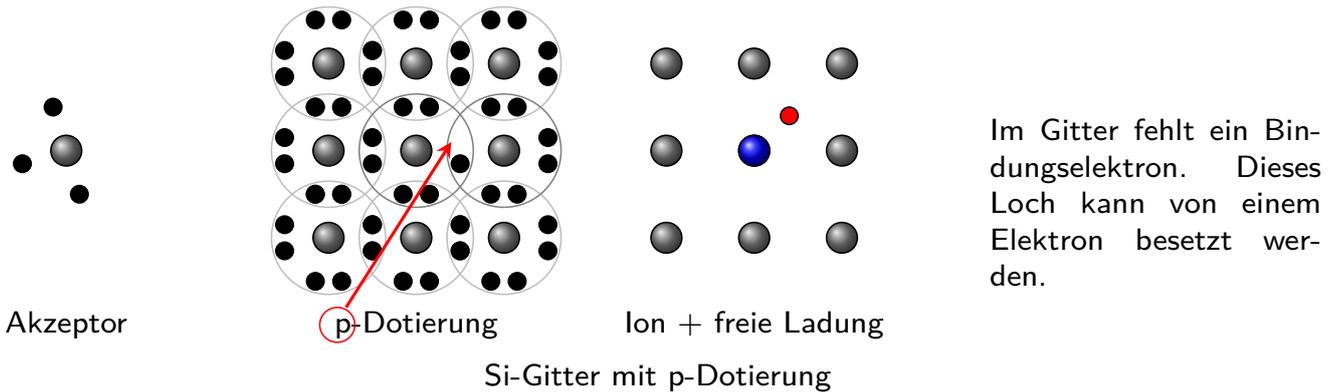
Störstellenleitung - Dotierung mit Donatoren

- ▶ lat. donare = geben (Elektron abgeben)
- ▶ Setzt man vereinzelt fünf-wertige Fremdatome ins Halbleitergitter, entstehen dort auch nur vier Elektronenpaarbindungen. Das fünfte Valenzelektron wird nicht als Bindungselektron benötigt. Es kann mit geringem Energieaufwand (Ge: 10meV, Si: 50meV) vom Kern gelöst werden, so dass ein freies Elektron entsteht. (n-Dotierung)
- ▶ Energieaufwand sehr gering → alle zusätzlichen Elektronen bereits bei Raumtemperatur frei
- ▶ Wenn Donator ein Elektron abgibt, bleibt ortsfeste, positive Ladung des Kerns übrig
- ▶ Donatoren liefern nur zur Leitfähigkeit und bilden ein



Störstellenleitung - Dotierung mit Akzeptoren

- ▶ lat. accipere = an sich nehmen
- ▶ Baut man vereinzelt drei-wertige Fremdatome in Halbleitergitter ein, entstehen dort nur drei Elektronenpaarbindungen. Ein Elektron aus benachbarter Paarbindung kann nun mit geringem Energieaufwand (Ge: 10meV, Si: 50meV) zu Fremdatom wechseln und dort fehlende Elektronenpaarbindung herstellen.
- ▶ Energieaufwand sehr gering → bereits bei Raumtemperatur sämtliche Fremdatome mit zusätzlichen Elektron besetzt
- ▶ Wenn Elektron an freie Stelle des Fremdatoms wechselt, entsteht am Ursprungsort ein Loch (positive, bewegliche Ladung → p-Dotierung).
- ▶ Akzeptoren liefern nur zur Leitfähigkeit und bilden ein



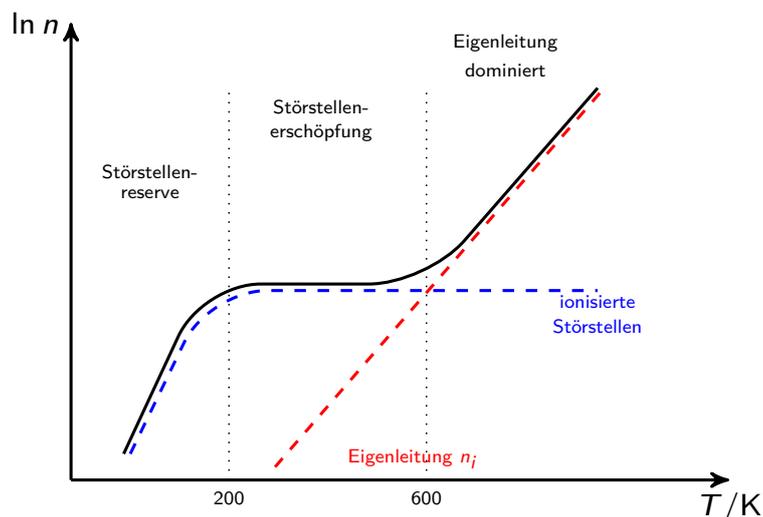
Zusammenfassung

- ▶ Anzahl n und Beweglichkeit b freier Ladungsträger bestimmt die Leitfähigkeit $\kappa = e \cdot n \cdot b$
- ▶ Anzahl beim HL stark temperaturabhängig
- ▶ Dotierung mit bestimmten Fremdatomen steigert Leitfähigkeit
- ▶ n-Dotierung mit Donatoren aus Gruppe V des PSE (N, P, As, Sb)
von fünf Valenzelektronen steht eines als freier, neg. Ladungsträger zur Verfügung
- ▶ p-Dotierung mit Akzeptoren aus Gruppe III des PSE (B, Al, Ga, In)
drei Valenzelektronen und Platz für viertes Elektron (Loch) → freier, pos. Ladungsträger
- ▶ Ion = Atom mit Anzahl Elektronen ungleich Anzahl Protonen, also geladenes Atom
Positiv geladen =
Negativ geladen =
- ▶ Das el. Verhalten am *Übergang* von p- zu n-Dotierung hat spezielle elektrische Eigenschaften und ist Grundlage für alle Halbleiterbauelemente wie Dioden, Transistoren, Logikgatter bis hin zu Prozessoren.

Ladungsträgerkonzentration im dotierten Halbleiter I

- ▶ im dotierten Halbleiter: gleichzeitig Störstellen- und Eigenleitung
- ▶ Trotz Dotierung, freier Ladungsträger und ortsfester Ionen sind Halbleiter stets elektrisch im Gleichgewicht, d.h. positive und negative Ladungen kompensieren sich.
- ▶ Störstellen ionisieren schon bei niedrigen Temperaturen
Wählt man Dotierungskonzentration wesentlich größer als Intrinsicdichte, wird im interessierenden Temperaturbereich Konzentration freier Ladungsträger von Dotierung/
Störstellenleitung und nicht durch Eigenleitung dominiert.
- ▶ Im *dotierten* Halbleiter sind Konzentrationen von freien Elektronen und Löchern nicht gleich.
Majoritätsträger: freie Elektronen im n-Gebiet oder Löcher im p-Gebiet (aus Dotierung)
Minoritätsträger: freie Elektronen im p-Gebiet oder Löcher im n-Gebiet (aus Eigenleitung)
Konzentration der Majoritätsträger \gg Konzentration der Minoritätsträger

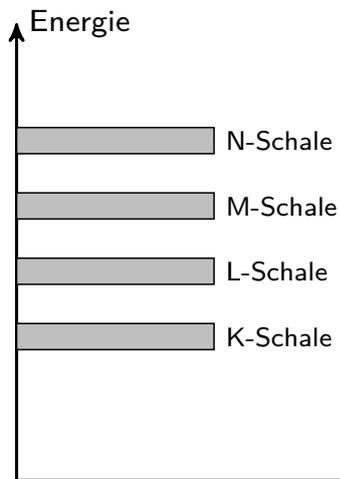
Ladungsträgerkonzentration im dotierten Halbleiter II



Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerkonzentration im dotierten Halbleiter

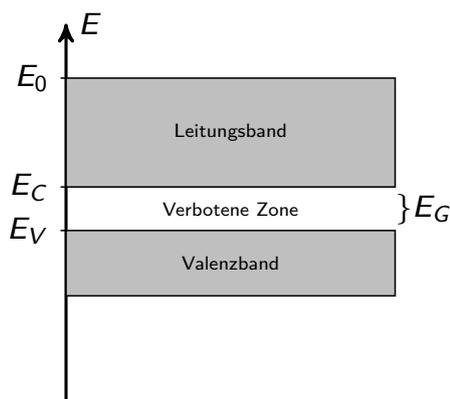
- ▶ Störstellenreserve: noch nicht alle Störstellen ionisiert (Bereich unter 200 K)
- ▶ Störstellenerschöpfung: alle Störstellen ionisiert, Intrinsicdichte \ll Dotierungskonzentration
- ▶ Intrinsischer Bereich: Über 600 K übersteigt Konzentration der freien Ladungsträger aus Eigenleitung die Dotierungskonzentration
- ▶ Betrieb meist im Bereich der Störstellenerschöpfung: Konzentration freier Ladungsträger aus Störstellen konstant und dominierend gegenüber Konzentration aus Eigenleitung

Bändermodell I



- ▶ Bahnradien / Schalen der Elektronen sind ein Maß für die Energie der Elektronen
- ▶ Das Energieintervall, in dem sämtliche Energieniveaus aller zu einer bestimmten Schale gehörenden Elektronen eines mehratomigen Festkörpers liegen, nennt man
- ▶ Zwischen einzelnen Energiebändern verschiedener Schalen gibt es Bereiche, in denen keine Elektronen stationär liegen, sog.

Bändermodell II

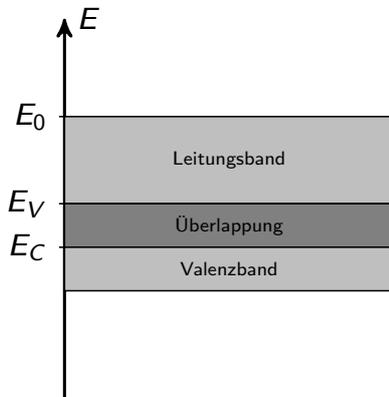


E_0 Vakuumenergie
 E_C Unterkante Leitungsband
 E_V Oberkante Valenzband
 $E_G = E_C - E_V$ Bandabstand (Gap)

- ▶ Oberhalb des höchsten Energiebandes liegt Bereich, in dem Elektronen so viel Energie besitzen, dass sie sich vollständig vom Atom gelöst haben und als freier Ladungsträger zur Verfügung stehen (Leitungsband)
- ▶ An chem. Reaktionen oder elektrischen Vorgänge sind nur Valenzelektronen und freie Elektronen beteiligt, also Elektronen im Valenzband und im Leitungsband. Daher werden nur diese beiden und die dazwischen liegende verbotene Zone dargestellt.
- ▶ Die obere Grenze des Leitungsbandes ist die Vakuumenergie, ab deren Erreichen die Elektronen den Festkörper verlassen können. → für Reaktionen und elektrische Vorgänge im Festkörper nicht wichtig.

Bändermodell III

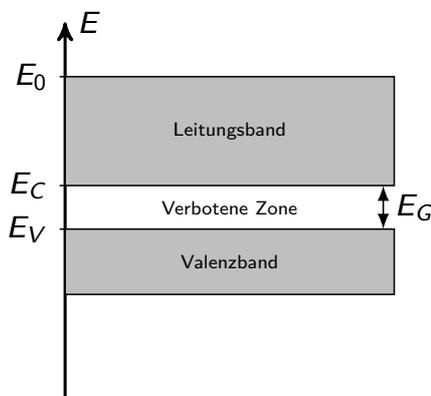
Bändermodell von Metallen



- ▶ Valenz- und Leitungsband überlappen sich, es existiert keine verbotene Zone dazwischen.
- ▶ Übergang von Elektronen vom Valenz- ins Leitungsband ohne Energiezufuhr möglich → also stets freie Elektronen im Leitungsband vorhanden
- ▶ $T=0K$: sehr hohe Leitfähigkeit (Supraleitung)
- ▶ $T \gg 0K$: hohe Leitfähigkeit, jedoch geringer als bei $0K$, weil thermisch schwingende Atome Bewegung der Elektronen behindern

Bändermodell IV

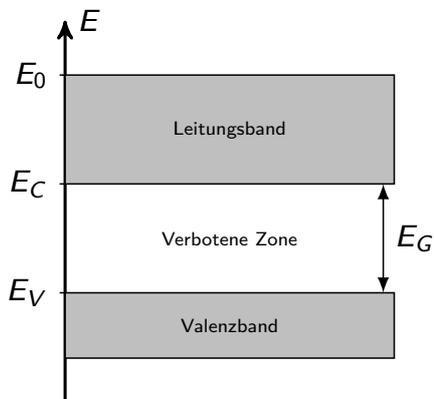
Bändermodell von undotierten Halbleitern



- ▶ Zwischen Valenz- und Leitungsband liegt verbotene Zone mit Ausdehnung E_G
- ▶ $0,1eV < E_G < 2,5eV$, z.B. Ge $E_G=0,67eV$ oder Si $E_G=1,11eV$
- ▶ $T=0K$: Leitungsband unbesetzt, alle Elektronen im Valenzband, keine Leitfähigkeit
- ▶ $T \gg 0K$: Durch Energiezufuhr springen Elektronen vom Valenzband über die verbotene Zone ins Leitungsband und stehen dann als freie Ladungsträger zur Verfügung. Dabei entstehen auch Löcher im Valenzband, die ebenfalls wie freie Ladungsträger zur Verfügung stehen.

Bändermodell V

Bändermodell von Isolatoren



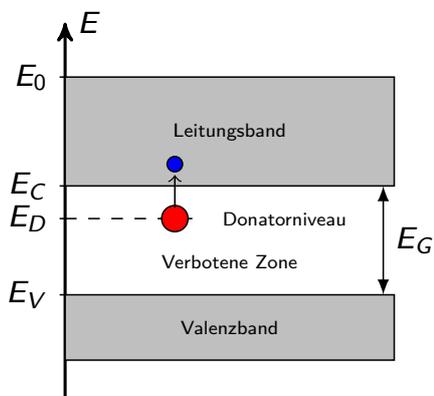
► Zwischen Valenz- und Leitungsband liegt eine verbotene Zone. Der Abstand zwischen Valenz- und Leitungsband, also die Größe der verbotenen Zone, ist deutlich größer als bei Halbleitern.

► $E_G > 3\text{eV}$, z.B. Diamant $E_G=7\text{eV}$ oder SiO_2 $E_G=8,8\text{eV}$

⇒ keine Leitfähigkeit

Bändermodell VI

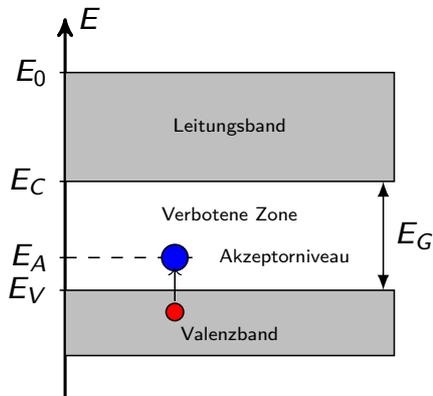
Bändermodell von n-dotierten Halbleitern



► Aufgrund der geringen Energiedifferenz zwischen Donatorniveau E_D und Leitungsband E_C können sich Elektronen ● leicht vom Donatoratom lösen und ins Leitungsband springen. Es bleibt ein positives Ion ● zurück

► $E_C - E_D = 0,0127\text{eV}$ für As in Ge
 $E_C - E_D = 0,0096\text{eV}$ für Sb in Ge

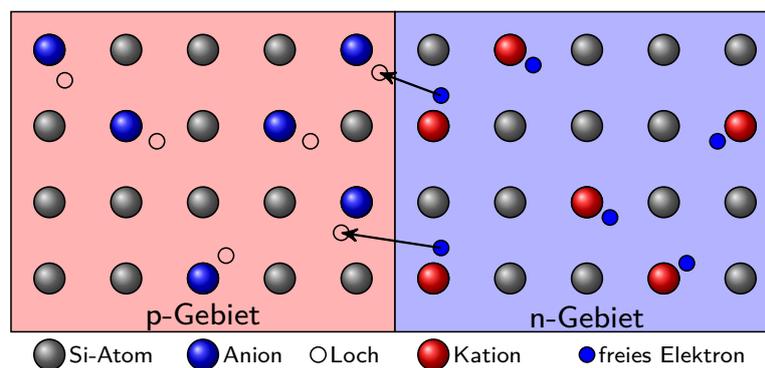
Bändermodell von p-dotierten Halbleitern



- ▶ Aufgrund der geringen Energiedifferenz zwischen Valenzband E_V und Akzeptorniveau E_A können sich Elektronen leicht vom Valenzband ans Akzeptoratom heften. Es entsteht ein Defektelektron \bullet im Valenzband und ein negatives Ion \bullet .
- ▶ $E_A - E_V = 0,00108\text{eV}$ für Ga in Ge
 $E_A - E_V = 0,00112\text{eV}$ für In in Ge

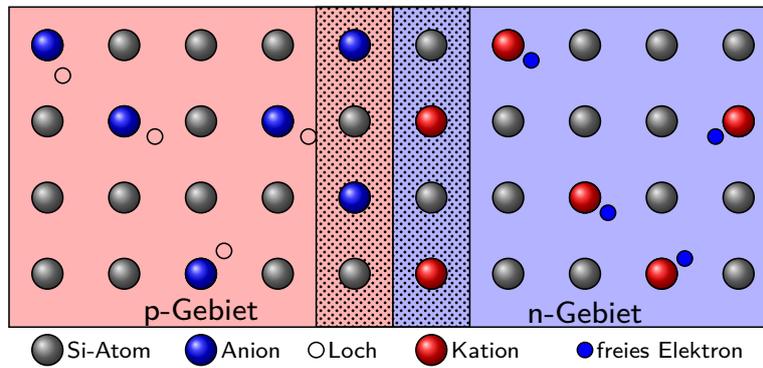
Der pn-Übergang ohne elektrische Spannung I

- ▶ p-Gebiet: ortsfeste negative Ionen und *freie* Löcher
- n-Gebiet: ortsfeste positive Ionen und *freie* Elektronen



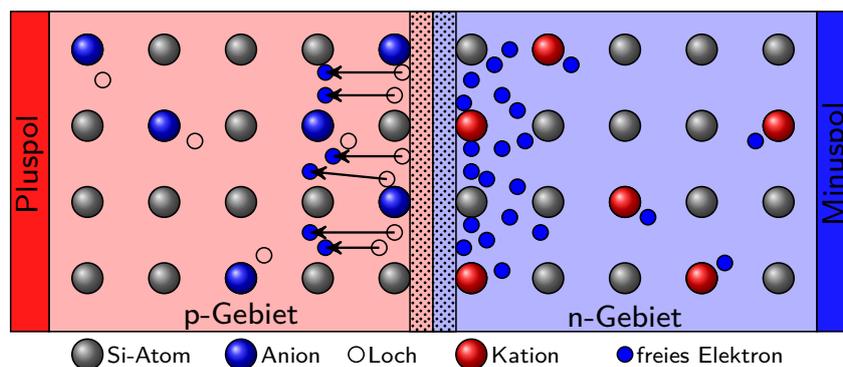
- ▶ Rekombination: In Grenzregion wandern freie Elektronen ins p-Gebiet und besetzen Löcher → Es fließt kleiner Diffusionsstrom, bis im Grenzgebiet keine freien Ladungsträger mehr vorhanden sind.

Der pn-Übergang ohne elektrische Spannung II



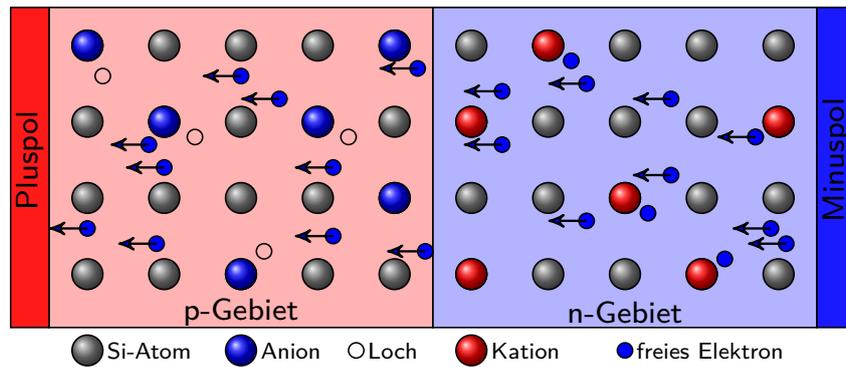
- ▶ keine freien Ladungsträger in Grenzregion →
- ▶ Da p-dotierte Seite der Sperrschicht negativ und n-dotierte Seite positiv geladen ist, können keine weiteren Elektronen oder Löcher die Sperrschicht passieren. Diese abstoßende Kraft wird Antidiffusionsspannung genannt, wirkt dem Diffusionsstrom entgegen.

Der pn-Übergang mit kleiner Spannung in Durchlassrichtung



- ▶ Im spannungsfreien Zustand existiert ein Sperrgebiet.
- ▶ Wird Pluspol an p-Gebiet und Minuspole an n-Gebiet angeschlossen, werden Elektronen in Richtung Pluspol bewegt
- Durch das Eindringen von Elektronen wird Sperrschicht im n-Gebiet kleiner.
- Im p-Gebiet werden Elektronen aus Sperrschicht gerissen. Es entstehen Defektelektronen, Sperrschicht wird im p-Gebiet kleiner.
- ⇒

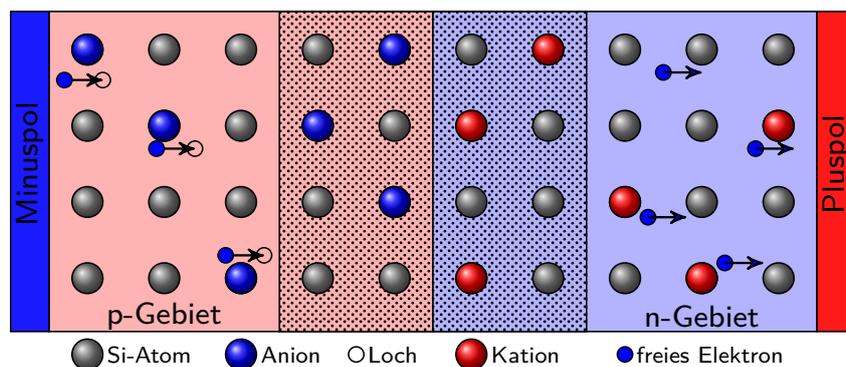
Der pn-Übergang mit größerer Spannung in Durchlassrichtung



- ▶ Ab einer bestimmten Spannung (Flussspannung U_F) ist Sperrschicht vollständig abgebaut
→ es kann ein größerer elektrischer Strom fließen.

Silizium $U_F \approx 0,6 \text{ V}$
 Germanium $U_F \approx 0,3 \text{ V}$

Der pn-Übergang mit Spannung in Sperrrichtung



- ▶ Im spannungsfreien Zustand existiert eine dünne Sperrschicht.
- ▶ Nun Anlegen einer Spannung in Sperrrichtung (Pluspol an n-Gebiet, Minuspol an p-Gebiet)
- Elektronen werden ins Sperrgebiet der p-Schicht gedrückt, rekombinieren dort mit Löchern
- Aus Sperrgebiet der n-Schicht werden freie Elektronen herausgezogen.
- ⇒ Das Sperrgebiet wird also im

Vertiefung

Berechnung verschiedener Größen (theoretisch) möglich, [Bys88]:

- ▶ Elektronen- und Löcherdichte $n_n = n_p = n_i(T)$ bei Eigenleitung
Silizium (300k) $n_i = 1,5 \cdot 10^{10}/\text{cm}^3$ ($n_{\text{Atome}} = 4,99 \cdot 10^{22}/\text{cm}^3$)
Germanium (300K) $n_i = 2,4 \cdot 10^{13}/\text{cm}^3$ ($n_{\text{Atome}} = 4,24 \cdot 10^{22}/\text{cm}^3$)
 - ▶ Elektronen- und Löcherdichte bei Dotierung
 - ▶ Beweglichkeit $b(T)$ der Ladungsträger
Silizium (300K) $b_n = 1300 \text{ cm}^2/(\text{V s})$ $b_p = 500 \text{ cm}^2/(\text{V s})$
Germanium (300K) $b_n = 3800 \text{ cm}^2/(\text{V s})$ $b_p = 1800 \text{ cm}^2/(\text{V s})$
 - ▶ Leitfähigkeit
 $\kappa = enb$
 $\kappa_{\text{Ge}} = en_n b_n + en_p b_p = en_i (b_n + b_p)$
 $= 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ A s} \cdot 2,4 \cdot 10^{13}/\text{cm}^3 \cdot (3800 + 1800) \text{ cm}^2/(\text{V s})$
 $\approx 0,02 \text{ S/cm}$
 - ▶ Diffusionslänge
 - ▶ Diffusionsspannung
$$U_S = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_A N_D}{n_i^2} \right)$$
 - ▶ Sperrschichtdicke
- ⇒ für praktischen Einsatz weniger wichtig!

Kennzeichnung von Halbleitern I

- ▶ Halbleiter in Unterhaltungselektronik (Radio, Fernseher, usw.): 2 Buchstaben und 3 Ziffern
- ▶ Halbleiter für andere Aufgaben, z.B. für kommerzielle Zwecke: 3 Buchstaben und 2 Ziffern
Zwei Buchstaben bezeichnen Halbleiterwerkstoff und elektrische Funktion des Bauelements
Dritter Buchstabe und Ziffern: firmeninterne Bezeichnungen ohne technischen Hinweis
- ▶ Begrenzerdioden erhalten nach der Typangabe einen durch Schrägstrich abgetrennten Kennbuchstaben für Toleranz (A: $\pm 1\%$, B: $\pm 2\%$, C: $\pm 5\%$, D: $\pm 10\%$).
Die Durchbruchspannung U_Z gibt eine Dezimalzahl mit ‚V‘ anstatt des Kommas an

Erster Buchstabe: Halbleiterwerkstoff

- A Germanium
- B Silicium
- C III-V-Werkstoff, z.B. Galliumarsenid
- D z.B. Indiumantimonid
- R Polykristalline Stoffe, z.B. für Feldplatten, Fotobaulemente

Kennzeichnung von Halbleitern II

Zweiter Buchstabe: Art des Bauelements

- A Diode
- B Kapazitätsdiode
- C NF-Transistor
- D NF-Leistungstransistor
- F HF-Transistor
- H Hall Generator
- L HF-Leistungstransistor
- P Strahlungsempfänger
- Q Strahlungssender
- R Steuerbarer Gleichrichter
- S Schalttransistor
- T Steuerbarer Leistungsgleichrichter
- Y Leistungsdiode
- Z Begrenzerdiode (Z-Diode)

Dritter Buchstabe

Der 3. Buchstabe kennzeichnet (kommerzielle) Industrietypen.

Ziffern

Zahlen, die den Buchstaben folgen, dienen der laufenden Nummerierung.

Kennzeichnung von Halbleitern III

Beispiele:

AA 118

BZY 92/C9V1

BAY 89

Bezeichnung amerikanischer Hersteller

(JEDEC - Joint Electronic Devices Engineering Council)

1N **** Diode

2N **** Transistor

Literatur, Vertiefung - Halbleitergrundlagen

Kurcz Florian Kurcz, Elektrische Bauelemente (Kapitel 4.1 - Dioden Grundlagen),
www.kurcz.at/downloads/bauteile.pdf

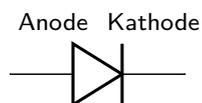
[Gos14] Stefan Gossner, (Kapitel 1 - Einführung in die Physik der Halbleiter)

PHYSIK www.leifiphysik.de/elektronik/einfuehrung-die-elektronik

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - Halbleiter,
olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

Diode

- ▶ besteht nur aus einem pn-Übergang
- ▶ Strom abhängig von Höhe und auch von Polung der Spannung (und von Frequenz)
- ▶ Je nach Material, Dotierung und Aufbau entstehen Dioden mit unterschiedlichem Verhalten



Schaltzeichen einer Diode: Dreieck symbolisiert Durchlassrichtung

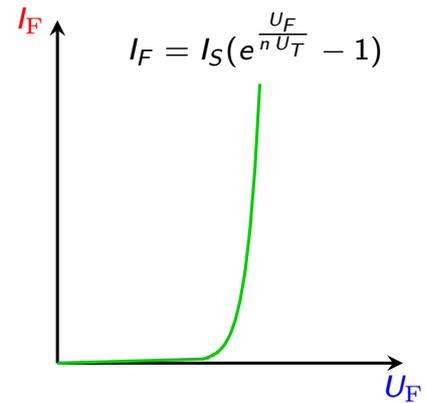
- ▶ p-Gebiet = Anode (Anionen + Löcher)
n-Gebiet = Kathode (Kationen + freie Elektronen)
- ▶ Kathode mit Markierungsring gekennzeichnet
- ▶ Bei Leuchtdioden hat Kathode kürzeren Anschlussdraht und Gehäuse flache Kante
- ▶ Merkhilfe:
—|<—, **K**athode, **-**Pol, —|, **k**urzes Bein, **K**ante (LED Anschluss)

Statisches Verhalten - Shockley-Diodengleichung

- ▶ beschreibt ideale Diode mit einfacher e-Funktion
- ▶ genügt für viele Gleichstrombetrachtungen (statisch)

$$I_F = I_S \left(e^{\frac{U_F}{n U_T}} - 1 \right)$$

(17)



Typische Diodenkennlinie in Durchlassrichtung

Sperr(sättigungs)strom $I_S \approx 10^{-12} \dots 10^{-6} \text{ A}$

Emissionskoeffizient $n \approx 1 \dots 2$

Temperaturspannung $U_T = \frac{k \cdot T}{e} \approx 26 \text{ mV}$ (Raumtemperatur)

Boltzmann-Konstante $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

Absolute Temperatur T (in K)

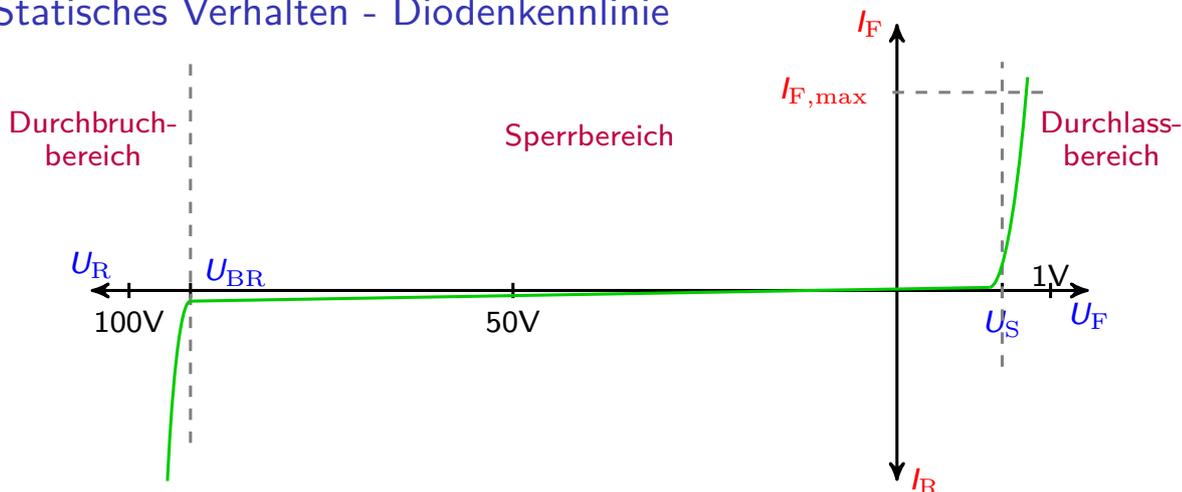
Elementarladung $e = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

Bestimmen Sie den Diodenstrom I_F für $I_S = 10 \text{ pA}$, $U_F = 0,65 \text{ V}$, $T = 300 \text{ K}$ und $n = 1$.

$U_T =$

$I_F =$

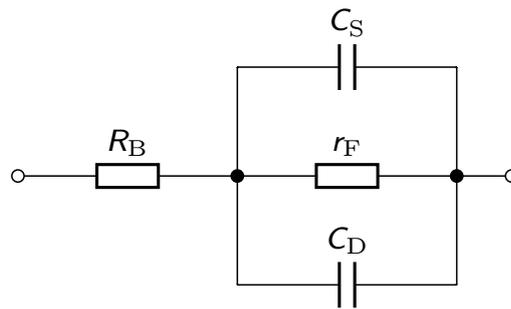
Statisches Verhalten - Diodenkennlinie



- ▶ Durchlassrichtung: Si-Dioden sperren Strom I_F bis zu $U_F \approx 0,6 \text{ V}$ (Schleusen-, Durchlass- oder Schwellspannung). Oberhalb U_S Diode niederohmig, Kennlinie sehr steil
- ▶ Sperrrichtung: Diode sperrt Strom bis zur Durchbruchspannung U_{BR} ; kleiner Sperrstrom
- ▶ Wird U_{BR} überschritten, bricht Spannung durch, Diode wird niederohmig und kann zerstört werden.
Z-Dioden für Durchbruch ausgelegt, Betrieb in Sperrrichtung \rightarrow Spannungsstabilisierung
- ▶ Ge-Dioden: Übergänge zwischen Durchbruch-, Sperr- und Durchlassbereich weniger stark ausgeprägt; Schleusenspannung $U_F \approx 0,3 \text{ V}$; heute kaum noch verwendet
- ▶ Index: F =, R =, BR =

Kleinsignalverhalten

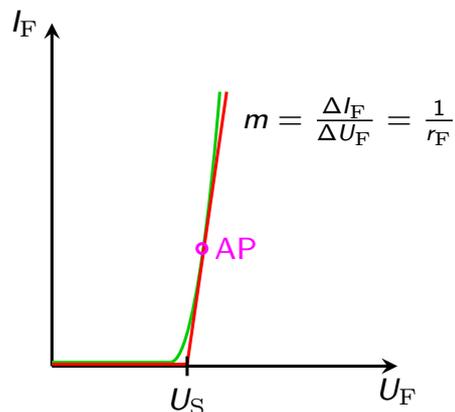
- ▶ kleine, sinusförmige Signale, die stationären Signal (Arbeitspunkt) überlagert sind
- ▶ Ersatzschaltbild zur Verdeutlichung des el. Verhaltens



Kleinsignal-Ersatzschaltbild einer realen Diode

- ▶ Bahnwiderstand R_B : Zuleitungswiderstand der Kontakte und Bahngebiete
- ▶ Differentieller Widerstand r_F : Anstieg der UI-Kennlinie im AP
- ▶ Sperrschichtkapazität C_S
- ▶ Diffusionskapazität C_D
- ▶ Bei NF können C_S und C_D vernachlässigt werden

Linearisierung einer Diodenkennlinie im Arbeitspunkt



- ▶ Oft hinreichende Genauigkeit mit Linearisierung der Kennlinie.
- ▶ Tangente im Arbeitspunkt: Anstelle bekannter Geradengleichung $y = mx + b$ (mit y -Achsenabschnitt) wird $y = m(x - x_0)$ ($x_0 \hat{=} x$ -Achsenabschnitt) verwendet.

$$I_F = \begin{cases} \frac{1}{r_F} \cdot (U_F - U_S) & U_F > U_S \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (18)$$

U_S : Schließenspannung, $r_F = \frac{\Delta U_F}{\Delta I_F}$: differentieller Widerstand

- ▶ U_S und r_F abhängig von

Thermisches Verhalten

- ▶ Kenngrößen und Kennlinien von Dioden stark temperaturabhängig
z.B. Schliessspannung, Sperrstrom, differentieller Widerstand, Kapazitäten
- ▶ Steigende Temperatur erhöht Ladungsträgerdichte im HL und damit Sperr- und Durchlassstrom
- ▶ Sperrstrom:

$$I_R(T) = I_R(T_0) \cdot e^{C_R(T-T_0)} \quad (19)$$

$$C_R = C_R(T) = \frac{e \cdot \Delta W}{2kTT_0} \approx \frac{e \cdot \Delta W}{2kT_0^2}$$

$\Delta W = E_G$: Bandabstand

Temperaturbeiwert bei $T_0 = 300K$	
Silizium	$C_R = 0,07/K$
Germanium	$C_R = 0,05/K$

Wie ändert sich der Sperrstrom einer Si-Diode bei Temperaturerhöhung um 33 °C?

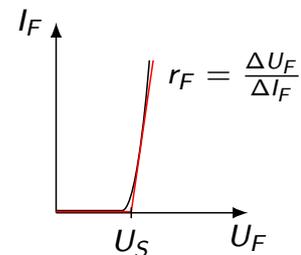
$$I_R(333 K) =$$

Eine Temperaturerhöhung von 33 °C

Verluste

- ▶ setzen sich aus Sperr- und Durchlassverlusten zusammen
- ▶ Sperrverluste bei niedrigen Frequenzen vernachlässigbar
- ▶ Verlustleistung folgt aus idealisierter Kennlinie $U_F = U_S + r_F I_F$

$$P_F = U_F \cdot I_F = U_S I_F + r_F I_F^2 \quad (20)$$



- ▶ Verlustleistung → Erwärmung → Sperrschichttemperatur ϑ_J
- ▶ Datenblatt: maximale Sperrschichttemperatur $\vartheta_{J \max}$ oder maximale Verlustleistung P_{\max} (bei bestimmter Umgebungstemperatur ϑ_A)

$$\vartheta_J = P_F(R_{th JC} + R_{th CA}) + \vartheta_A \quad \Leftrightarrow \quad P_F = \frac{\vartheta_{J \max} - \vartheta_{A \max}}{R_{th JC} + R_{th CA}} \quad (21)$$

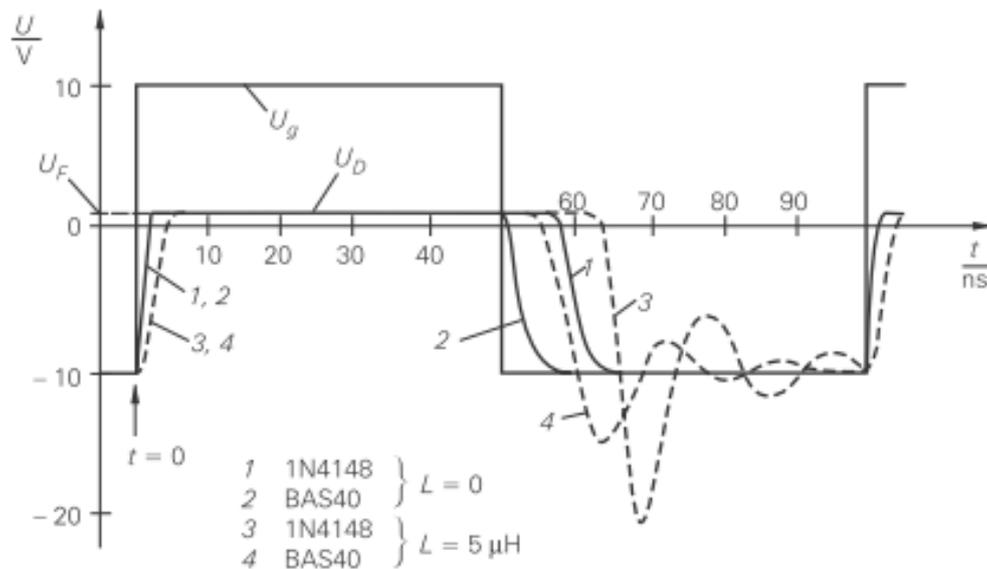
Berechnen Sie die max. Verlustleistung der Diode 1N4148 bei 60 °C Umgebungstemperatur.

Aus Datenblatt: $P_{\max} = \dots\dots\dots$ (bei 25 °C), $\vartheta_{J \max} = \dots\dots\dots$

$$R_{th} =$$

$$P_{\max}(\vartheta_A = 60 \text{ °C}) =$$

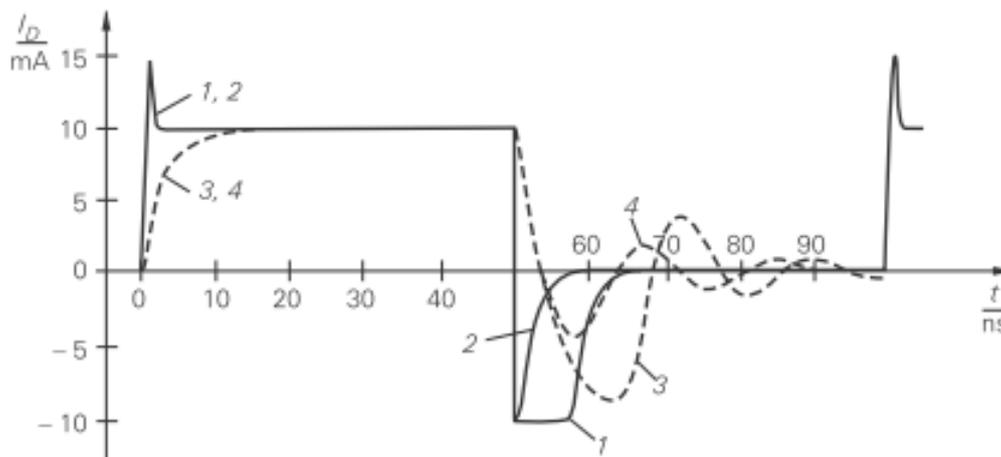
Schaltverhalten: Spannungen



Schaltverhalten einer Kleinsignal- und einer Schottky-Diode bei R- und RL-Last [TSG16]

- ▶ U_F auf Schleusenspannung begrenzt, begrenzte Flankensteilheit wegen Kapazität
- ▶ R-Last: beim Ausschalten fließt wegen Kapazität zunächst Entladestrom in umgekehrter Richtung und Spannung sinkt auf Sperrspannung ab.
- ▶ RL-Last: Kapazität und Last bilden beim Ausschalten Reihenschwingkreis
→ Strom und Spannung als gedämpfte Schwingung

Schaltverhalten: Ströme



Schaltverhalten einer Kleinsignal- und einer Schottky-Diode bei R- und RL-Last [TSG16]

- ▶ Bei R-Last tritt beim Einschalten Stromspitze auf, die durch Kapazität der Diode verursacht wird. Die Spannung steigt während dessen auf die Flussspannung an.
- ▶ Bei RL-Last dauert Einschaltvorgang länger, da Stromanstieg durch L begrenzt wird, Zeitkonstante $T = L/R$

Kenngößen - Spannungen, Ströme und Widerstände I

Durchlassspannung U_F

- = Schleusenspannung, Schwellspannung, forward voltage
- ▶ Oberhalb U_F ist Diode im Durchlassbetrieb (niederohmig), unterhalb sperrt sie (hochohmig)
- ▶ Temperaturabhängig

Max. Strom in Durchlassrichtung $I_{F \max}$

- ▶ Bei Erreichen des max. Stromes in Durchlassrichtung tritt max. Verlustleistung auf und Diode wird zerstört.
- ▶ Durch maximale Stromdichte im HL-Kristall und thermischen Widerstand $R_{th \text{ JA}}$ gegeben.
- ▶ Max. Stromdichte liegt in der Größenordnung von 100 A/cm^2
- ▶ Gleichstrom: $I_{F \max}$
Wechselstrom: $I_{FM \max}$ für $f > 20 \text{ Hz}$

Kenngößen - Spannungen, Ströme und Widerstände II

Sperrspannung U_R

- = cut-off voltage, Durchbruchspannung
- ▶ Bei Überschreiten geht Diode vom Sperr- in Durchbruchbereich über und wird leitend
- ▶ dies kann die Diode zerstören; spezielle Dioden (z.B. Z-Diode) sind dafür ausgelegt
- ▶ Gleichspannung: U_R
Wechselspannung: U_{RM} Spitzensperrspannung (peak-reverse voltage), Spitzenwert, $f > 20 \text{ Hz}$
Stoßspitzensperrspannung: U_{RSM} bei Leistungsdioden für einmaligen Impuls

Sperrstrom I_R

- = cut-off current
- ▶ kleiner Strom in Sperrrichtung
- ▶ Abhängig von Sperrspannung und Temperatur

Bahnwiderstand R_B

- ▶ Beschreibt ohmschen Widerstand der Halbleiterschichten und elektrischen Anschlüsse.
- ▶ wirkt wie ein Serienwiderstand, verändert die exponentielle Kennlinie
- ▶ Bei Kleinsignaldioden im Ohmbereich, für Leistungsdioden im Milliohmbereich.

Kenngrößen - Thermisches Verhalten

Temperaturgrenzen, ϑ_J

- ▶ Halbleiterbauelemente sind temperaturempfindlich. Bei hohen Temperaturen (200 °C) wird die Kristallstruktur zerstört
- ▶ Dies kann schon beim Einlöten passieren

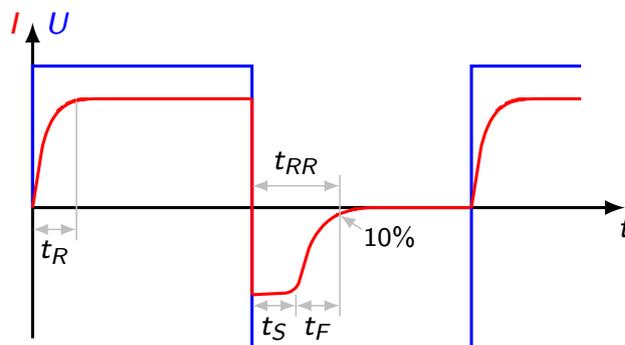
Max. Verlustleistung, P_{tot}

- ▶ Wenn in Durchlassrichtung ein hoher Strom I_F fließt und gleichzeitig eine Spannung U_F anliegt, entsteht an der Diode eine Verlustleistung. Diese entsteht im Kristall und muss über das Gehäuse und eventuelle Kühlkörper nach außen geführt werden.
- ▶ zugehöriger Grenzwert: Verlustleistung P_{tot} (dissipation power)
- ▶ durch max. Sperrschichttemperatur und Wärmewiderstand bestimmt, abhängig von Umgebungstemperatur

Wärmewiderstand, R_{th}

...

Kenngrößen - Zeitliches Verhalten



Anstiegszeit T_R (Rise Time)

Zeitspanne, bis Strom auf Durchlassstrom angestiegen ist

Speicherzeit T_S (Storage Time) Umgekehrter Strom bis Ladungsträger aus Diffusionskapazität ausgeräumt, kaum Stromrückgang

Abfallzeit T_F (Fall Time) Nach Speicherzeit wird Restladung aus Sperrschichtkapazität ausgeräumt, Strom klingt exponentiell ab mit $t_F \approx C_S R \cdot \ln 10$

C_S Sperrschichtkapazität, R wirksamer Entladewiderstand

Sperrverzögerungszeit, t_{RR} (Reverse Recovery Time, Rückwärtserholungszeit, Ausräumzeit)

Zeitspanne vom Nulldurchgang bis Strom auf 10% des Maximalwertes abgenommen hat

Kenngrößen - Kapazitäten I

Sperrschichtkapazität, C_S

- ▶ In Sperrschicht stehen sich positive und negative Ladungen gegenüber (Plattenkondensator)
- ▶ Beeinflusst wechselstrommässiges Verhalten im Sperrbetrieb
- ▶ abhängig von Dicke $d = d(U)$, Fläche A und Dotierungsgrad der Sperrschicht.
Es gilt näherungsweise $C_S \approx \epsilon \frac{A}{d}$, also $C_S = C_S(U)$
- ▶ abhängig von Beträgt typisch einige pF

Kenngrößen - Kapazitäten II

Diffusionskapazität, C_D

- ▶ entsteht durch im PN-Übergang eingespeicherte Diffusionsladung, nur in Durchlassrichtung
- ▶ verantwortlich für Speicherzeit der Diode, stark abhängig von
- ▶ Im Durchlassbetrieb wird PN-Übergang mit Ladungsträgern überschwemmt.
Majoritätsträger wandern ins Gebiet entgegengesetzter Dotierung und halten sich dort als Minoritätsträger bis zur Rekombination kurz auf.

$$C_D \approx \tau_T \frac{I_D}{n \cdot U_T} \quad (22)$$

Transitzeit τ_T = Lebensdauer der Minoritätsträger

- ▶ Bei Sperrspannungen kaum freie Ladungen in der Nähe der Sperrschicht, nur sehr geringer Sperr sättigungsstrom I_S , daher C_D bei $U < U_S$ vernachlässigbar
- ▶ Auch in Durchlassrichtung (keine Sperrschicht als Dielektrikum) werden freie Ladungsträger in Bahngebieten gespeichert (Diffusionsladungen), die bei Spannungsänderung auf- oder abgebaut werden. Diese Ladungen sind proportional zum Stromfluss
- ▶ wesentlich größer als Sperrschichtkapazität (100pF bis 100nF)

Vergleich von Germanium- und Siliziumdioden

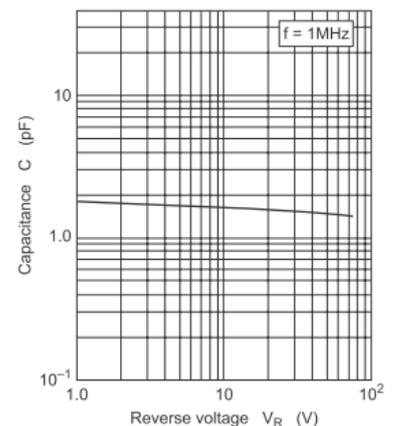
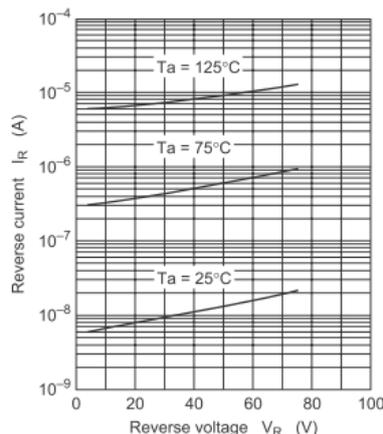
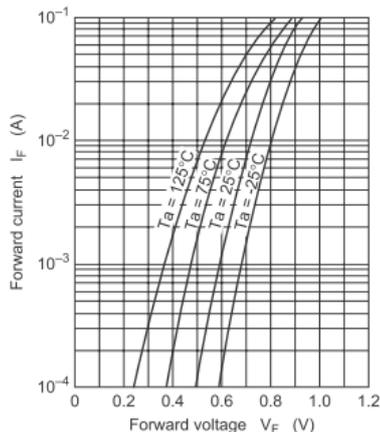
Kenngröße	Germaniumdiode	Siliziumdiode
Schwellwert der Durchlaßspannung	~ 0,3V	~ 0,7V
Stromdichte	0,8A/mm ²	1,5A/mm ²
Maximale Betriebstemperatur	~75 °C	~150 °C
Wirkungsgrad	95%	99%
Spitzensperrspannung	30... 120V	100... 2000V
Temperaturkonstante (300K)	0,05/K	0,07/K

Kleinsignaldiode - 1N4148

- ▶ Kleinsignaldiode, Silizium
- ▶ Niedrige Kapazität, $C \leq 4\text{pF}$
- ▶ Kurze Rückwärtserholzeit, $t_{RR} \leq 4\text{ns}$

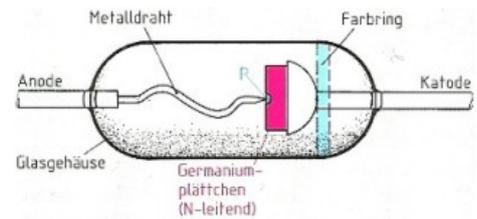


Peak reverse voltage	V_{RM}	100	V
Reverse voltage	V_R	75	V
Average rectified current	I_O	150	mA
Peak forward current	I_{FM}	450	mA
Non-Repetitive peak forward surge current	I_{FSM}	1	A
Power dissipation	P_d	500	mW
Junction temperature	T_j	200	°C

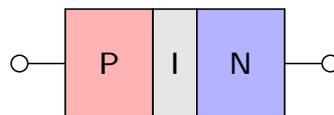


Spitzendiode

- ▶ Aufbau: n-dotiertes Ge-Plättchen mit federnd aufgesetzter Metallspitze.
Kurzer Stromstoß verschweißt Spitze mit Ge-Kristall.
Es bildet sich fast punktförmiger pn-Übergang
- ▶ sehr kleine Sperrschichtkapazität ($< 1\text{pF}$)
- ▶ nur kleine Durchlassströme ($I_F < 100\text{mA}$)
- ▶ Anwendung: Hochfrequenz-Gleichrichtung, schnelle Schaltdiode

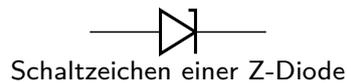


Leistungsdiode

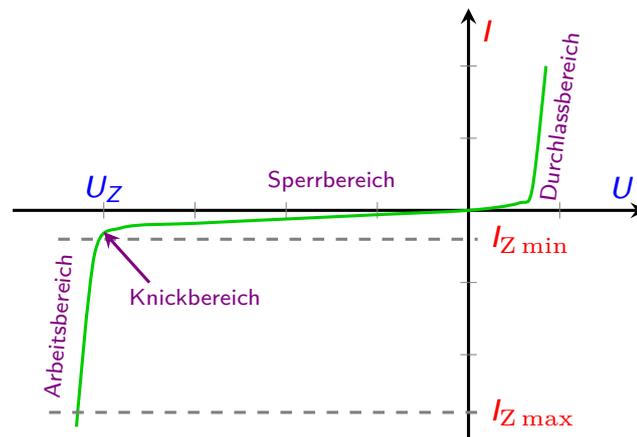
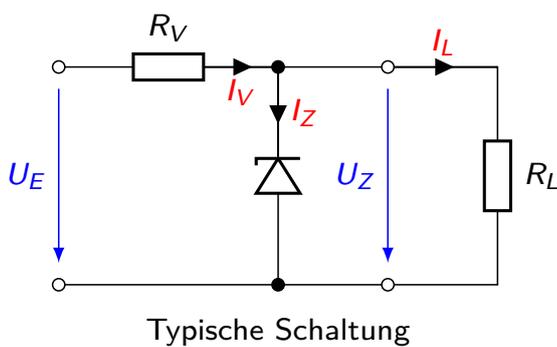


- ▶ Aufbau: Si-Halbleiter, zur besseren Wärmeableitung im Metallgehäuse zur direkten Montage auf Blech oder Kühlkörper
- ▶ Durchlassrichtung: hohe Ströme \rightarrow großer Querschnitt und hohe Dotierung
Letztere reduziert sperrbare Spannung \rightarrow niedrig dotierte Schicht zwischen hoch dotierten p- und n-Halbleiter verbreitert Sperrschicht.
- ▶ I-Schicht (intrinsic, eigenleitend): Dotierungsgrad so gering, dass man von eigenleitendem Material sprechen kann
- ▶ Sperrspannungen im kV-Bereich, Sperrströme im kA-Bereich, Wirkungsgrad bis 99,5 %
- ▶ Anwendung:

Z-Diode, Zenerdiode



- ▶ Betrieb im Sperrbereich. Ab bestimmter (Zener-)Spannung U_Z wird Diode niederohmig, Strom steigt steil an. Dieser Anstieg führt zum Spannungsabfall am Vorwiderstand und begrenzt Spannung an Z-Diode und Last.
- ⇒ Last parallel zur Z-Diode erhält annähernd konstante Spannung
- ▶ Anwendungen:



Z-Diode - Temperaturverhalten

- ▶ Zener-Effekt (dominiert bei $U_Z < 5V$): Aufreißen der Bindungen durch hohe Feldstärke. Temperaturerhöhung verstärkt den Effekt, leicht negativer Temperaturkoeffizient
- ▶ Avalanche-Effekt/Lawineneffekt (dominiert bei $U_Z > 7V$): vorhandene, freie Elektronen werden stark beschleunigt und reißen andere Elektronen aus ihren Bindungen, Temperaturerhöhung bremst den Effekt, positiver Temperaturkoeffizient
- ▶ Die Zenerspannung ist temperaturabhängig:

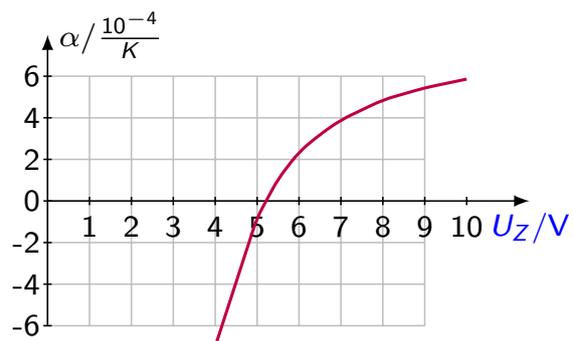
$$U_Z(\vartheta) = U_Z(\vartheta_0) \cdot (1 + \alpha(\vartheta - \vartheta_0)) \quad (23)$$

oft $\vartheta_0 = 300\text{ K}$, $\alpha = \frac{dU_Z}{d\vartheta}$ Temperaturkoeffizient

- ▶ Typische Werte für α :

$\alpha \approx -6 \cdot 10^{-4}/\text{K}$	für $U_Z = 3,3\text{ V}$
$\alpha \approx 0$	für $U_Z = 5,1\text{ V}$
$\alpha \approx 10^{-3}/\text{K}$	für $U_Z = 47\text{ V}$

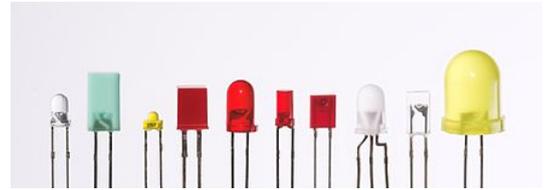
⇒ Einfluss bei $U_Z \approx 5,1\text{ V}$ am geringsten, ggf. mehrere Z-Dioden in Reihe
In verschiedenen Fachbüchern variiert dieser Wert



Leuchtdiode



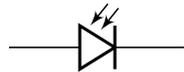
Schaltzeichen einer LED



- ▶ LED - Light Emitting Diode, Lumineszenzdiode
- ▶ Strom in Durchlassrichtung → LED strahlt Licht, IR- oder UV-Strahlung aus
- ▶ Wie bei normaler Diode wird Grenzschicht mit Ladungsträgern überschwemmt. Bei Rekombination Abgabe von Energie in Form eines Lichtblitzes
- ▶ Anwendungen: Anzeige (Power on, 7-Segment), Beleuchtung, Signalsender (Fernbedienung)
- ▶ LED dürfen eine maximale Sperrspannung nicht überschreiten, z.B. 6V (siehe Datenblatt), daher unbedingt auf richtige Polung achten
- ▶ Kathode: Abflachung am Gehäusesockel, kürzerer Anschluss (Kathode - Kante - kurz)
- ▶ nur geringe Ströme nötig, wenig Verlustwärme (Verglichen mit Glühlampen)

Material/Dotierung	Farbe	Wellenlänge	Spannung U_F
GaAs:Si	infrarot	930nm	1,2V
GaAs:P	rot	655nm	1,6V
GaAsP:N	orange	625nm	1,6V
GaAsP:P	gelb	590nm	1,8V
GaP:N	grün	555nm	1,8V
GaN	blau	465nm	3V

Fotodiode

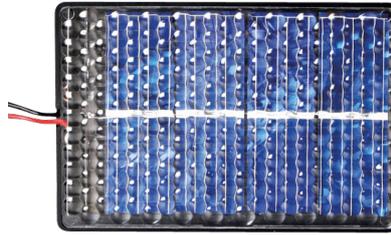


Schaltzeichen einer Fotodiode

- ▶ Bei einfallendem Licht (oder anderer Strahlung) entstehen durch Generation freie Ladungsträger (Elektronen und Löcher)
- ⇒ Die freien Ladungsträger erhöhen den Sperrstrom proportional zur Lichtintensität
- ▶ Anwendung:

Solarzelle

- ▶ Solarzellen sind Halbleiterdioden (Fotodiode). Obere Schicht sehr dünn → Sonnenlicht dringt bis in die Grenzschicht. Dieses führt dort zu Generation. Durch die ortsfesten Ladungen werden die Paare getrennt. Die N-Schicht erhält einen negativen Ladungsüberschuß, die P-Schicht erhält einen positiven Ladungsüberschuß.



- ▶ Bauart: photovoltaische Scheiben, die zu Solarmodulen mit Stromanschlüssen und Schutzschicht zusammengefaßt werden.
- ▶ Silizium oder Galliumarsenid
- ▶ Si-Solarzellen liefern etwa 0,5V und können je cm^2 einen Strom von etwa 20mA aufrechterhalten.
- ▶ Anwendungen: Solar-Taschenrechner, Uhr, Parkscheinautomat, Energieversorgung im kW-Bereich

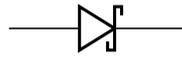
Kapazitätsdiode



Schaltzeichen einer Kapazitätsdiode

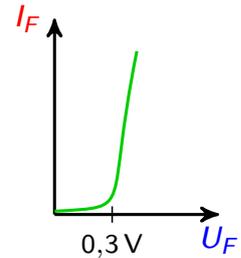
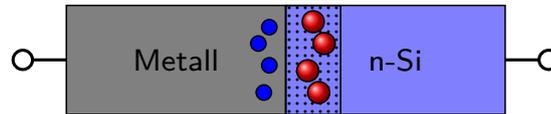
- ▶ wird als *einstellbare* Kapazität genutzt
- ▶ Raumladungszone am pn-Übergang entspricht Dielektrikum.
Bei Erhöhung der Sperrspannung wird Raumladungszone breiter und Kapazität kleiner.
 $C = C(U_R)$
- ▶ Sperrschichtkapazität stellt spannungsabhängigen Kondensator für Kleinsignale dar
- ▶ Betrieb in Sperrrichtung!
- ▶ Anwendung:

Schottky-Diode



Schaltzeichen einer Schottky-Diode

- ▶ Schottky-Diode hat Metall-Halbleiter-Übergang
- ▶ Elektronen gelangen leichter vom n-Silizium in Metallschicht als umgekehrt → so entsteht in Silizium-Schicht ein Elektronen verarmter Bereich (Schottky-Sperrschicht).



- ▶ Ladungstransport nur durch Elektronen → schnelles Schalten. (Beweglichkeit von Elektronen ist größer als von Löchern)
- ▶ Keine Löcher vom Metall in Si, daher keine Ladungsträger im Bahngebiet. Keine Diffusionskapazität. Störende Speicherzeit im Schaltbetrieb entfällt.

+

Anwendungen - Übersicht

Gleichrichtung aus Wechselspannung wird Gleichspannung erzeugt

Verpolungsschutz elektronische Schaltung wird bei falscher Polung der Betriebsspannung gegen Schäden geschützt

Spannungsstabilisierung Trotz Schwankungen der Betriebsspannung oder Last sollen an bestimmten Stellen Spannungspotenziale konstant gehalten werden

Sensortechnik bei manchen Dioden sind die elektrischen Eigenschaften von bestimmten physikalischen Größen abhängig. Dadurch lassen sich diese Dioden als Sensor für diese Größen einsetzen, z.B. Fotodiode im Rauchmelder

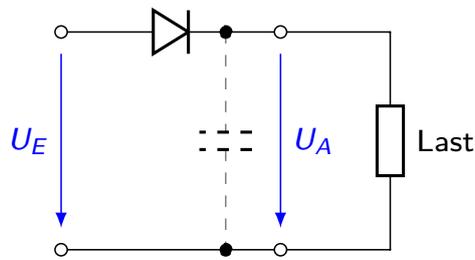
Freilaufdiode zur Reduktion von Stromspitzen beim Schalten von Induktivitäten

Spannungserhöhung Spannungsverdoppler und -vervielfacher, Hochsetzsteller

Spannungsreduzierung Tiefsetzsteller

...

Gleichrichtung – Einweg-Gleichrichter

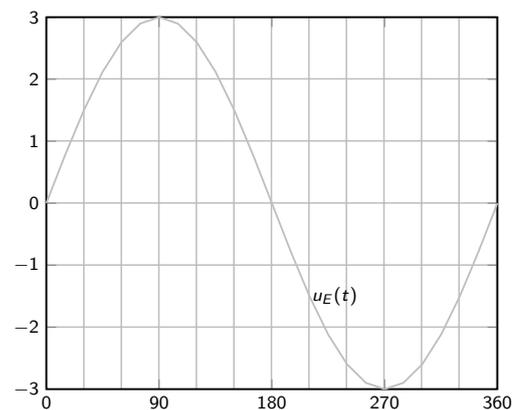
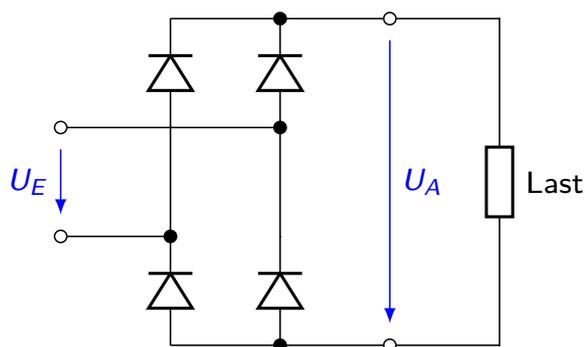


- ▶ Diode lässt nur Strom in Durchlassrichtung durch.
- ⇒ Beim Anlegen einer Wechselspannung werden positive Halbwellen durchgelassen, negative Halbwellen jedoch gesperrt.
- ▶ i.d.R. Glättung mit Kondensatoren
 - Energieverlust der neg. Halbwellen
- ▶ Achtung, funktioniert nicht bei höheren Frequenzen!

Welche Spannung erhält man bei Einweg-Gleichrichtung einer 3V Wechselspannung mit Si-Diode und Glättungskondensator?

$$U =$$

Gleichrichtung – Brücken-Gleichrichter



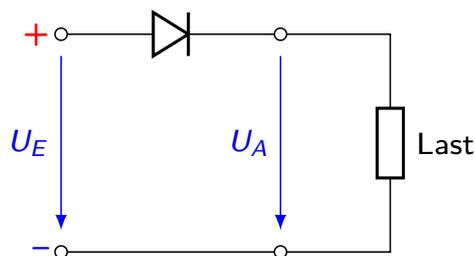
- + Beide Halbwellen werden genutzt
- Doppelte Schleusenspannung wirksam
- ▶ Schaltung als integriertes Bauelement, siehe [Conrad](#)

Verpolungsschutz I

- ▶ verhindert, dass eine elektronische Schaltung durch Anlegen einer Versorgungsspannung falscher Polarität Schaden nimmt
- ▶ Sinnvoll bei jeder Schaltung, die mit Gleichspannung betrieben wird.
- ▶ Bei Schaltungen, die mit Wechselspannung betrieben werden, keine Polungsabhängigkeit.
- ▶ Mechanischer Schutz: Schutz *gegen* Verpolung
Elektronischer Schutz: Schutz *bei* Verpolung

Verpolungsschutz II

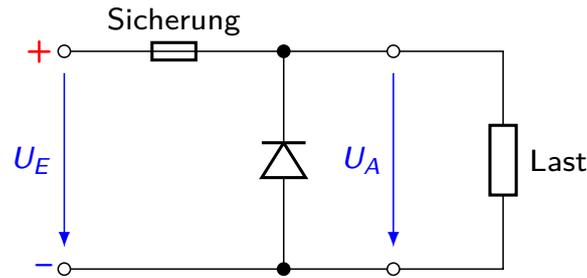
Diode in Reihe zur Versorgung



- ▶ Richtige Polung (Diode in Durchlassrichtung): Strom kann fließen.
Spannungsabfall an Diode (Silizium 0,6 V, Schottky 0,3 V) → Verlustleistung
Spannungsabfall vermindert Betriebsspannung für nachfolgende Schaltung.
- ▶ Falsche Polung (Diode in Sperrrichtung): es kann kein Strom in die Schaltung fließen → Schaltung geschützt
- ▶ Diode muss für Spitzenstrom der Schaltung ausgelegt sein.

Verpolungsschutz III

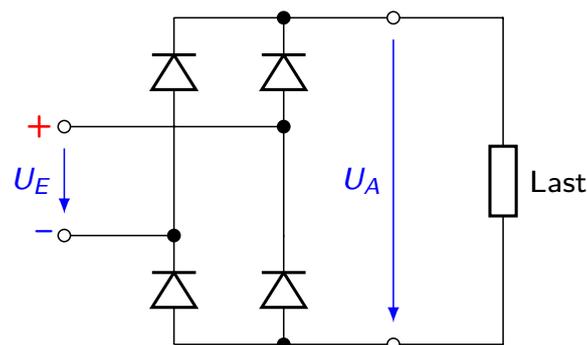
Diode parallel zur Versorgung



- ▶ Diode parallel zur Versorgungsspannung
- ▶ Richtige Polung (Diode in Sperrichtung): kein Strom durch Diode, folgende Schaltung hat volle Betriebsspannung
- ▶ Falsche Polung (Diode in Durchlassrichtung): Diode schaltet Versorgungsspannung kurz. Dadurch nur noch Schleusenspannung an nachfolgender
- ▶ Sicherung schützt Diode und Netzteil vor Kurzschlussstrom

Verpolungsschutz IV

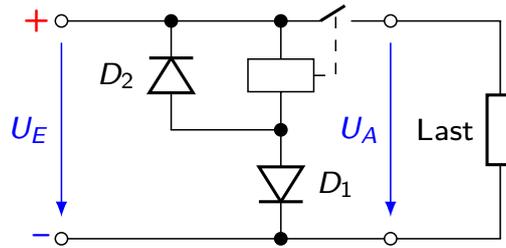
Brückengleichrichter als Verpolungsschutz



- ▶ Versorgungsspannung kann in beliebiger Polarität angeschlossen werden; Brückengleichrichter realisiert richtige Polung für Nachfolgeschaltung
- Versorgungsspannung wird um doppelte Schleusenspannung der Dioden reduziert.
- ▶ Dioden müssen für Spitzenstromverbrauch der Schaltung ausgelegt sein.

Verpolungsschutz V

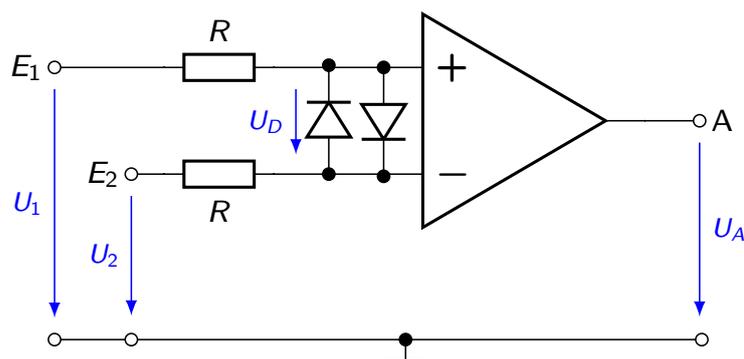
Dioden-Relais Schutzschaltung



- ▶ Richtige Polung: Relais schaltet Versorgungsspannung an Nachfolgeschaltung durch
- ▶ Falsche Polung: D_1 sperrt, Relais öffnet Kontakt, Folgeschaltung stromlos
- ▶ Freilaufdiode D_2 parallel zum Relais reduziert Induktionsspannung beim Schalten des Relais
- + Vermeidung eines Spannungsabfalls, Last bekommt volle Versorgungsspannung
- + Verlustleistung sehr gering, da nur die Relaisspule etwas Strom verbraucht

Spannungsbegrenzung

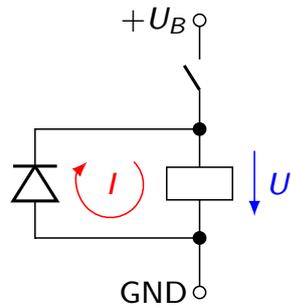
- ▶ Viele Schaltungen nur für bestimmte Maximalspannung ausgelegt, z.B. Eingänge von Operationsverstärkern, ICs, Mikrocontrollern



Komparator mit Diodenschutzbeschaltung am OP-Eingang.

- ▶ Dioden verhindern zu hohe Differenzeingangsspannung U_D am OP-Eingang.
- ▶ Widerstände begrenzen Strom, falls $|U_1 - U_2| > |U_D|$

Freilaufdiode



Induktive Last mit Freilaufdiode

- ▶ Damit Strom durch induktive Last (Motor, Relaisspule) nach Abschalten der Spannung (Öffnen des Schalters) weiter fließen kann bzw. Spannungsspitzen durch Induktion vermieden werden, wird antiparallel zur Stromflussrichtung durch die Last eine Diode angeschlossen. Freilaufdiode muss kurzzeitig Laststrom verkraften.
- ▶ Schalter geschlossen: Last von außen mit Energie versorgt
Diode in Sperrichtung \rightarrow Sperrspannung \geq maximale Spannung an der Last
- ▶ Schalter offen: Diode in Durchflussrichtung hält Strom durch Last aufrecht, vermeidet induktive Spannungsspitzen, die zur Zerstörung anderer Bauteile oder Problemen in der Schaltung führen können (Lichtbogen am Schalter)

Stabilisierung einer Referenzspannung

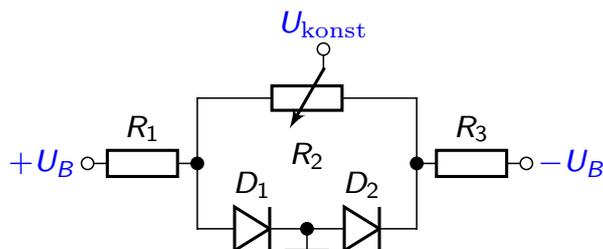
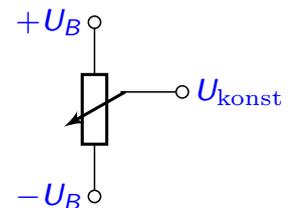
Referenzspannung $\hat{=}$ stabil, kaum belastet

Gesucht: Einstellbare, stabile Spannung $U_{\text{konst}} \in [-0,5V, 0,5V]$
mit $U_B \gg \pm 0,5V$,
z.B. zur Offset-Kompensation eines OP

Idee: Ohmscher Spannungsteiler

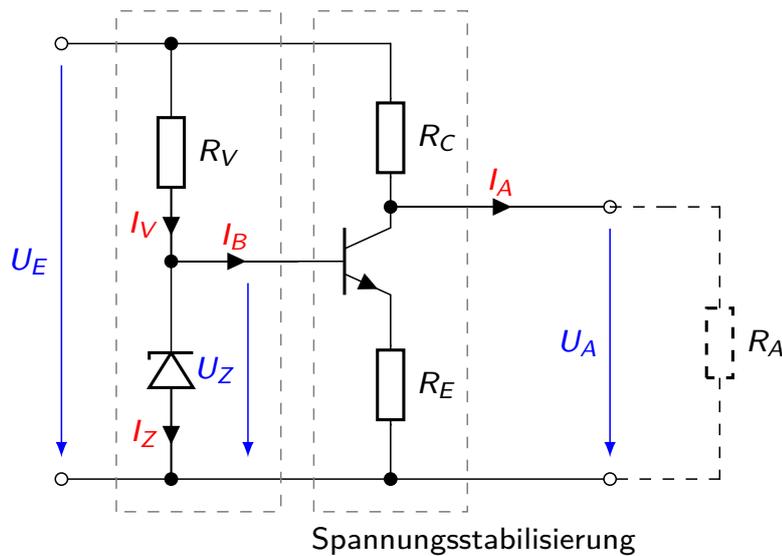
Problem:

Lösung:



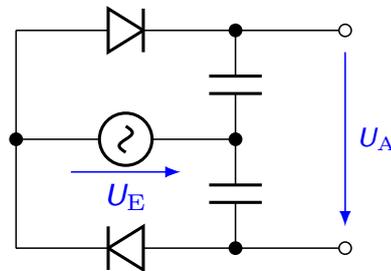
Erweiterte Spannungsstabilisierung

- ▶ Neben obiger einfachen Stabilisierungsschaltung kommen auch erweiterte Stabilisierungsschaltungen mit Z-Diode und Transistoren zum Einsatz.
- + geringere Verlustleistung, bessere Stabilisierung



- ▶ Auch als integriertes Bauteil (IC) erhältlich, z.B. 7805 (3 Pins: Input, Output __, GND)

Spannungsverdoppler: Delon-Schaltung



- ▶ Aus kleinerer Wechselspannung wird höhere Gleichspannung erzeugt, als mit herkömmlicher Gleichrichtung möglich
- ▶ Jede Halbwelle wird separat in Einwegschtaltung gleichgerichtet
- ▶ Man erhält zwei gleich große positive und negative Spannungen
- ▶ Addition/Reihenschaltung ergibt doppelte Gleichspannung

$$U_A \approx$$

(26)

- ▶ Nur für kleine Leistungen
- kein Massebezug zwischen Wechsel- und Gleichspannung

Literatur, Vertiefung - Dioden

Diodentypen: <http://rn-wissen.de/wiki/index.php/Diode>

Kurcz KurczFlorian Kurcz, Elektrische Bauelemente (Kapitel 4.2 - Gleichricht- und Schaltdioden), www.kurcz.at/downloads/bauteile.pdf

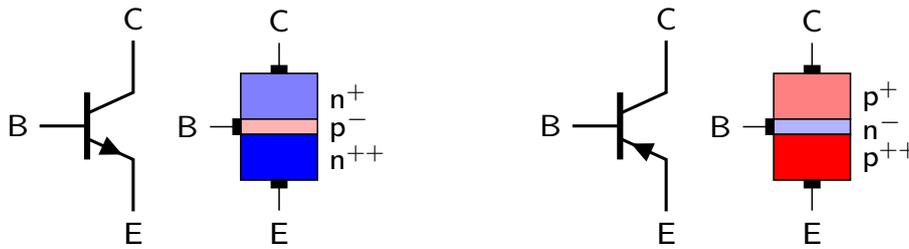
PHYSIK www.leifiphysik.de/elektronik/halbleiterdiode

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - Diode, olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

Bipolartransistor

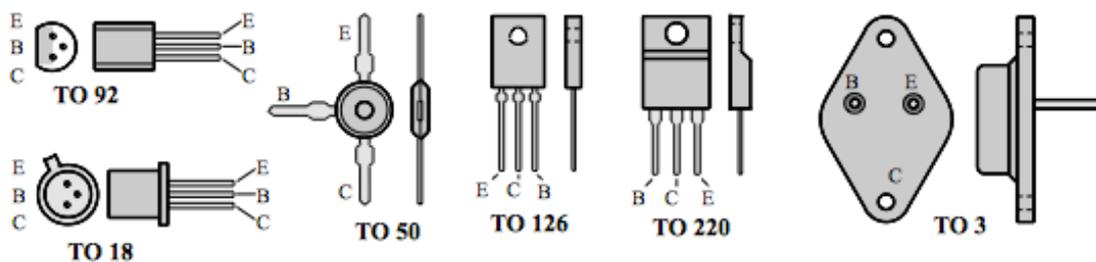
- = Bipolar junction transistor (BJT)
- ▶ Verstärkerbauelement, hat Verstärkerröhre abgelöst
- ▶ transfer resistor: veränderbarer Durchgangswiderstand
- ▶ Anwendung: Verstärker (analog) und elektronischer Schalter (digital)
- ▶ Bipolar: Eigenschaften abhängig von beiden Ladungsträgerarten (Elektronen und Löcher)
Vgl. Unipolar- / Feldeffekttransistor: el. Verhalten nur von Majoritätsträgern bestimmt
- ▶ Allgemeiner (Über-)Begriff Transistor bezeichnet meist Bipolartransistor

Aufbau



- ▶ Reihenschaltung von zwei gegeneinander gepolten pn-Übergängen mit gemeinsamer, sehr dünner Schicht
- ▶ pn-Übergänge müssen näher als Diffusionslänge aneinander sein, Ströme in beiden pn-Übergängen abhängig von beiden Spannungen (\neq zwei getrennte Dioden)
- ▶ Emitter – am höchsten dotiertes Gebiet (emittere, lat. = aussenden)
Basis – sehr dünn, niedrig dotiert
Kollektor – hochdotiert, große Fläche (collecta, lat. Sammlung)
- ▶ Schichtfolge/Typen: npn oder pnp
- ▶ Prinzip: kleiner Steuerstrom auf BE-Strecke führt zu Veränderungen der Raumladungszonen im Inneren des BJT und kann dadurch großen Strom auf CE-Strecke steuern.

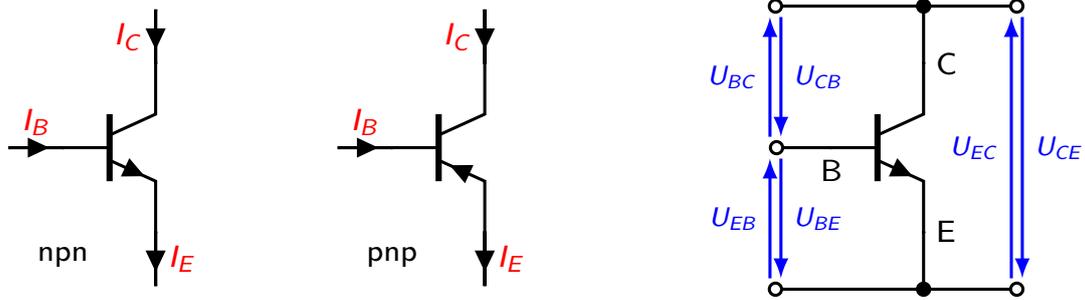
Bauart



Gehäuseformen und Anschlussbelegungen [EIKurs]

- ▶ Größter Anteil an Verlustwärme entsteht in Kollektorzone
- ▶ Bauart so, dass Kollektorzone besonders gut gekühlt wird (Kühlkörper oft an C)
- ▶ Paare von npn- und pnp-Transistoren nennt man komplementär, wenn elektrische Daten bis auf Vorzeichen ähnlich sind.
→ Einsatz z. B. in Gegentaktschaltungen wie Verstärker-Endstufen, um Verzerrungen niedrig zu halten.

Zählrichtungen



Zählrichtung der Ströme und Spannungen beim Transistor

► Zählrichtung für Ströme

(Manchmal unterschiedliche Darstellungen in Literatur, z.B. pos. Richtung zum Transistor hin, $I_E + I_B + I_C = 0$ [TSG16])

$$I_E = I_C + I_B$$

(27)

► Spannungsrichtung entspricht Reihenfolge der Indizes

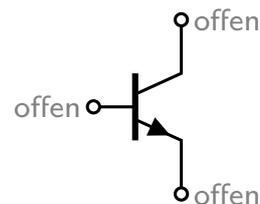
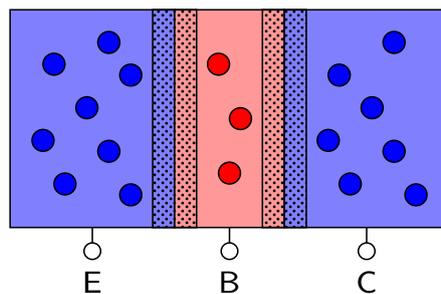
$$U_{BE} = -U_{EB}$$

$$U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$$

(28)

Funktion I

Ohne äußere Spannung



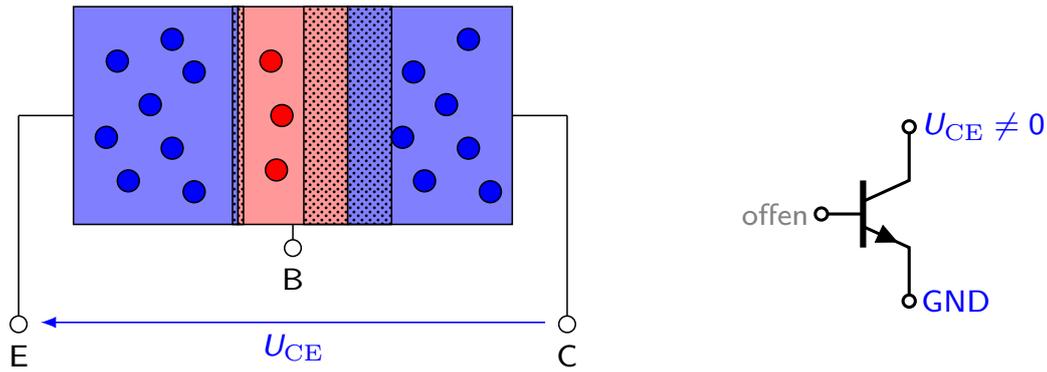
► Freie Ladungsträger diffundieren ins Nachbargebiet → Rekombination

⇒ Es bilden sich zwei Sperschichten (keine freien Ladungsträger)

Der Transistor ist

Funktion II

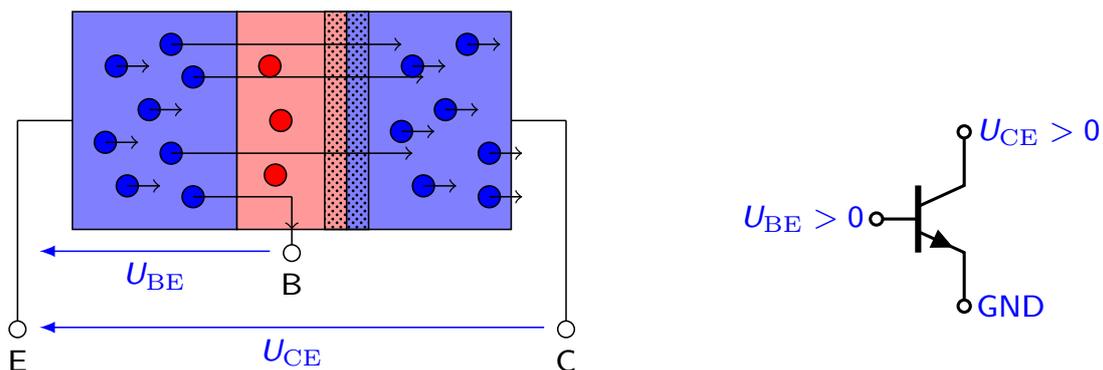
C und E angeschlossen, $I_B = 0$



- ▶ Nun Spannung am Ausgang ($U_{CE} > 0$), Eingang/Basis noch offen
- ⇒ einer von beiden pn-Übergängen in Sperrrichtung → nur kleiner Sperrstrom
- größere Spannung U_{CE} würde eine Sperrschicht verkleinern und die andere vergrößern.

Funktion III

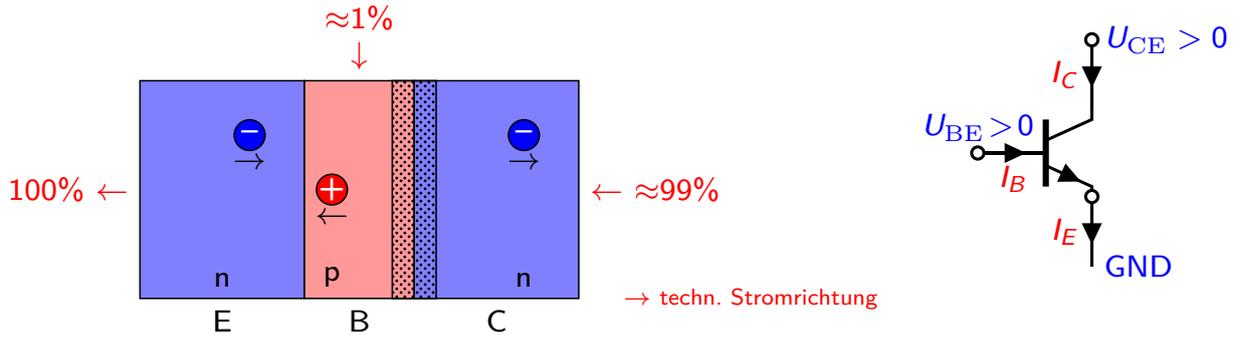
B angeschlossen, $I_B > 0$



- ▶ Durch angelegte Spannung U_{BE} schaltet BE-Übergang durch, so dass Defektelektronen von B nach E und Elektronen von E nach B injiziert werden.
- ▶ Im E-Gebiet rekombinieren Defektelektronen mit Elektronen
- ▶ In sehr dünner, schwach dotierter Basis rekombinieren nur wenige Elektronen ($< 1\%$), sondern diffundieren in BC-Sperrschicht
Starkes elektrisches Feld von U_{CE} bewirkt dort Beschleunigung zum Kollektor
- ⇒ Kleiner I_B bewirkt großen I_C , also

Funktion IV

Stromverstärkung



- ▶ $I_E = I_B + I_C$
- ▶ Verhältnis $B = I_C / I_B$ nennt man *statische* Stromverstärkung
 $B = 4 \dots 1000$
- ▶ Im Kleinsignalbereich *dynamische* Stromverstärkung β
- ▶ Stromverstärkung näherungsweise linear, daher $\beta \approx B$

Betriebsbereiche

- ▶ Transistor hat zwei pn-Übergängen, die durch Anlegen entsprechender Spannungen unabhängig voneinander sperren oder durchschalten
- ⇒ Vier Betriebsbereiche je nach Zustand des BE- und BC-Übergangs:

Betriebsbereich	Emitterübergang	Kollektorübergang
Aktiver Bereich	Durchlasszustand	Sperrzustand
Sperrbereich	Sperrzustand	Sperrzustand
Sättigungsbereich	Durchlasszustand	Durchlasszustand
Inverser Bereich	Sperrzustand	Durchlasszustand

Aktiver Bereich (Normalbetrieb, forward region) Transistor arbeitet als

.....

Sperrbereich (cut-off region) beide Übergänge gesperrt, geringe Sperrströme

→

Sättigungsbereich (Übersteuerungsbereich) beide Übergänge leitend

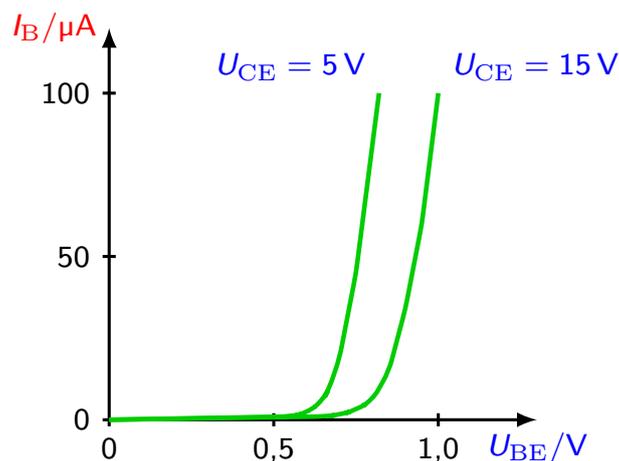
→

Inverser Betrieb (reverse region) E und C vertauscht. Unterschiedliche Dotierung von E und C
→ anderes elektrisches Verhalten. In der Praxis selten.

Kennlinien - Kennlinienfelder

- ▶ Kennlinie: grafische Darstellung zweier voneinander abhängiger Größen
- ▶ Kennlinienfeld: mehrere Kennlinien des gleichen Typs mit unterschiedlichen Parametern.
Zur Vereinfachung wird auch hier der Begriff Kennlinie benutzt
- ▶ Zur Beschreibung des Transistor verwendet man vier Kennlinien(-felder):
Eingangs-, Ausgangs-, Stromsteuer- und Spannungsrückwirkungskennlinie.
- ▶ Vierquadrantenkennlinie: die vier Kennlinien werden gemeinsam dargestellt
- ▶ Für die Kennlinien(felder) wird stets die Emitterschaltung zu Grunde gelegt

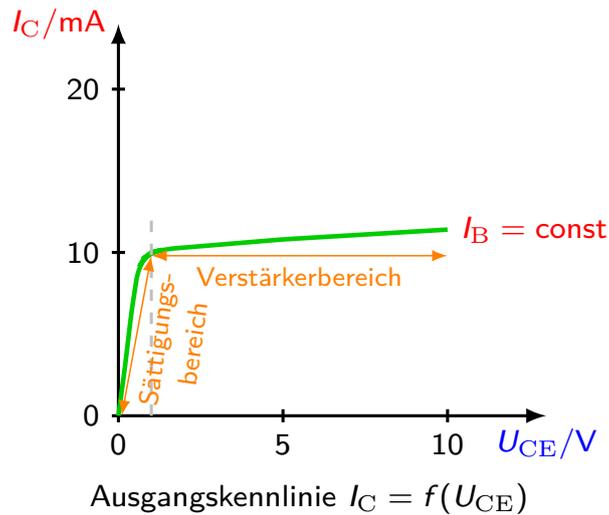
Kennlinien - Eingangskennlinie



Eingangskennlinienfeld $I_B = f(U_{BE})$ mit Parameter U_{CE}

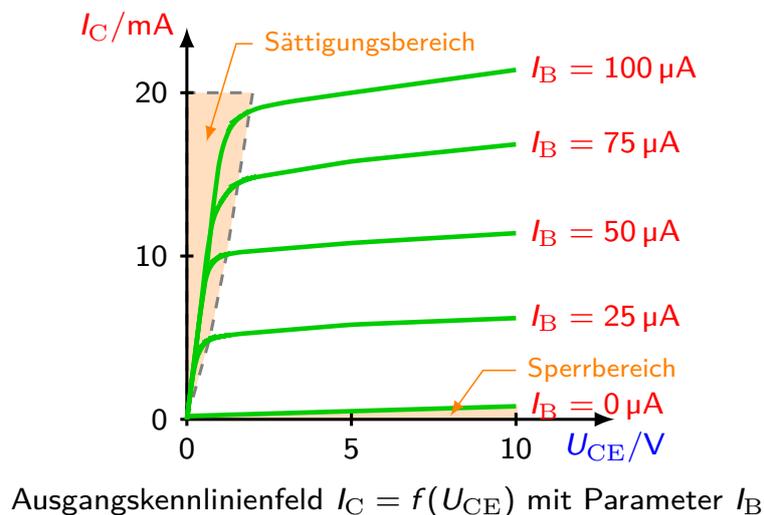
- ▶ I_B und U_{BE} geben Verhältnisse eines pn-Übergangs in Durchlassrichtung wider
- ⇒ Verlauf einer Diodenkennlinie in Durchlassrichtung
- ▶ Mit steigender Spannung U_{CE} steigt Schleusenspannung des BE-Übergangs und Kennlinie wird flacher

Kennlinien - Ausgangskennlinie I



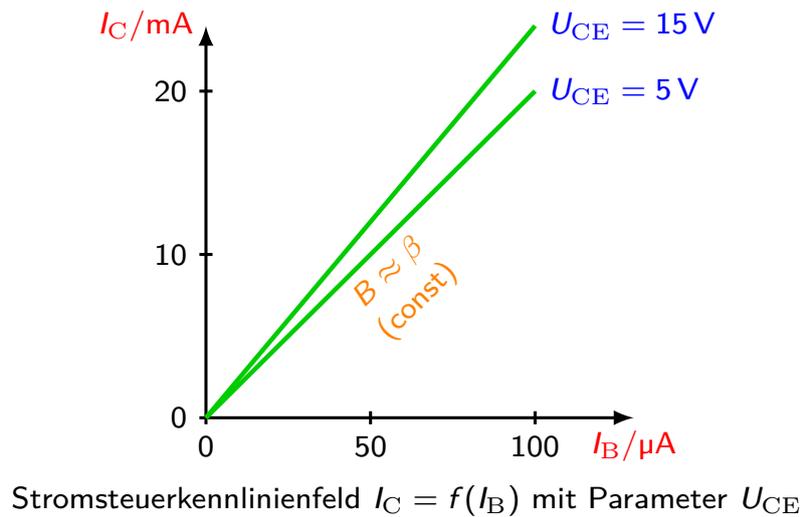
- ▶ Im Normalbetrieb hat Basispotenzial ca. 0,7V → Kollektorpotenzial muss höher sein. Bei $U_{CE} \lesssim 1$ V fließt geringerer Kollektorstrom, als sich durch Gleichstromverstärkung und eingestellten Basisstrom ergeben würde (Sättigungsbereich).
- ▶ Für U_{CE} größer ca. 1V sperrt BC-Übergang → nahezu konstanter Kollektorstrom $I_C = B \cdot I_B \neq f(U_{CE})$

Kennlinien - Ausgangskennlinie II



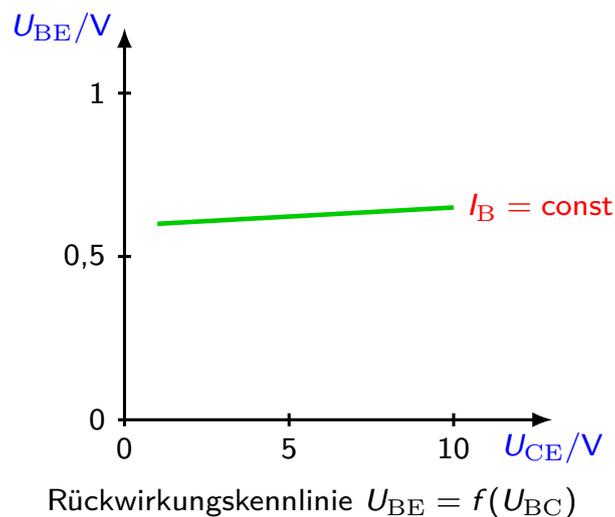
- ▶ Auch Überprüfung der Grenzwerte für P_{tot} , $I_{C \text{ max}}$ und $U_{CE \text{ max}}$ möglich

Kennlinien - Stromsteuerkennlinie



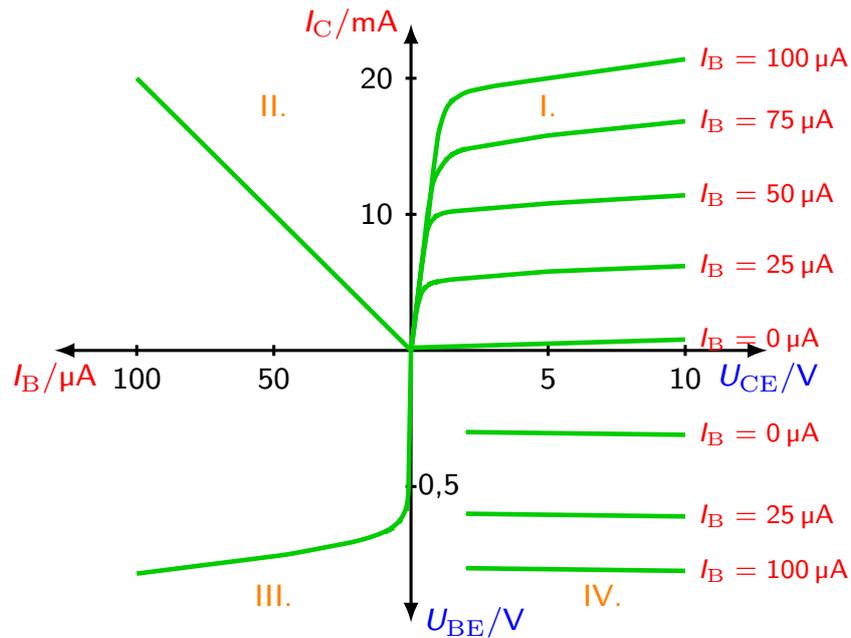
- ▶ Gleichstromverstärkung B ist das Verhältnis I_B zu I_C , beim idealen Transistor konstant
- ▶ Daher annähernd linearer Verlauf
- ▶ Steigung entspricht (differentiallem) Stromverstärkungsfaktor β
- ▶ In der Praxis gilt: $B \approx \beta$
- ▶ Gleichstromverstärkung nimmt mit steigendem U_{CE} zu

Kennlinien - (Spannungs-)Rückwirkungskennlinie



- ▶ Rückwirkung der Ausgangsspannung U_{CE} auf den Eingang (Basisspannung U_{BE})
 - ▶ Vergrößerung von $U_{CE} = U_{CB} + U_{BE}$ führt auch zu Vergrößerung von U_{CB} und U_{BE}
 - ▶ Rückwirkung von Ausgang auf Eingang ist unerwünscht \rightarrow wird von Herstellern minimiert
- \Rightarrow kann in der Praxis meist vernachlässigt werden

Kennlinien - Vierquadrantenkennlinienfeld

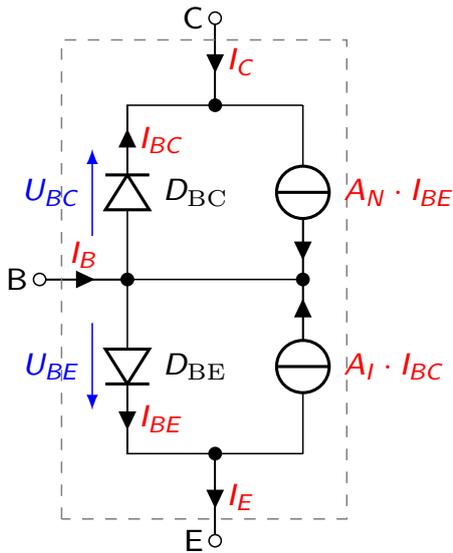


- ▶ Alle Kennlinien des Transistors gemeinsam eingezeichnet
- ▶ Ausgangskennlinienfeld in Originallage; andere Kennlinien in richtige Quadranten gespiegelt
- ▶ Im 2. und im 3. Quadranten meist nur eine einzige Kennlinie.

Modelle

- ▶ zur vereinfachten Beschreibung des komplizierten Verhalten eines Transistors
- ▶ Modelle für statischen Betrieb zur gleichstrommäßigen Dimensionierung, Berechnung des Arbeitspunktes, für niederfrequente Logikschaltungen:
 - Ebers-Moll-Modell
 - Transportmodell
 - Statisches Kleinsignalmodell
- ▶ Modelle für dynamischen Betrieb zur wechselstrommäßigen Dimensionierung und damit zur Berechnung von Schaltungen für die Signalübertragung und Signalverarbeitung:
 - Gummel-Poon-Modell (in PSpice verwendet)
 - Dynamisches Kleinsignalmodell

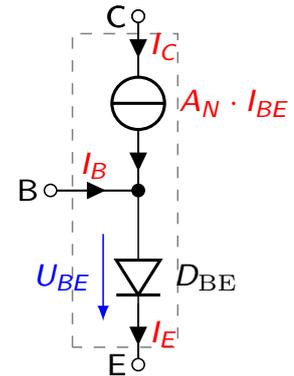
Statisches Verhalten - Ebers-Moll-Modell



Ebers-Moll-Modell (nnp-Transistor)

- ▶ nach John Lewis Moll und Jewell James Ebers, 1954
- ▶ Besteht aus zwei antiseriell geschalteten Dioden und zwei stromgesteuerten Stromquellen

- ▶ Normalbetrieb:
BC-Diode gesperrt,
kann mit zugehöriger Quelle
vernachlässigt werden:
 $I_E = I_{BE}$ und $I_C = A_N \cdot I_E$



- ▶ Analog wird im Inversbetrieb die BE-Diode und die zugehörige Quelle vernachlässigt.
- ▶ Steuerfaktoren: $A_N \approx 0,99$ und $A_I \approx 0,5 \dots 0,9$ (unterschiedlich wegen unsymmetrischem Aufbau)

Stromverstärkung in Basisschaltung	$A_N = \frac{I_C}{I_E} \approx 1$	(29)
Stromverstärkung in Emitterschaltung	$B_N = \frac{A_N}{1 - A_N} = \frac{I_C}{I_B}$	

Thermisches Verhalten

Transistor mit $\vartheta_{j \max} = 175^\circ\text{C}$ und $R_{th \text{ JC}} = 12\text{K/W}$ wird mit Kühlkörper ($R_{th} = 2\text{K/W}$) bei maximal 35°C betrieben.

- a) Berechne die maximale Verlustleistung.

$$P_{\text{tot}} =$$

- b) Berechne die maximale Verlustleistung für Montage ohne Kühlkörper, $R_{th \text{ JA}} = 40\text{K/W}$.

$$P_{\text{tot}} =$$

Transistordaten - Kenngrößen und Grenzwerte

Strombelastbarkeit: Maximaler Kollektorstrom $I_{C \max}$, einige mA bis ca. 50 A
Maximaler Basisstrom $I_{B \max}$
(Unterschiedliche Werte für Dauer- und Spitzenstrom)

Spannungsbelastbarkeit: Maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung U_{CE} ; einige Volt bis einige 100 Volt

Maximale Verlustleistung: P_{\max} , einige mW bis einige 100 Watt

Stromverstärkung: $B \approx 5 \dots 1000$

Schaltzeiten: $t_{on} = t_d + t_r$ Einschaltzeit
 $t_{off} = t_s + t_f$ Ausschaltzeit
 $t_{off} > t_{on}$, Bereich μs bis ns (d=delay, r=raise, s=storage, f=fall)

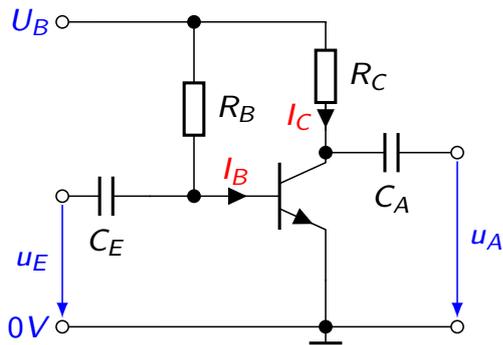
Grenzfrequenz: Ausgang nur noch bei $\frac{1}{\sqrt{2}}$ des Maximalwertes, Bereich kHz bis GHz

Wärmewiderstände: $R_{th \text{ JA}}$ freihängende Montage
 $R_{th \text{ JC}}$ Montage auf Kühlkörper

Aufgabe eines Verstärkers

- ▶ (Spannungs-)Verstärker (amplifier) wandelt kleine Spannung in proportionale, große Spannung
- ▶ Proportionalitätsfaktor \rightarrow Spannungsverstärkung
- ▶ Beispiele:
 - Verstärker zwischen Mikrofon und Lautsprecher. Mikrofon liefert nur geringe Spannung u_e , die durch Verstärker auf große Spannung u_a verstärkt wird. Spannungsverstärkung notwendig, da Lautsprecher größere Spannung benötigt, als Mikrofon direkt liefern kann.
 - Sensor liefert kleine Messspannung, die zur Übertragung und Weiterverarbeitung verstärkt werden muss.

Transistor als Verstärker - Prinzip



Prinzipielle Grundschaltung für den Betrieb eines npn-Transistors als Verstärker

Funktion Eingangsspannung u_E wird in kleinen Basisstrom umgewandelt, der großen Kollektorstrom steuert. Dieser verursacht Spannungsabfall an R_C und steuert so Ausgangsspannung u_A .

Transistor ist das verstärkende Bauelement

Widerstand R_B trägt nicht zur Verstärkung bei, sondern stellt Arbeitspunkt ein.

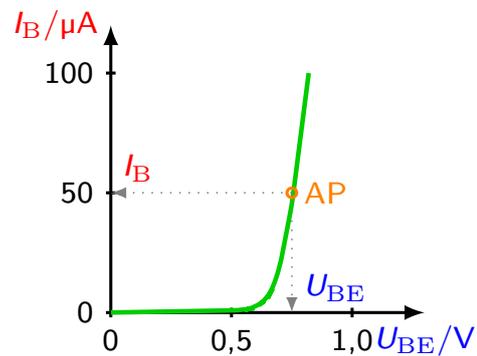
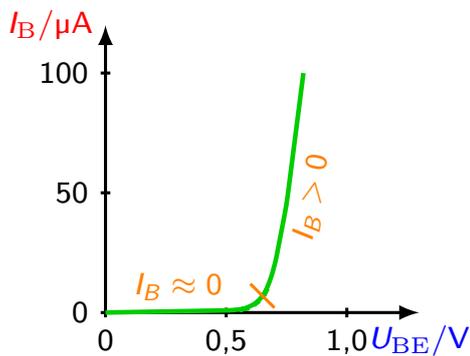
Widerstand R_C bestimmt maßgeblich Spannungsverstärkung und wirkt bei Arbeitspunkteinstellung mit.

Koppelkondensatoren zur Ein- und Auskopplung der Wechselspannungen (Signale) u_E und u_A von den Gleichspannungen (Arbeitspunkt). Kein Einfluss auf verstärkende Wirkung.

Versorgungsspannung U_B muss ausreichend hoch sein, z.B. 10 V.

Transistor als Verstärker - Arbeitspunkteinstellung I

- ▶ Durch Arbeitspunkteinstellung werden Gleichspannungen U_{BE} und U_{CE} bzw. die Gleichströme I_B und I_C so eingestellt, dass Transistor als Verstärker arbeiten kann.
- ▶ I_B und I_C müssen auch fließen, wenn Eingangssignal $u_E = 0$ ist.
- ▶ Eingang des Transistors zwischen B und E $\hat{=}$ Diodenkennlinie in Durchlassrichtung



Arbeitspunkteinstellung am Eingang

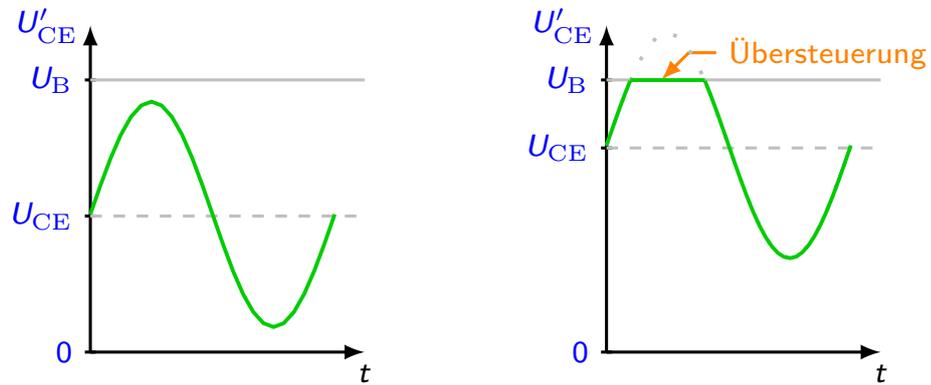
- ▶ Nennenswerter Basisstrom I_B fließt nur, wenn U_{BE} größer als

$$R_B = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B}$$

(30)

Transistor als Verstärker - Arbeitspunkteinstellung II

- ▶ Ausgang zwischen C und E. Durch AP-Einstellung werden U_{CE} und I_C so festgelegt, dass gewünschte Aussteuerbarkeit am Ausgang erreicht wird, d.h. die Fähigkeit des Transistors, U_{CE} im Takt mit Eingangsspannung u_E proportional zu verändern.
- ▶ Aussteuer Grenzen: U_{CE} nie kleiner als 0V und nie größer als U_B



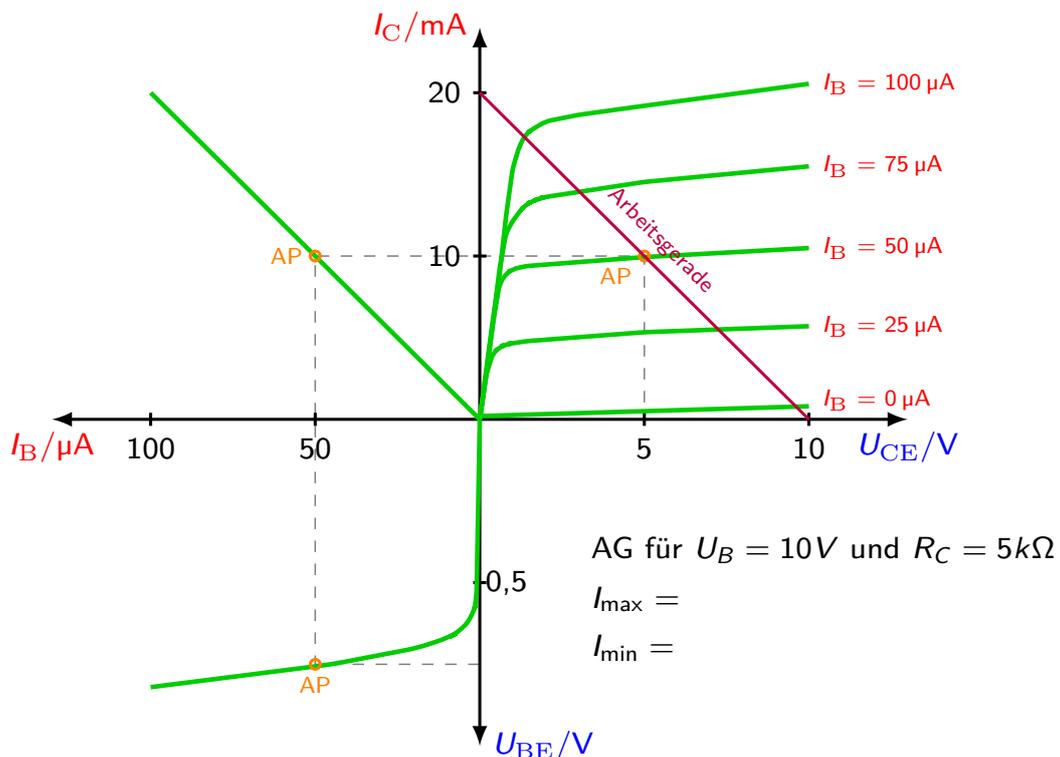
Arbeitspunkteinstellung am Ausgang

- ▶ Der Kollektorstrom ergibt sich zu $I_C =$
- ▶ Maximale Aussteuerbarkeit für $U_{CE} = \frac{1}{2} U_B \rightarrow$ Spannungsabfall an R_C

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

(31)

Transistor als Verstärker - Arbeitspunkteinstellung III



Arbeitspunkt im Vierquadrantenkennlinienfeld

AG für $U_B = 10V$ und $R_C = 5k\Omega$

$I_{max} =$

$I_{min} =$

Arbeitspunkt - optimale Lage

Lage des optimalen Arbeitspunktes abhängig von Anwendung:

- ▶ möglichst große Aussteuerbarkeit
- ▶ möglichst große Verstärkung ($B = \max$)
- ▶ möglichst geringe Verzerrung
- ▶ möglichst geringe Verlustleistung
- ▶ möglichst geringes Rauschen

I.d.R.: AP in der Mitte der Arbeitsgerade

- ▶ $U_{CE} =$

⇒ maximale Aussteuerbarkeit

Arbeitspunkteinstellung, Dimensionierung

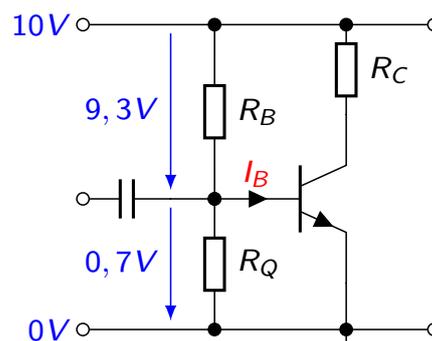
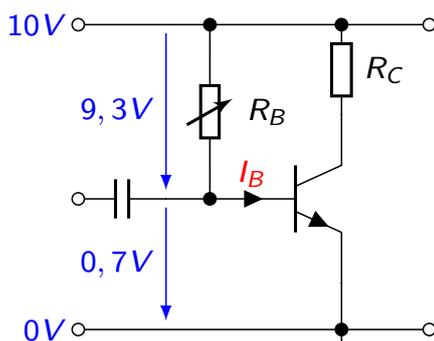
Arbeitspunkt = nur Gleichanteile, keine Wechselanteile, kein Eingangssignal, $u_E = 0$

Basisvorwiderstand: U_{BE} folgt aus Reihenschaltung von R_B und BE-Übergang

- ▶ Je nach gewähltem AP ergibt sich entsprechender I_C und damit ein $I_B = \frac{I_C}{B}$
- ▶ Es folgt $R_B =$

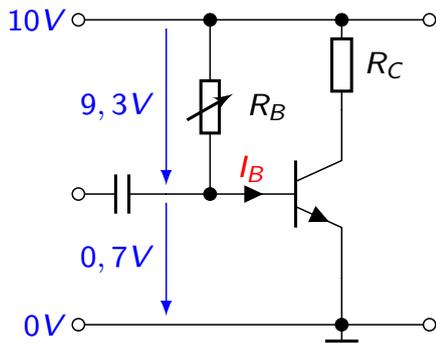
Basisspannungsteiler: U_{BE} folgt aus Spannungsteiler R_B und R_Q , belastet mit BE-Strecke

- ▶ Belastung soll Teilverhältnis nicht beeinflussen →
- ▶ Spannungsteiler soll Spannungsquelle nicht zu stark belasten →
- ▶ Querstromfaktor $m = \frac{I_Q}{I_B}$: Verhältnis von Querstrom I_Q zu Basisstrom I_B
- ▶ Querstromfaktor von $m = 10$ ist üblich (Literatur manchmal 2-3)



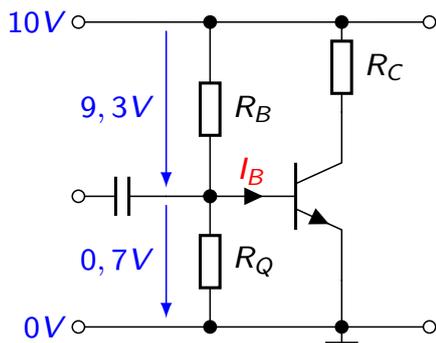
Arbeitspunkteinstellung, Beispiel

Dimensionieren Sie für folgende Schaltung den Basisvorwiderstand für $I_B = 0,1 \text{ mA}$.



$$R_B =$$

Dimensionieren Sie für folgende Schaltung den Basisspannungsteiler für $I_B = 0,1 \text{ mA}$.

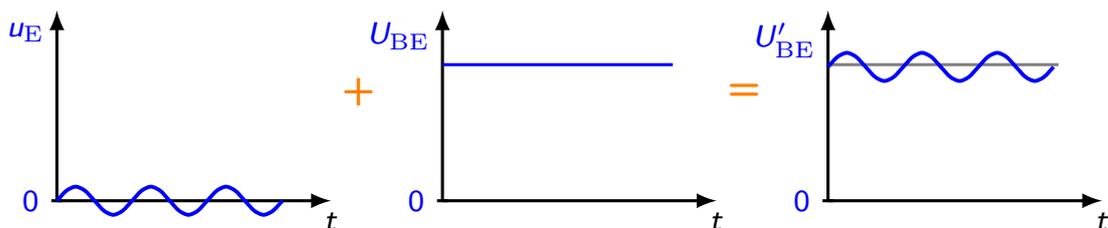


$$m =$$

$$R_B =$$

$$R_Q =$$

Transistor als Verstärker - Betrieb der Schaltung I



- ▶ Überlagerung der (sinusförmigen) Eingangsspannung u_E mit BE-Gleichspannung U_{BE} durch Koppelkondensator

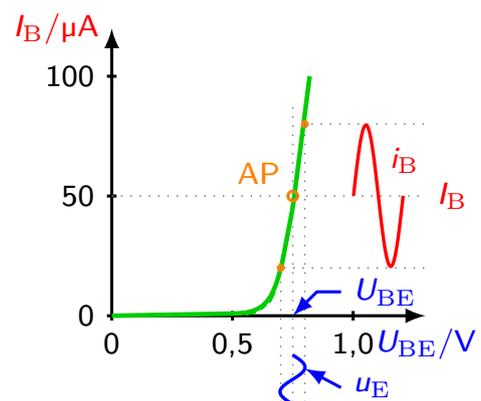
⇒

- ▶ Entsprechend der Eingangskennlinie erzeugt U'_{BE} den

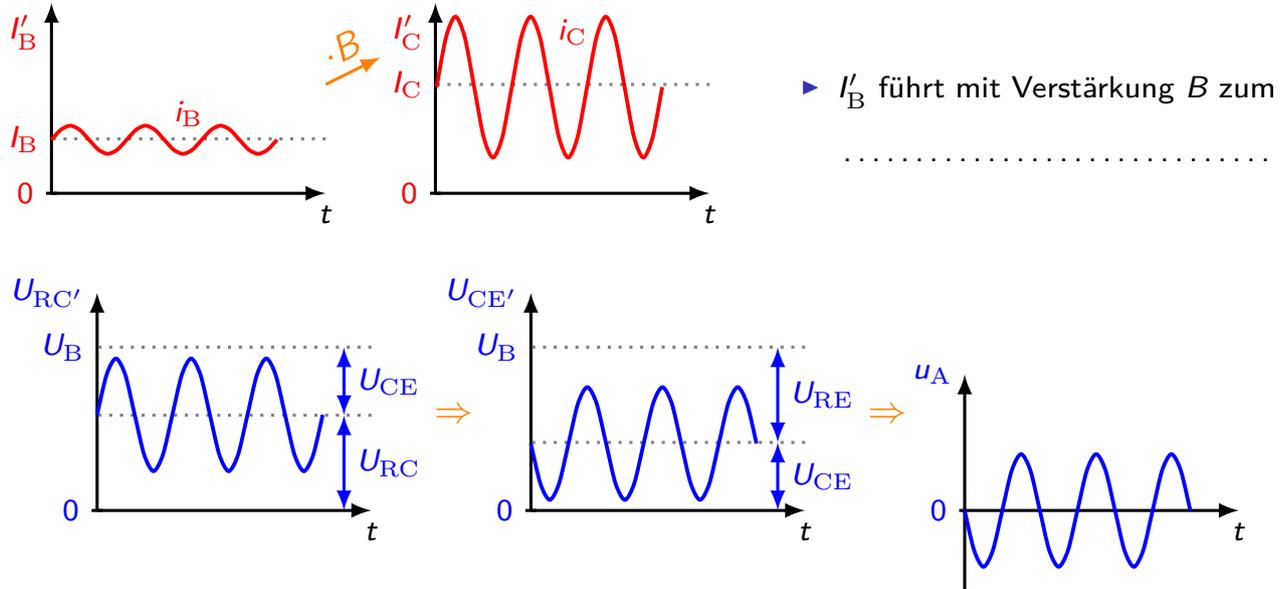
.....

- ▶ Eingangskennlinie im AP nur näherungsweise linear

→



Transistor als Verstärker - Betrieb der Schaltung II

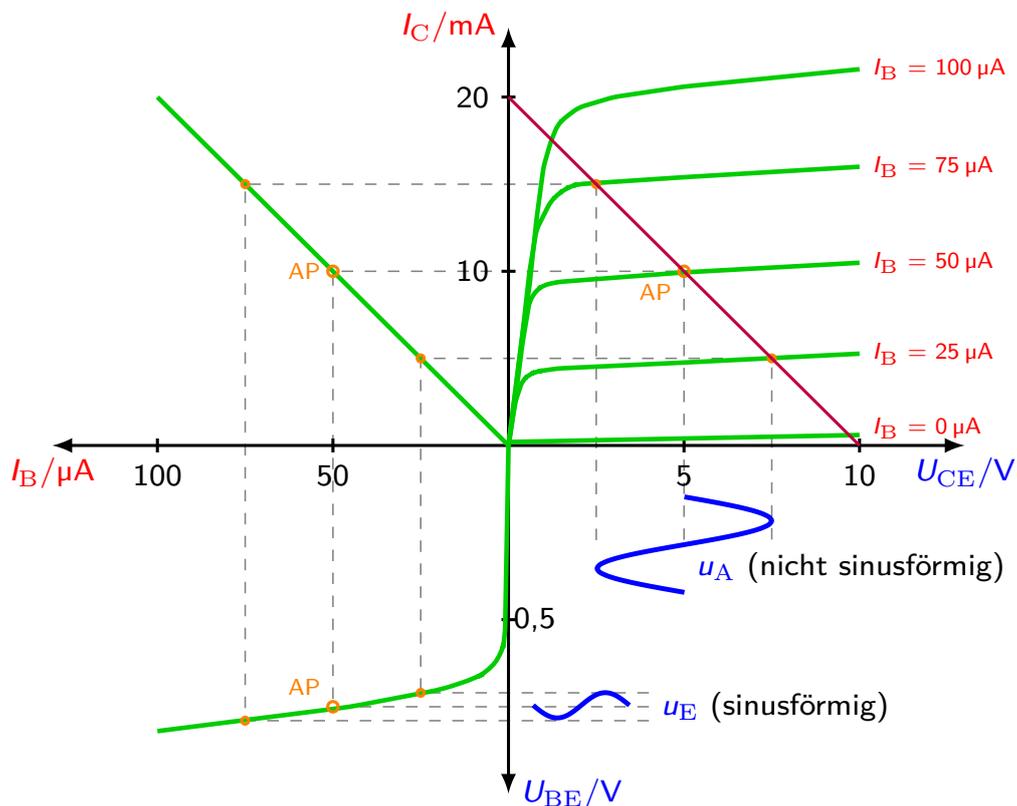


- ▶ I'_C verursacht Spannungsabfall $U'_{RC} = R_C \cdot I'_C$ und stellt so CE-Mischspannung $U'_{CE} = U_B - U'_{RC}$ ein
 - ▶ u_{RC} und u_{CE} sind um 180° phasenverschoben (in „Gegenphase“)
 - ▶ Koppelkondensator filtert Gleichspannungsanteil U_{CE} aus CE-Mischspannung U'_{CE} heraus
-

- ▶ u_{BE} und u_A um 180° phasenverschoben

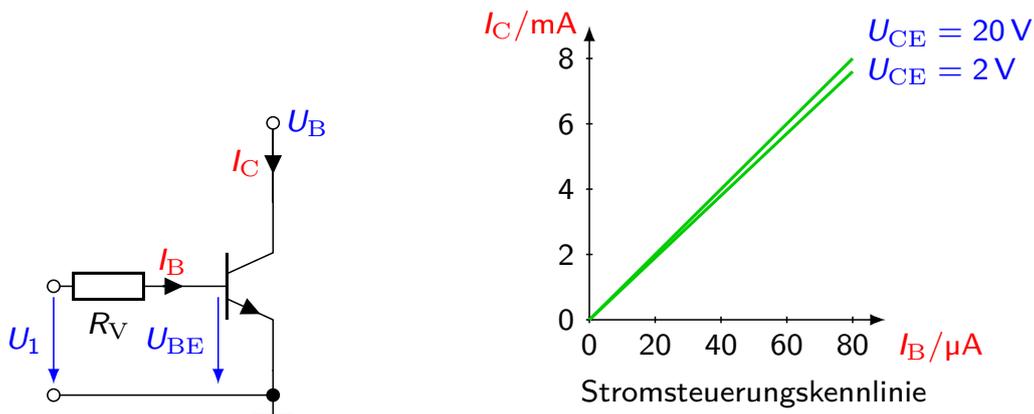
155

Transistor als Verstärker - Betrieb der Schaltung III



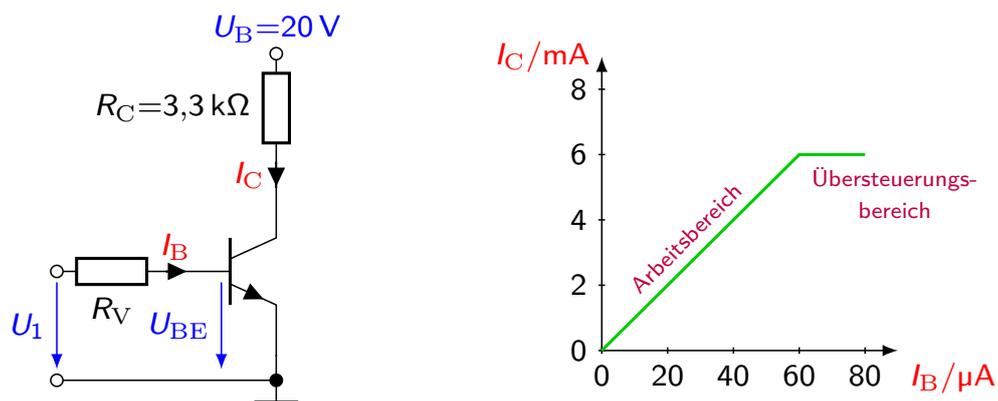
156

Stromsteuerung des Transistors



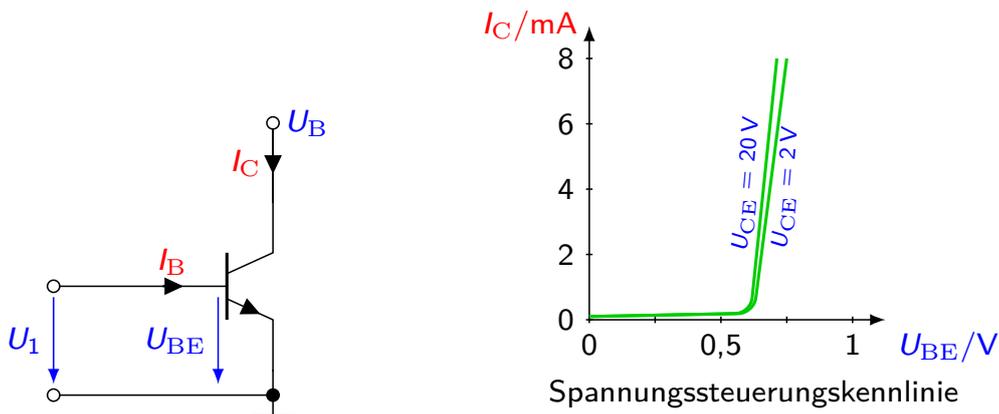
- ▶ Stromsteuerung = Einspeisung eines Stromes durch Spannungsquelle mit großem Innenwiderstand und Vorwiderstand ($R_i + R_V \gg 0$)
 - ▶ Transistor mit Basisstrom I_B gespeist
 - ▶ I_B (fast) unabhängig von Transistordaten ($U_{BE} \approx \text{konst}$): $I_B = \frac{U_1 - U_{BE}}{R_V}$
 - ▶ Ausgangsstrom (fast) proportional zu Eingangsstrom (kaum Einfluss von U_{CE}): $I_C = B \cdot I_B$
- ⇒ Transistor arbeitet als stromgesteuerte Stromquelle

Stromsteuerung des Transistors - Arbeitsbereich



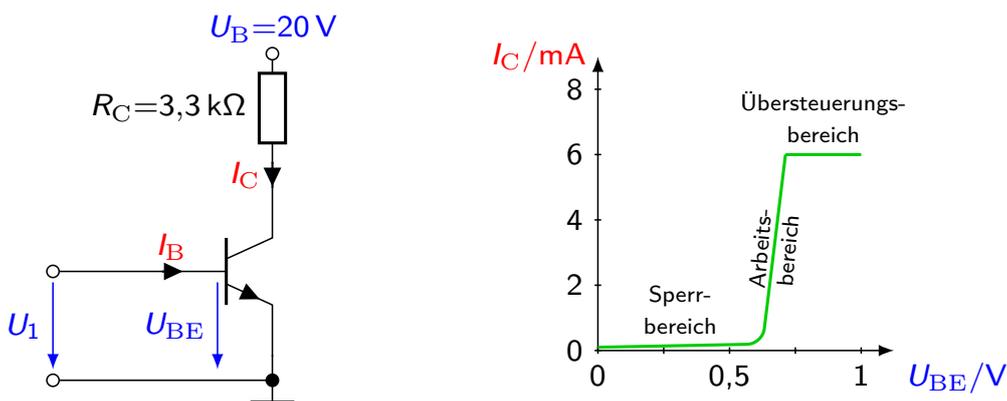
- ▶ Arbeitswiderstand R_C begrenzt Kollektorstrom, $I_{C\text{ max}} = \frac{U_B}{R_C}$
- ▶ Verstärkung nur im Arbeitsbereich möglich
- ▶ Arbeitsbereich abhängig von U_B und R_C

Spannungssteuerung des Transistors



- ▶ Spannungssteuerung = Einspeisung durch Spannungsquelle mit kleinem Innenwiderstand ($R_i \approx 0, R_V = 0$)
- ▶ Steuerspannung U_{BE} (fast) unabhängig von Transistordaten
- ▶ Kollektorstrom $I_C = B \cdot I_B$ steigt exponentiell mit Eingangsspannung

Spannungssteuerung des Transistors - Arbeitsbereich



- ▶ Kollektorwiderstand R_C begrenzt Kollektorstrom, $I_{C \max} = \frac{U_B}{R_C}$
- ▶ Verstärkung nur im Arbeitsbereich möglich
- ▶ Steilheit

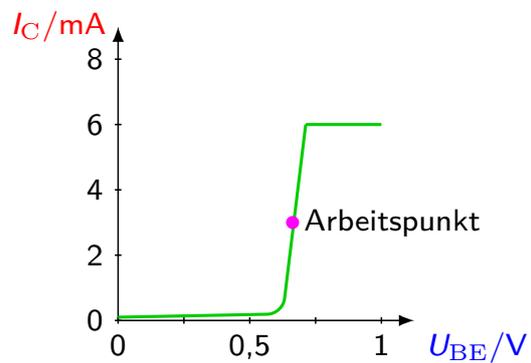
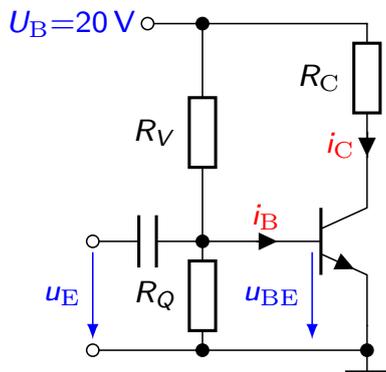
$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$$

(32)

⇒ Die Steilheit ist ein Verstärkungsbegriff, der auf Signalgrößen bezogen ist

Signalankopplung

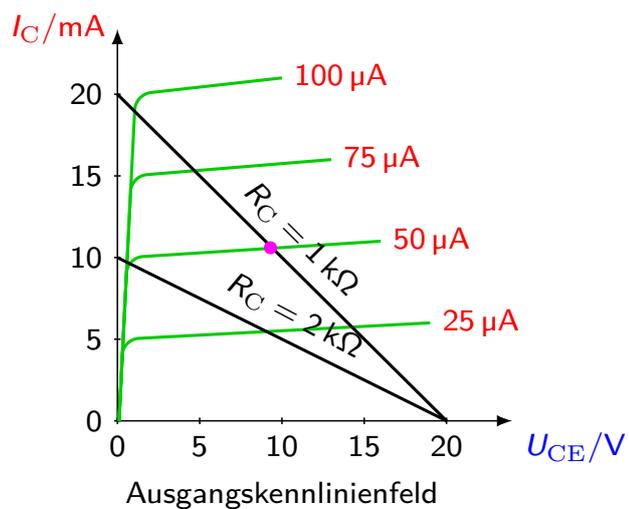
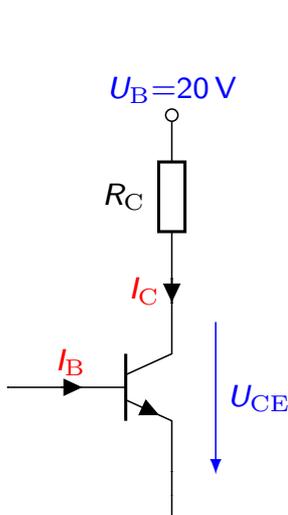
- ▶ In obigen Grundschaltungen ist der Transistor ein gleichstromsteuerndes Verstärkerelement; es ist keine Wechselstromverstärkung möglich
- ⇒ Überlagerung einer BE-Gleichspannung so, dass Signalspannung vollständig im Arbeitsbereich liegt



- ▶ Arbeitspunkteinstellung (Basis-Vorspannung U_{BE}) mit Spannungsteiler
- ▶ Günstigster Arbeitspunkt = Mitte des Arbeitsbereichs
- ▶ Einkoppeln des Signals u_{BE} über Koppelkondensator ($C \rightarrow \infty$)

Widerstandsgerade

- ▶ Aus $R_C = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C}$ folgt $I_{C \max} = \frac{U_B}{R_C}$ (bei $U_{CE} = 0$)
und $U_{CE \max} = U_B$ (bei $I_C = 0$)



- ▶ Steigung ($1/R_C$) nimmt mit steigendem Widerstandswert ab (wird flacher)
- ▶ Änderung der Versorgungsspannung = Parallelverschiebung der Widerstandsgerade

Welche Werte lassen sich im Schnittpunkt/Arbeitspunkt • ermitteln?

Arbeitspunkt, Spannungsverstärkung

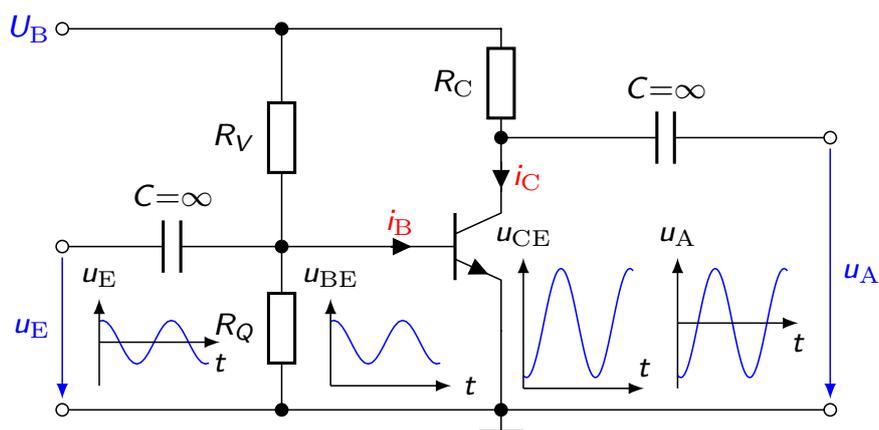
- ▶ AP durch Verstellen des Basisspannungsteilers/Basis-Vorwiderstandes auf Widerstandsgerade verschiebbar
- ▶ Optimaler Arbeitspunkt = Mitte des Arbeitsbereiches der Stromsteuerungskennlinie
= Mitte der Widerstandsgerade ($U_{CE} = U_{RC}$)
- ▶ Spannungsverstärkung

$$v_U = \frac{\hat{u}_A}{\hat{u}_E} = \frac{\hat{u}_{CE}}{\hat{u}_{BE}} \approx \frac{-\hat{i}_C R_C}{\hat{u}_{BE}} = -S R_C \quad (33)$$

- ▶ R_C wandelt verstärkte Signalströme in Signalspannungen → Einfluss auf Spannungsverstärkung

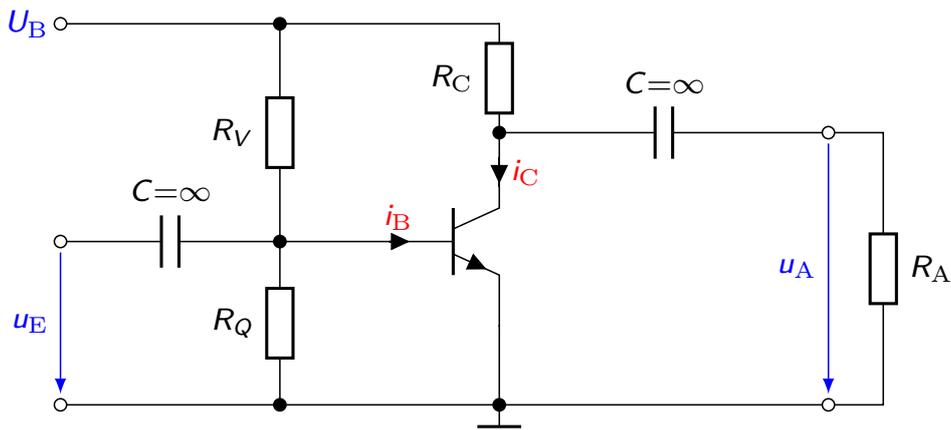
(Genauer: $v_U = -S(r_{CE} || R_C)$. I.d.R. $r_{CE} \gg R_C$)

Signalauskopplung der unbelasteten Verstärkerstufe



- ▶ Der AP sei in der Mitte der Widerstandsgerade ($U_{CE} = \frac{1}{2} U_B$)
- ▶ $\hat{u}_{A \max} = \frac{1}{2} U_B$ und $\hat{i}_{C \max} = I_C$
- ▶ Kollektorstrom kann vom Ruhewert I_C auf die Grenzwerte $i_{C \min} = 0$ und $i_{C \max} = 2 I_C$ angesteuert werden (Vollaussteuerung)
- ▶ für $\hat{i}_C > I_C$ tritt Übersteuerung auf → Amplitudenbegrenzung

Signalauskopplung der belasteten Verstärkerstufe



- ▶ Kollektorstrom ändert sich nicht durch Last ($i_C = B i_B$)

$$\hat{i}_{C \max} = I_C$$

(34)

- ▶ Gleichstromwerte (Arbeitspunkt) wegen Koppelkondensator unabhängig von Last
- ▶ Wechselstrombetrachtung ($U_B = 0, C = 0$): $R_C || R_A$

$$\hat{u}_{A \max} = I_C (R_C || R_A)$$

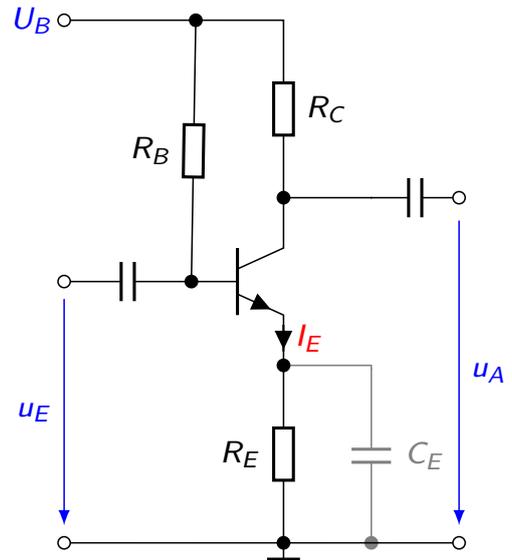
(35)

Arbeitspunktstabilisierung

- ▶ Erwärmung des Transistors im Betrieb unvermeidbar, z.B. durch
.....
- ▶ Kenngrößen temperaturabhängig → Verschiebung des AP
- ▶ Durch Gegenkopplung lässt sich Arbeitspunkt stabilisieren, d.h. unabhängig von Temperatureinflüssen und Exemplarstreuungen machen. Unterscheide:
 - ▶ Gleichstromgegenkopplung
 - ▶ Gleichspannungsgegenkopplung

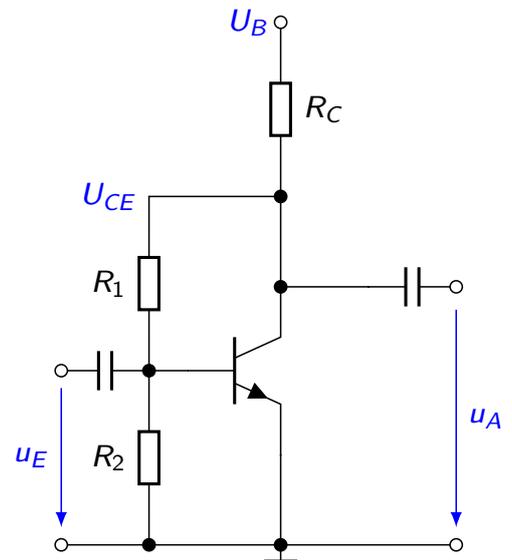
Arbeitspunktstabilisierung - Gleichstrom-Gegenkopplung

- ▶ Widerstand R_E in Emitterleitung geschaltet
- ▶ Erhöhung von I_C (z.B. wegen Temperaturzunahme) → I_E steigt → Spannungsabfall an R_E steigt
- ▶ Dieser Spannungsabfall reduziert U_{BE} und damit I_B → Dadurch wird I_C wieder reduziert und auf ursprünglichen Wert gebracht
- ▶ Je größer R_E , desto besser stabilisierende Wirkung. In der Praxis genügt Spannungsabfall von 1-3 V an R_E
- ▶ Ein zu R_E paralleler C_E vermeidet Wechselstrom-Gegenkopplung. Er bildet praktisch bis zu einer unteren Grenzfrequenz einen Kurzschluss für Wechselfspannung an R_E



Arbeitspunktstabilisierung - Gleichspannungs-Gegenkopplung

- ▶ Erhöht sich z.B. wegen Temperaturzunahme I_C , erhöht sich Spannungsabfall an R_C
- ▶ Dadurch sinkt U_{CE} und durch den Spannungsteiler R_1 - R_2 auch U_{BE} und damit I_B .
- ▶ Dadurch wird I_C wieder reduziert und auf den ursprünglichen Wert gebracht.



h-Parameter I

- ▶ Linearisierung der Kennlinien im AP zur Beschreibung des Kleinsignalverhalten

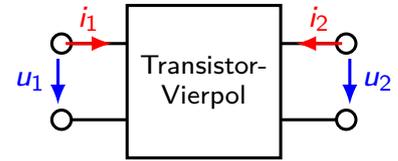
$$U_{BE} = U_{BE}(I_B, U_{CE}) \Rightarrow dU_{BE} = \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B} \right|_{U_{CE}} \cdot dI_B + \left. \frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}} \right|_{I_B} \cdot dU_{CE}$$

$$u_{BE} = h_{11} i_B + h_{12} u_{CE}$$

$$I_C = I_C(I_B, U_{CE}) \Rightarrow dI_C = \left. \frac{\partial I_C}{\partial I_B} \right|_{U_{CE}} \cdot dI_B + \left. \frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}} \right|_{I_B} \cdot dU_{CE}$$

$$i_C = h_{21} i_B + h_{22} u_{CE}$$

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad (36)$$



- ▶ Gleichungen nur für infinitesimale Änderungen exakt. Aber gute Näherung, solange Aussteuerung nur kleine Kennlinienbereiche überdeckt (solange Krümmung vernachlässigbar)

- ▶ Elektrische Bedeutung der Parameter und alternative Schreibweise:

h_{11}	h_i	r_{BE}	Eingangswiderstand	bei kurzgeschlossenem Ausgang
h_{12}	h_r	v_r	Spannungsrückwirkung	bei leerlaufendem Eingang
h_{21}	h_f	β	Stromverstärkung	bei kurzgeschlossenem Ausgang
h_{22}	h_o	$1/r_{CE}$	Ausgangsleitwert	bei leerlaufendem Eingang

- ▶ h-Parameter =

h-Parameter II

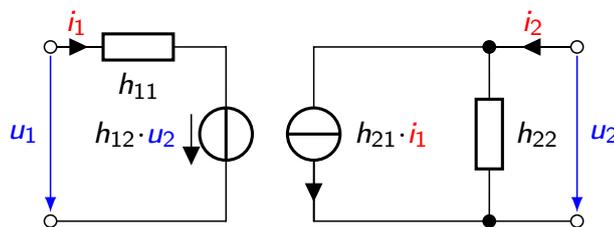
- ▶ Aus Vierpolgleichungen lässt sich Ersatzschaltbild ableiten:

Gleichung 1: $u_1 = h_{11} i_1 + h_{12} u_2$

Summe von Spannungen (Maschengleichung) → Reihenschaltung am Eingang

Gleichung 2: $i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} u_2$

Summe von Strömen (Knotengleichung) → Parallelschaltung am Ausgang



h-Parameter-Ersatzschaltbild eines bipolaren Transistors

h_{11} kann physikalisch als Widerstand und h_{22} als Leitwert gedeutet werden

h_{21} und h_{12} sind Verhältnisse von Strömen und Spannungen. Wert hängt jeweils von einer Größe auf der anderen Seite des Vierpols ab → Darstellung als gesteuerte Quellen

- ▶ Angabe in Datenblättern stets für Emitterschaltung. Charakterisierung der jeweiligen Grundschaltung durch dritten Index, z.B. h_{11b}
- ▶ Umrechnung für andere Schaltungen, z. B. $h_{12c} = 1 - h_{12e}$: siehe [Bys88]

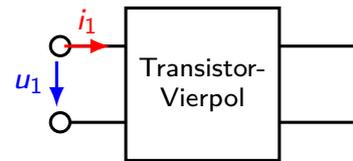
h-Parameter: Messung der h-Parameter I

► Eingangswiderstand:

Ausgang kurzgeschlossen. Es wird ein Eingangsstrom eingespeist und Eingangsspannung gemessen.

$$h_{11} = h_i = \frac{u_1}{i_1}$$

(37)

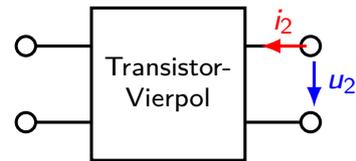


► Ausgangsleitwert:

Eingang bleibt offen. An Ausgang wird eine Spannung angelegt und Ausgangsstrom wird gemessen.

$$h_{22} = h_o = \frac{i_2}{u_2}$$

(38)



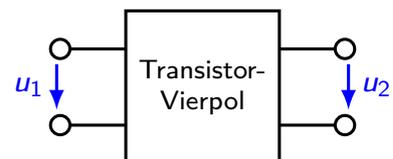
h-Parameter: Messung der h-Parameter II

► Spannungsrückwirkung:

Eingang bleibt offen; Eingangsstrom $I = 0$. An Ausgang wird Spannung angelegt. Am Eingang wird Spannung gemessen, die vom Ausgang zurückwirkt.

$$h_{12} = h_r = \frac{u_1}{u_2}$$

(39)

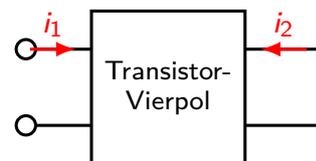


► Stromverstärkung:

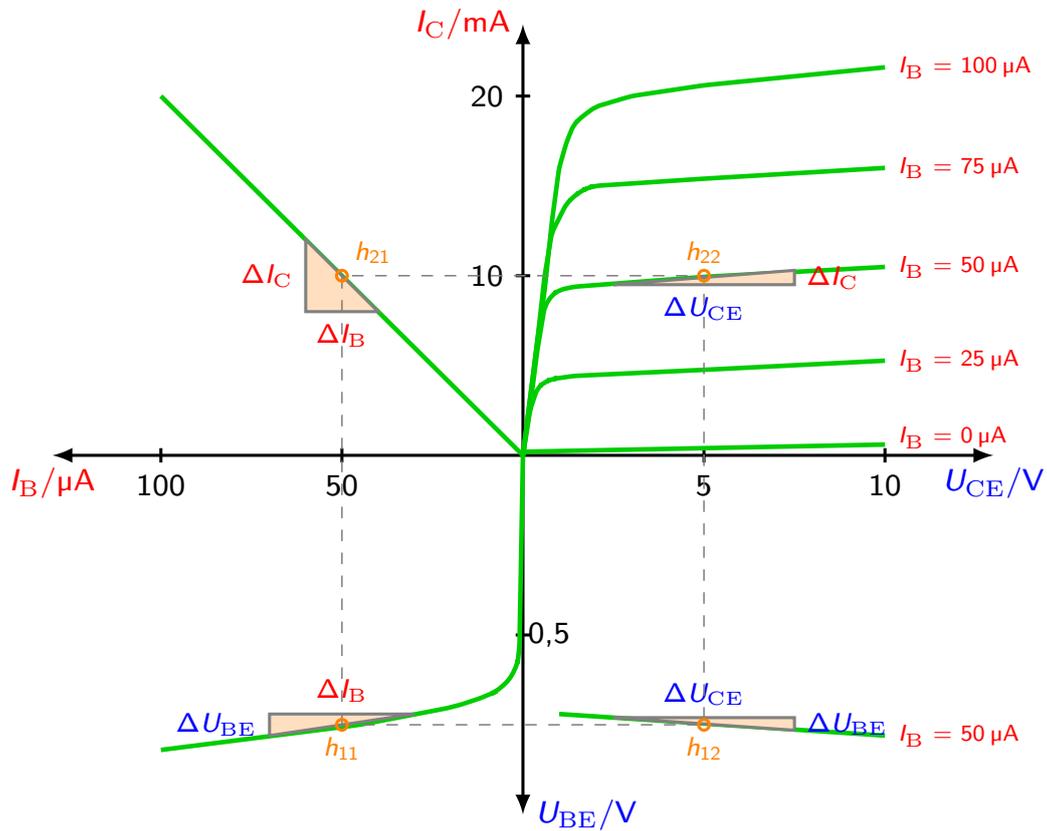
Ausgang kurzgeschlossen. Am Eingang wird Strom eingespeist. Ausgangsstrom wird gemessen.

$$h_{21} = h_f = \frac{i_2}{i_1}$$

(40)



h-Parameter im Vierquadrantenkennlinienfeld

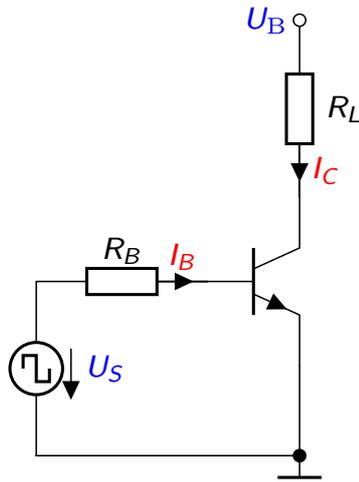


Transistor als Schalter

- ▶ Ein Transistor kann als elektronischer Schalter eingesetzt werden
- + Keine Funkenbildung (Ex-Bereich)
- + Kein Verschleiß von Schaltkontakten, z.B. durch Kontaktabbrand
- + Präzise Festlegung des Schaltzeitpunkts
- + Kein Prellen
- + Hohe Schaltfrequenzen (kHz bis MHz)
- Spannungsabfall im geschlossenen Zustand ungleich null
- Empfindlichkeit gegenüber Spannungsspitzen (besonders beim Schalten von Induktivitäten)

	offen	geschlossen	Schaltfrequenz
Idealer Schalter	$I = 0$	$I = \infty$	$f \in [0, \infty]$
Realer Schalter	$I \approx 0$	$I \leq I_{S,\max}$	$f \leq f_{S,\max}$
Transistor	$I > 0$	$I \leq I_{T,\max}$	$f \leq f_{T,\max}$
Vergleich		$I_{T,\max} \ll I_{S,\max}$	$f_{T,\max} \gg f_{S,\max}$

Transistor als Schalter - Grundsaltung



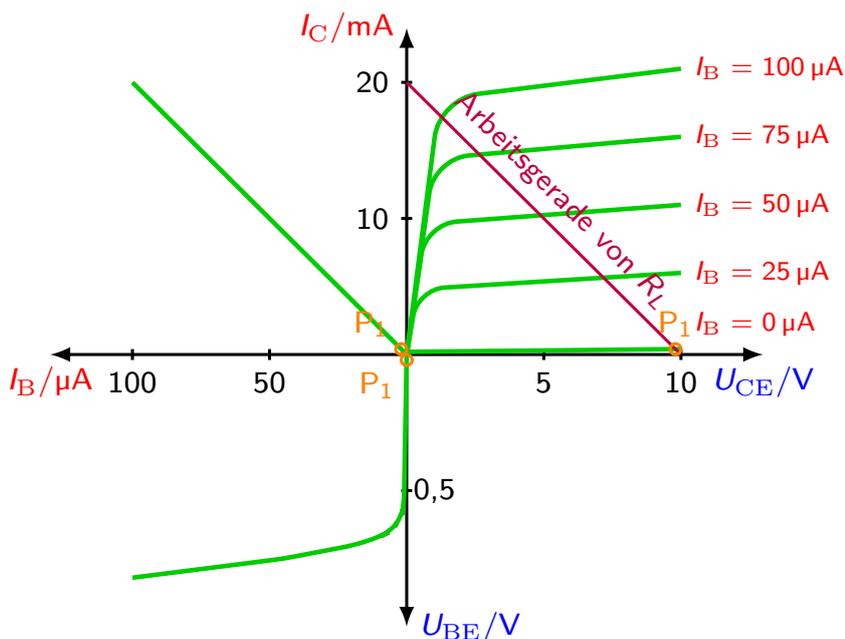
U_S rechteckförmige Schaltspannung, z.B. $U_S \in \{0V, 1V\}$

R_L Last, kann auch kapazitiv oder induktiv sein

R_B Basisvorwiderstand, begrenzt Basisstrom

Transistor als Schalter - Schaltzustände I

Transistor sperrt $\hat{=}$ Schalter offen



Transistors als geöffneter Schalter im 4Q-Kennlinienfeld

► Schaltspannung $U_S = 0$

→ $U_{BE} = 0$

→ kein Basisstrom, $I_B = 0$

→ $I_C = B \cdot I_B = 0$

→ Transistor ist hochohmig

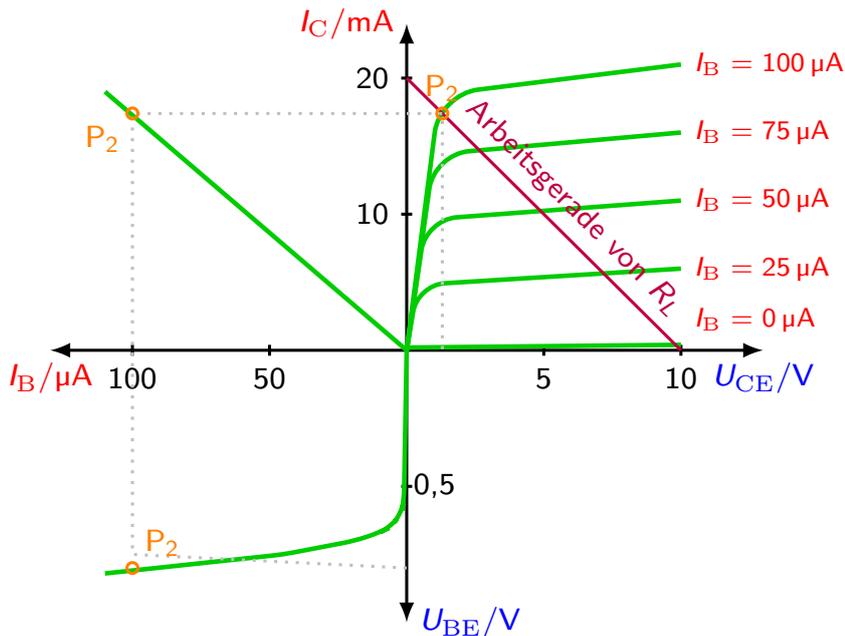
► AP der Eingangskennlinie und Stromsteuerungskennlinie im Ursprung

► AP im Ausgangskennlinienfeld ist Schnittpunkt der Widerstandsgerade R_L mit Kennlinie $I_B = 0$

⇒ fast gesamte Spannung U_B fällt am Transistor ab; Spannungsabfall an Last $U_L \approx 0$.

Transistor als Schalter - Schaltzustände II

Transistor leitet $\hat{=}$ Schalter geschlossen



Transistors als geschlossener Schalter im 4Q-Kennlinienfeld

- ▶ Schaltspannung $U_S \gg 0V$
- $U_{BE} > 0,7V$
- $I_B > 0$
- $I_C = B \cdot I_B > 0$
- Transistor ist niederohmig
- ▶ AP in Eingangskennlinie bei U_{BE} und I_B
- ▶ AP in Stromsteuerungskennlinie bei I_B und I_C
- ▶ AP im Ausgangskennlinienfeld im Schnittpunkt der Widerstandsgerade von R_L mit Kennlinie I_B
- ⇒ nur kleiner Teil der Spannung U_B am Transistor ab; fast gesamte Spannung U_B an der Last.

Transistor als Schalter - Schaltzustände III

Dimensionierung des Basisvorwiderstandes

- ▶ Basisvorwiderstand R_B muss niederohmig sein, damit ausreichend hoher Basisstrom fließt.
- ▶ Kollektorstrom I_C ist gleich Laststrom I_L
$$I_L = I_C \approx \frac{U_B}{R_L}$$
- ▶ Im Verstärkerbetrieb gilt $I_B = \frac{1}{B} I_C$. Bei geringen Schwankungen von U_B , R_L oder B wäre Basisstrom zu gering und Transistor würde nicht „voll durchschalten“.
Dies würde zu Anstieg von U_{CE} führen, Verlustleistung würde ansteigen und Transistor thermisch zerstört.
- ▶ Wähle daher Basisstrom höher als theoretisch erforderlich (Übersteuerungsfaktor $\ddot{u} = 2 \dots 3$)

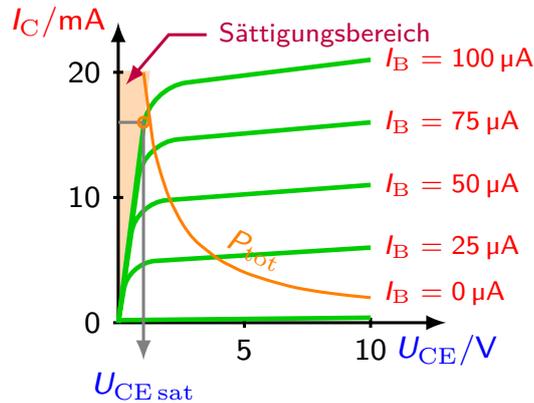
$$I_B = \ddot{u} \cdot \frac{I_C}{B} \quad (41)$$

- ▶ Der Basisvorwiderstand berechnet sich damit nach

$$R_B = \frac{U_S - U_{BE}}{I_B} \quad (42)$$

- ▶ Übersteuerungszustand: Emitterdiode und Kollektordiode in Durchlassrichtung, CE-Strecke hat kleinsten Widerstandswert

Transistor als Schalter - Verlustleistung

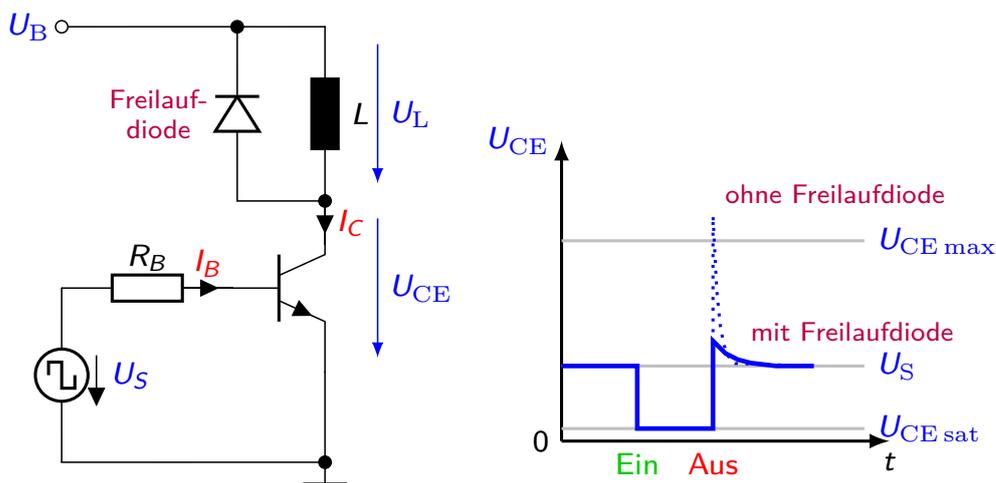


- ▶ Beim (idealen) Schalter: entweder $I = 0$ oder $U = 0 \rightarrow \dots\dots\dots$
- ▶ Am Transistor ist für $I_C > 0$ jedoch auch $U_{CE} > 0$
- ▶ Die Spannung, die bei bestimmten I_C zwischen CE bestehen bleibt, wird als Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung $U_{CE\text{ sat}}$ bezeichnet (bis einige Volt)
- ▶ Sättigungsbereich kann nie erreicht werden, auch nicht wenn Basisstrom erhöht wird
- ▶ Verlustleistung $P_V = U_{CE\text{ sat}} \cdot I_C + U_{BE} \cdot I_B$
- ▶ Der größere Teil der Verlustleistung entfällt auf ersten Term

$$P_V \approx U_{CE\text{ sat}} \cdot I_C$$

(43)

Transistor als Schalter - Induktive Last



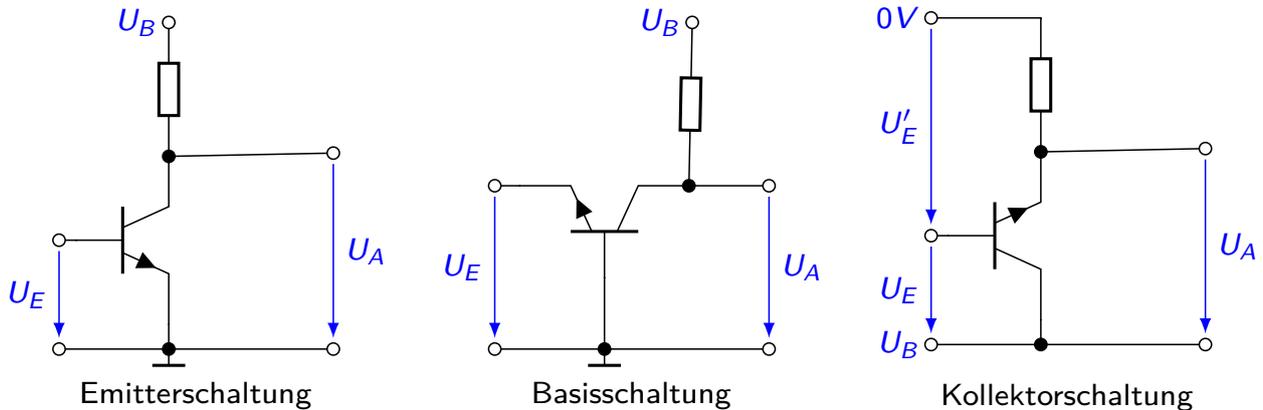
Transistor schaltet induktive Last mit Freilaufdiode, zeitlicher Verlauf der Spannung

- ▶ Beim Ausschalten induktiver Lasten (Motor, Schütz) wird aufgrund rascher Stromänderung eine Selbstinduktionsspannung induziert
- ▶ Diese erhöht U_{CE} in Form einer Spannungsspitze. Um Beschädigung zu vermeiden, wird Freilaufdiode parallel zur Last geschaltet.
- ▶ Ist hohe Spannungsspitze beim Abschalten gewünscht (Zündschaltung), muss Schalttransistor (switching transistor) verwendet werden, der hohe Spannung ohne Beschädigung schalten kann.

Grundsaltungen

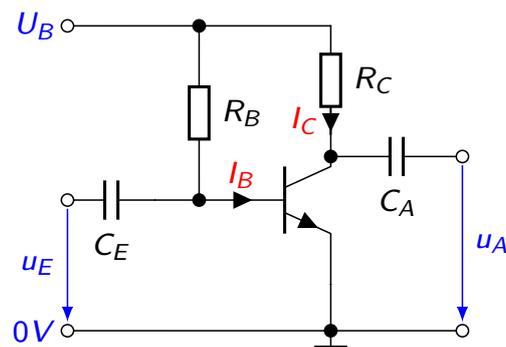
Für die Realisierung von Verstärkern mit Transistoren gelten folgende Grundsätze:

1. Die Eingangsspannung muss am pn-Übergang zwischen Basis und Emittor anliegen.
2. Die Ausgangsspannung wird durch den Kollektorstrom verursacht.



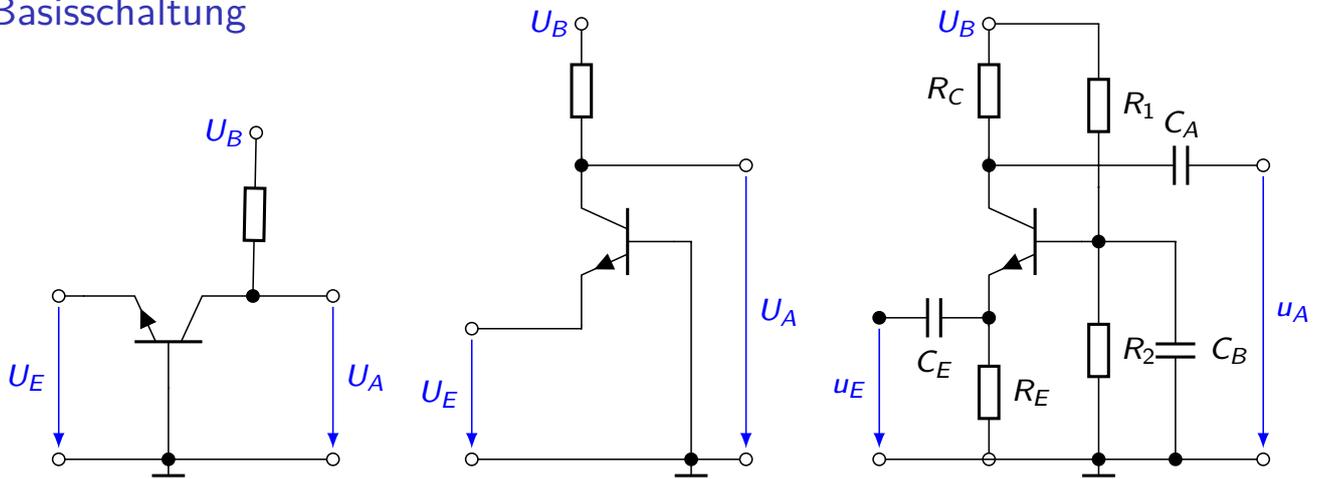
- Benennung nach gemeinsamer Elektrode im Ein- und Ausgang, bzw. nach Elektrode mit gemeinsamem Bezugspotential von Ein- und Ausgang

Emitterschaltung



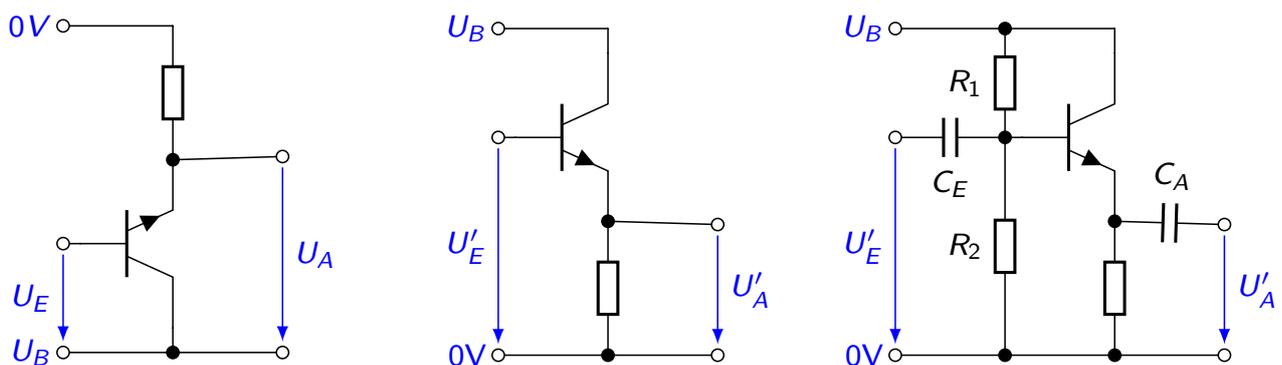
- hohe Stromverstärkung: 50 ... 1000
- hohe Spannungsverstärkung: 50 ... 1000
- größere Leistungsverstärkung
- mittlere Ein- und Ausgangswiderstände z. B. $R_E=10\text{ k}\Omega$, $R_A=10\text{ k}\Omega$
- obere Grenzfrequenz ca. 10 MHz
- invertierend, Phasenverschiebung 180° zwischen U_A und U_E
- Anwendung: typische Verstärkerschaltung für den NF-Bereich bei geringen Leistungen

Basisschaltung



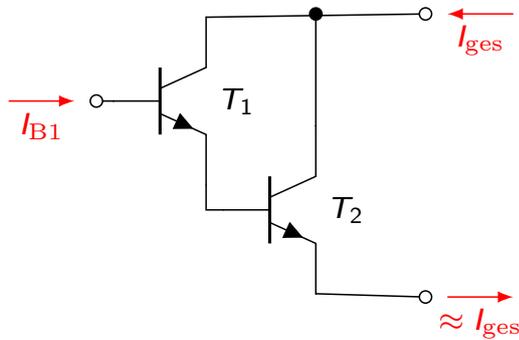
- ▶ Basis auf konstanter Spannung, u_{BE} ändert sich, da Eingang am Emitter
- ▶ AP durch Spannungsteiler R_1 und R_2 , Basis wechselstrommäßig über C_B auf Masse
- ▶ positives Signal reduziert $U_{BE} \rightarrow$ Transistor wird hochohmiger, U_A steigt
- ▶ Stromverstärkung: $v_i = \frac{I_E}{I_C} = \dots$
- ▶ Spannungsverstärkung hoch, z.B. 100 ... 1000, nicht-invertierend
- ▶ Leistungsverstärkung etwa gleich Spannungsverstärkung
- ▶ Kleiner Eingangswiderstand (z.B. 20 Ω), mittlerer bis großer Ausgangswiderstand
- ▶ Hohe Grenzfrequenz
- ▶ Anwendung: typische Verstärkerschaltung für HF-Bereich bei geringen Leistungen

Kollektorschaltung

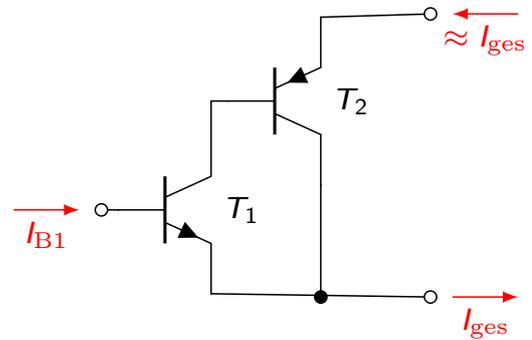


- ▶ Basis wird gesteuert, Ausgangssignal am Emitter und nicht am Kollektor
- ▶ $I_E = I_C + I_B = (\beta + 1) \cdot I_B \rightarrow$ hohe Stromverstärkung $v_i = \dots$
- ▶ $u_A = u_E - u_{BE} \Rightarrow u_A \approx u_E \rightarrow$ Spannungsverstärkung $v_u \approx 1$, keine Phasenverschiebung
- ▶ Leistungsverstärkung etwa gleich Stromverstärkung
- ▶ Ausgangsspannung am Emitter folgt annähernd der Eingangsspannung \Rightarrow „Emitterfolger“
- ▶ Eingangswiderstand sehr hoch: $r_E = 10 \text{ k}\Omega$ bis 100 $\text{k}\Omega$.
- ▶ Ausgangswiderstand gering: $r_A = 10 \Omega$ bis 100 Ω .
- ▶ Anwendung: typische Verstärkerschaltung für den NF-Bereich bei großen Leistungen, Impedanzwandler, Vorstufe der Darlington-Schaltung, Audioverstärker-Endstufe

Darlingtonschaltung



Gleichartige Transistoren



Komplementäre Transistoren

- ▶ Stromverstärkung lässt sich mit Darlingtonschaltung vergrößern
- ▶ Hintereinanderschaltung zweier Transistoren: Multiplikation der Stromverstärkungen

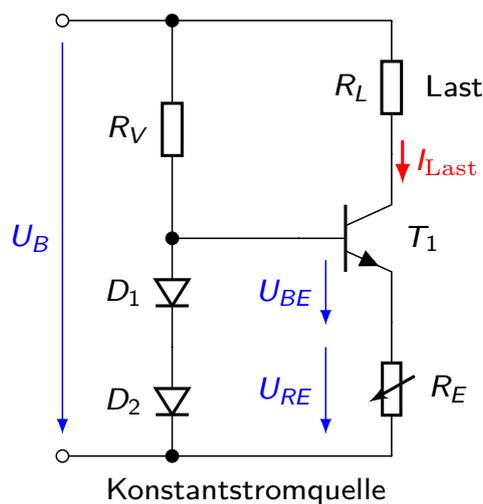
$$\beta = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} =$$

$$\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$$

(44)

- ▶ Schaltung auch als integriertes Bauelement erhältlich, z.B. BC517

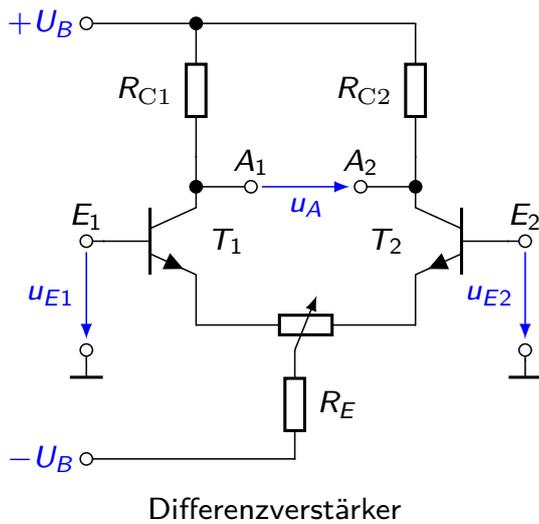
Konstantstromquelle



Konstantstromquelle

- ▶ Lastwiderstand R_L soll mit Konstantstrom versorgt werden
- ▶ Über Widerstand R_E lässt sich Konstantstrom $I_C = I_{Last}$ einstellen.
- ▶ $R_E = \frac{U_{RE}}{I_E} = \frac{U_{D1} + U_{D2} - U_{BE}}{I_C + \frac{I_C}{\beta}}$
- ▶ Der maximale Lastwiderstand ist $R_{C\max} = \frac{U_B - U_{RE}}{I_{Last}}$
- ▶ Anstelle der zwei Dioden kann auch ohmscher Widerstand oder Z-Diode verwendet werden.

Differenzverstärker



- ▶ Zwei identische Emitterschaltungen mit gemeinsamen R_E .
- ▶ Im Gleichtakt ($u_{E1} = u_{E2}$) sollte Ausgangsspannung $u_A = u_{A1} - u_{A2}$ null sein. Nullabgleich mit Poti wegen Exemplarstreuungen
- ▶ Falls u_{E1} steigt, erhöht sich i_{B1} und somit i_{C1}
 - Spannungsabfall an R_{C1} steigt, es _____
 - Gleichzeitig steigt auch i_{E1} und damit u_{RE}
 - u_{BE2} , i_{B2} und i_{C2} sinken, somit auch Spannungsabfall an R_{C2} und _____
 - ⇒ Es stellt sich Querspannung $u_A \neq 0$ ein
- ▶ Der gemeinsame R_E bestimmt I_E in Abhängigkeit von der Betriebsspannung. Er sollte hochohmig sein, um nahezu Konstantstrom zu erreichen oder kann durch Konstantstromquelle ersetzt werden.
- ▶ Anwendung: Eingang Operationsverstärker

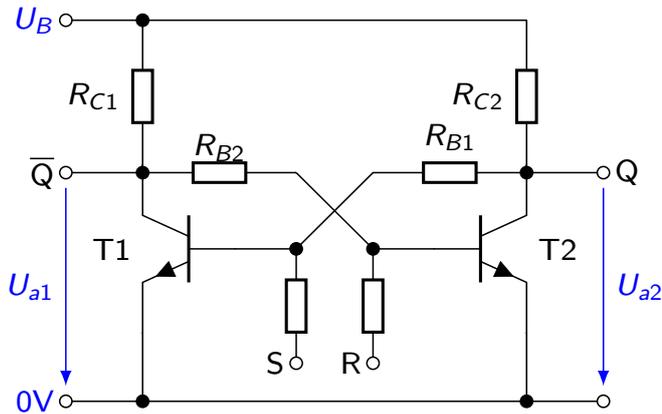
Kippschaltungen

Als Kippschaltung (sweep circuit) oder Kippstufe bezeichnet man eine Schaltung, deren Ausgangsspannung sich sprunghaft ändert. Man unterscheidet:

- ▶ bistabile Kippstufe (zwei stabile Zustände, RS-Flip-Flop)
- ▶ monostabile Kippstufe (ein stabiler und ein instabiler Zustand, Mono-Flop)
- ▶ astabile Kippstufe (zwei instabile Zustände)

Das automatische Kippen vom instabilen Zustand wird durch RC-Glieder gesteuert.

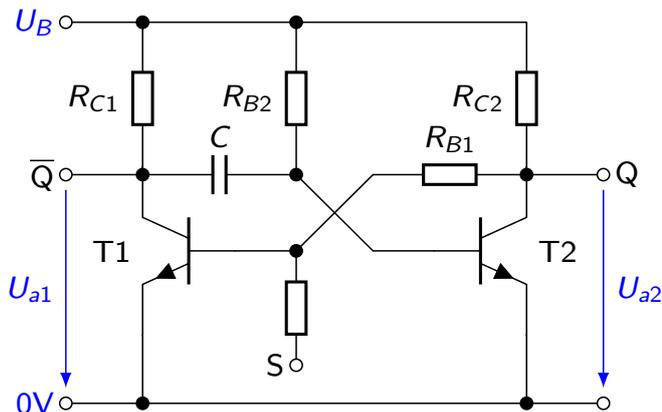
Kippschaltungen - Bistabile Kippstufe



- ▶ besteht aus zwei Transistoren, die über zwei Widerstände miteinander gekoppelt sind. Sie hat zwei stabile Zustände.
- ▶ Einsatz: (binärer) Speicher, RS-Flipflop
- ▶ Einschaltaugenblick: beide Transistoren sperren, $\approx U_B$ an Kollektoren. Über R_{B1} und R_{B2} fließen Basisströme. Aufgrund von Toleranzen schaltet z.B. T_1 schneller

- ▶ Dadurch sinkt seine CE-Spannung U_{a1} schnell auf Sättigungsspannung (ca. 0,2V) ab und T_2 erhält über Widerstand R_{B2} immer weniger Basisstrom. Je stärker T_1 durchsteuert, umso mehr wird T_2 am Durchsteuern gehindert und zum Sperren gezwungen.
- ▶ Ist T_1 voll durchgeschaltet, dann sperrt T_2 . Dadurch erhält T_1 über R_{B1} genügend Basisstrom um durchgeschaltet zu bleiben.
- ▶ Spannungsimpuls an Eingang R steuert gesperrten Transistor T_2 durch und seine CE-Spannung U_{a2} sinkt ab. T_1 erhält nicht genug Basisstrom und sperrt. Dadurch steigt seine CE-Spannung U_{a1} und T_2 erhält über R_{B2} genug Basisstrom, um durchgeschaltet zu bleiben, auch wenn Impuls an R wieder verschwindet.
- ▶ Durch abwechselnde Steuerimpulse kippt die Schaltung zwischen den stabilen Zuständen

Kippschaltungen - Monostabile Kippstufe I



- ▶ besteht aus zwei Transistoren, die über Widerstände und einen Kondensator miteinander verkoppelt sind. Sie hat einen stabilen Zustand.
- ▶ Anwendung: Zeitglieder mit Anzugs- oder Abfallverzögerung (Treppenhauslicht), Erzeugung von Impulsen mit bestimmter Mindestlänge.

- ▶ Einschaltaugenblick: beide Transistoren gesperrt, $\approx U_B$ an Kollektoren, $U_C = 0$

$$\left. \begin{aligned} I_{B1} &= I_{RB1} = \frac{U_{a2} - U_{BE1}}{R_{B1}} \approx \frac{U_B - U_{BE1}}{R_{B1}} \approx \frac{U_B}{R_{B1}} \\ I_{B2} &= I_{RB2} + I_C = \frac{U_B - U_{BE2}}{R_{B2}} + I_C \approx \frac{U_B}{R_{B2}} + I_C \end{aligned} \right\}$$

- ▶ Je mehr T_2 durchschaltet, umso geringer wird U_{a2} und T_1 erhält nicht mehr genügend Basisstrom und sperrt.
- ▶ Im stabilen Zustand wird Kondensator C auf ca. U_B geladen.
- ▶ Impuls an S steuert T_1 durch und U_{a1} sinkt auf ca. 0,2V ab.
- ▶ U_C wirkt wie Spannungsquelle, pos. Pol auf ca. +0,2V, neg. Pol auf $-U_B$. Dadurch negative Spannung an Basis von T_2 , der nun sperrt.

Kippschaltungen - Monostabile Kippstufe II

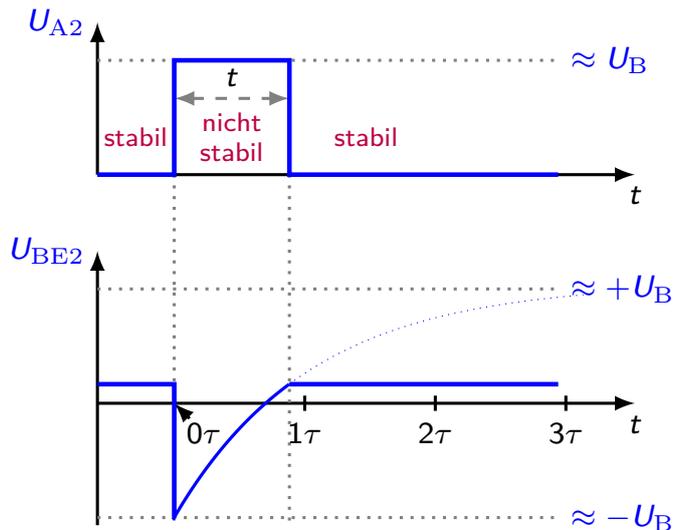
- ▶ Wenn T_2 sperrt, steigt U_{a2} auf ca. U_B an, T_1 erhält nun genügend Basisstrom und bleibt vorläufig durchgeschaltet.

- ▶ Kondensator C wird während des instabilen Zustandes über R_{B2} und T_1 entladen.

T_1 ist niederohmig, nur R_{B2} bestimmt die Entladezeit ($\tau = R_{B2} \cdot C$).

- ▶ Sobald C entladen und umgekehrt bis auf Schwellspannung von T_2 aufgeladen ist, schaltet T_2 durch und T_1 sperrt.

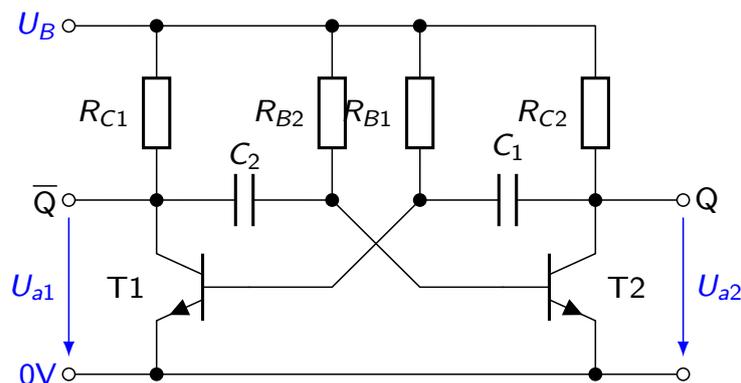
- ▶ Die Zeit t zum Kippen ergibt sich aus der e-Funktion zu:



$$t \approx \ln 2 \cdot R_{B2} \cdot C = 0,69 \cdot R_{B2} \cdot C \quad (45)$$

(Warum $\ln 2$? Aus $U_C(t) = U \cdot e^{-t/\tau}$ mit $U = 2U_B$ und $U_C(t) = U_B + U_S \approx U_B$ folgt

Kippschaltungen - Astabile Kippstufe



- ▶ Die astabile Kippstufe besteht aus zwei Transistoren, die über zwei Kondensatoren und Widerstände verkoppelt sind. Sie hat keinen stabilen Zustand, sondern zwei instabile.
- ▶ Funktion: siehe instabiler Zustand beim Monoflop
- ▶ Anwendung: Erzeugung von Rechteckspannungen, Funktionsgenerator, Takt, Blinklicht

$$\begin{aligned} t_1 &\approx \ln 2 \cdot R_{B1} \cdot C_1 = 0,69 \cdot R_{B1} \cdot C_1 \\ t_2 &\approx \ln 2 \cdot R_{B2} \cdot C_2 = 0,69 \cdot R_{B2} \cdot C_2 \\ f &= \frac{1}{t_1 + t_2} \end{aligned} \quad (46)$$

Literatur, Vertiefung - Bipolartransistor

 de.wikipedia.org/wiki/Ersatzschaltungen_des_Bipolartransistors

Kurcz Florian Kurcz, Elektrische Bauelemente (Kapitel 5.1 - Bipolar Transistor),
www.kurcz.at/downloads/bauteile.pdf

Gossner Prof. Stefan Goßner, Grundlagen der Elektronik, Kapitel 9-12,
www.prof-gossner.eu/pdf/Gesamtbuch7.pdf

 **PHYSIK** www.leifiphysik.de/elektronik/transistor

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - BJT 1 & 2
olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

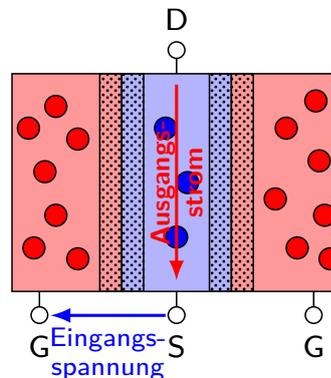
FET - Feldeffekt-Transistoren

- = engl.: Field Effekt Transistor
- = Unipolartransistor, Leitfähigkeit nur durch eine Art Ladungsträger (Majoritätsträger)
- ▶ Ansteuerleistung BJT: $P_{in} = U_{BE} \cdot I_B > 0$
- ▶ Ansteuerung durch Spannung und daraus resultierenden elektrischen Feld \rightarrow nahezu leistungslos

Drain = Senke, Abfluss

Source = Quelle, Zufluss

Gate = Tor, Steuerelektrode



- ▶ Typen jeweils als oder angeboten (analog: npn, pnp)

FET - Mechanismen

- ▶ Spezifische Leitfähigkeit eines Halbleiters ist $\kappa = e(\mu_n n + \mu_p p)$
(e Elementarladung, $\mu_{n|p}$ Beweglichkeit und $n|p$ Dichte freier Elektronen/Löcher)
- ▶ Bei N-Dotierung ist Elektronendichte $n \approx$ Donatorendichte $N \gg$ Löcherdichte p
- ▶ Spezifische Leitfähigkeit eines N-dotierten Halbleiters ist $\kappa \approx e\mu_n n$
- ▶ Damit ergibt sich der elektrische Leitwert eines n-Halbleiters zu

$$G = \frac{\kappa A}{\ell} = \frac{e\mu_n n A}{\ell}$$

(47)

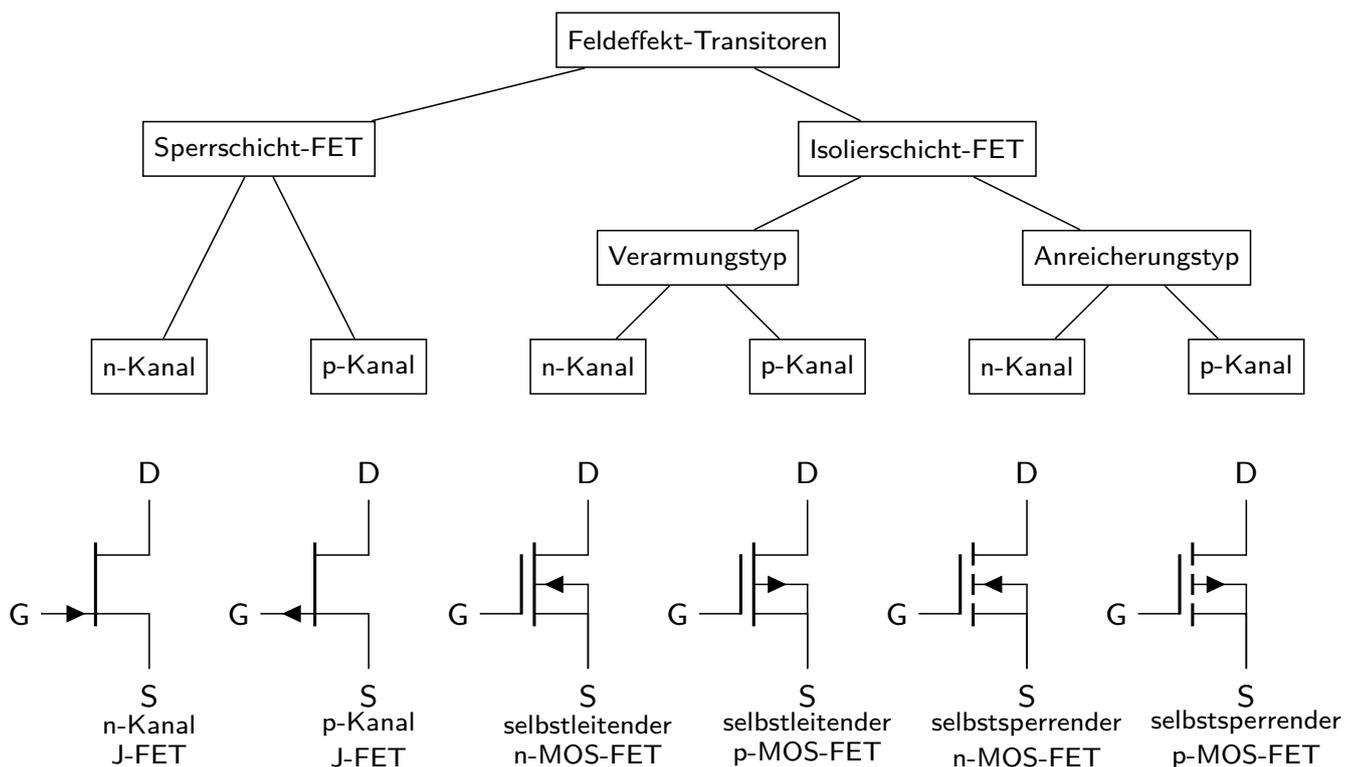
- ▶ e , ℓ und μ_n sind konstant, Steuerung des Leitwertes nur über A oder n möglich

⇒ zwei Arten von FET:

Sperrschicht-FET Leitfähiger n-Kanal von p-Material umgeben. Spannung am pn-Übergang verändert Breite der Sperrschicht und damit Querschnittsfläche A des Kanals

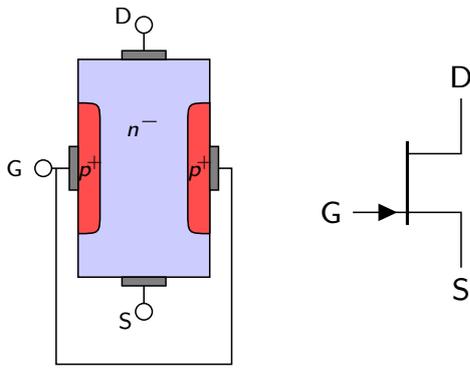
Isolierschicht-FET Steuerung der Ladungsträgerdichte n durch el. Querfeld.

FET - Übersicht

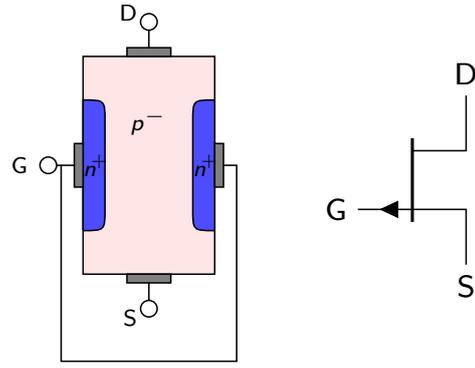


Übersicht der Feldeffekt-Transistoren, Schaltzeichen und Anschlüsse

Sperrschicht-FET



n-Kanal J-FET

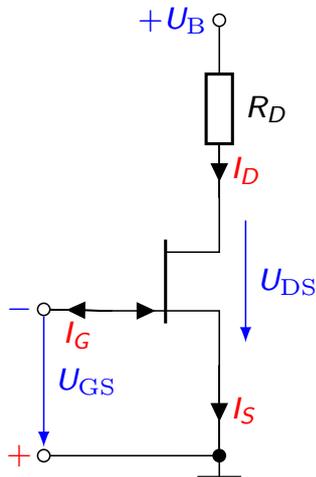


p-Kanal J-FET

= J-FET (j = junction), NIG-FET (Not Isolated Gate)

- ▶ besteht aus p- oder n-dotiertem Kanal mit zwei Anschlüssen, Source und Drain (entspricht Emitter und Kollektor) \Rightarrow p-Kanal und n-Kanal J-FET
- ▶ Um Kanal herum liegt gegensätzlich dotierte HL-Schicht mit Steueranschluss Gate (entspricht Basis)
- ▶ Kanal schwachdotiert, Gate hochdotiert \Rightarrow Sperrschicht bildet sich überwiegend

Funktion I



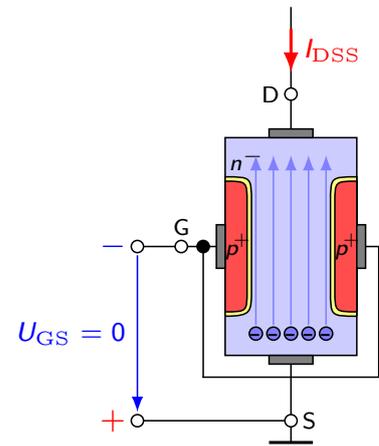
Grundsaltung eines n-Kanal J-FET

- ▶ Steuerung durch Spannung U_{GS}
- ▶ pn-Übergang zwischen Kanal und Gate in Sperrrichtung.
- \Rightarrow Sehr kleiner Gatestrom I_G zwischen Gate und Source
- \Rightarrow J-FET wird nahezu leistungslos gesteuert

Funktion II

J-FET bei $U_{GS} = 0$

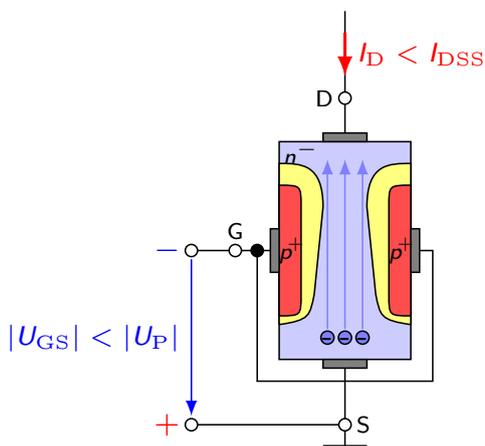
- ▶ keine Ansteuerung
- ▶ Wegen Rekombination an pn-Übergängen bilden sich dünne Sperrschichten zwischen Gate und Kanal
- ⇒ Kanal hat seinen größten Querschnitt
- ⇒ selbstleitend
- ⇒ Drainstrom ist



Funktion III

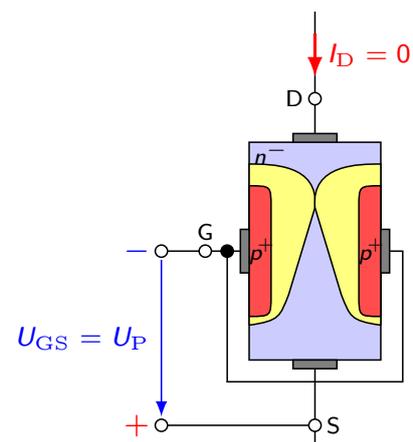
J-FET bei $0 < |U_{GS}| < |U_P|$

- ▶ größere Sperrschicht zwischen Gate und Kanal
- ▶ Sperrschicht wächst mit $|U_{GS}|$ und ragt in Kanal hinein
- ⇒ Querschnitt des Kanals wird verringert
- ⇒ Drainstrom



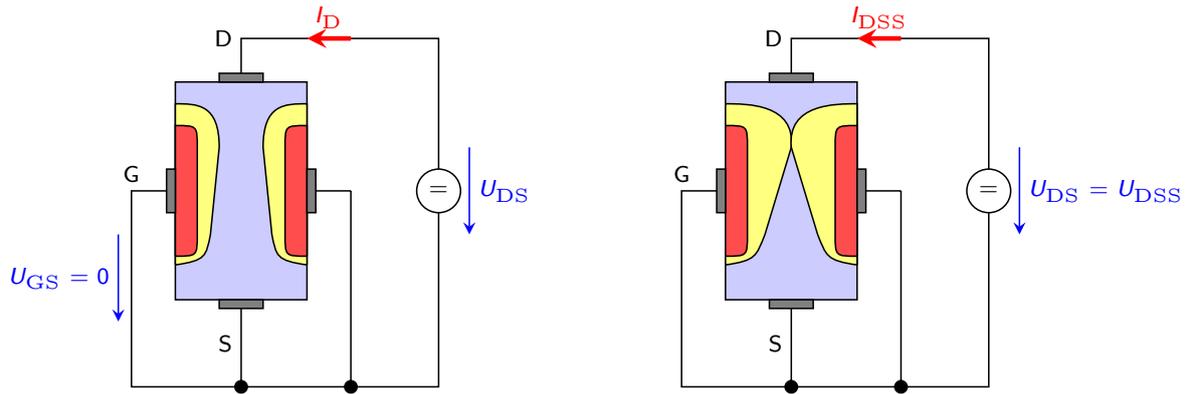
J-FET bei $U_{GS} = U_P$

- ▶ Erreicht U_{GS} die Gate-Sättigungsspannung U_P , füllt Sperrschicht gesamten Kanal aus.
- ⇒ Kanal wird „abgeschnürt“ (pinch-off = Abschnüren)
- ⇒ Drainstrom



Funktion IV

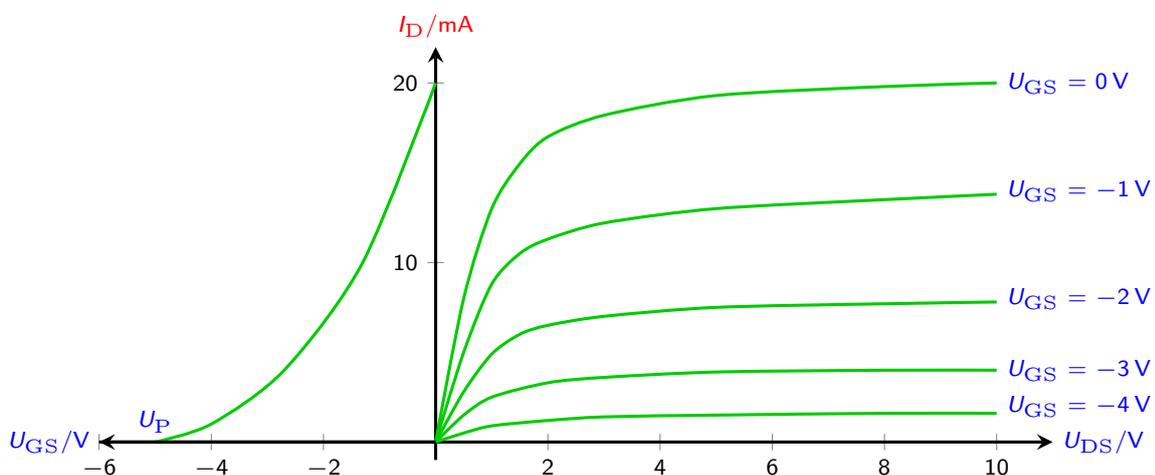
Verhalten bei Variation von U_{DS}



- ▶ Verbindet man Gate und Source, also $U_{GS} = 0$, vergrößern sich bei $U_{DS} > 0$ beide Sperrschichten im Kanal, da Kanalpotential höher als Gatepotential
 - ▶ Da Kanalpotential an D höher als an S, ist Sperrschicht an D breiter als an S
 - ▶ Bei $U_{DS} = U_{DSS}$ ist Kanal abgeschnürt
 - ▶ Auch bei $U_{DS} > U_{DSS}$ bleibt Strom $I_D \approx I_{DSS}$ erhalten, da Ladungsträger aus Kanal in Sperrschicht injiziert werden
- ⇒ Nicht nur Erhöhung der in Sperrichtung gepolten Spannung U_{GS} verengt den Kanal, sondern auch Erhöhung des Stromes I_D verursacht durch U_{DS}

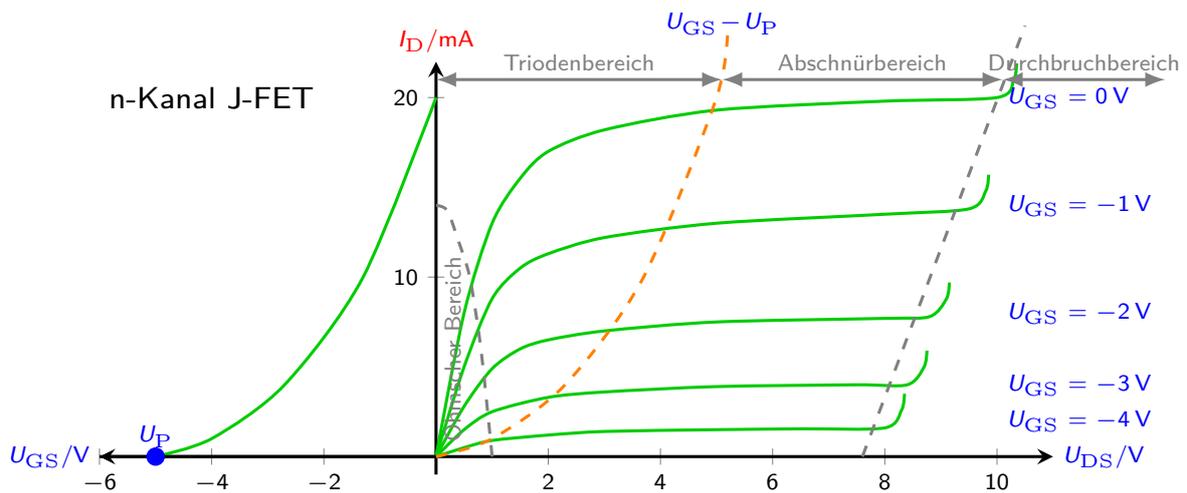
Kennlinienfeld

- ▶ Wichtige Größen: Eingangsspannung U_{GS} , Ausgangsspannung U_{DS} und Ausgangsstrom $I_D = I_S$ (wegen $I_G \approx 0$)
- ▶ Ihre Abhängigkeit wird dargestellt durch:
Steuerungskennlinie $I_D = I_D(U_{GS})$
Ausgangskennlinienfeld $I_D = I_D(U_{DS})$ bei $U_{GS} = \text{konstant}$



Kennlinienfeld eines n-Kanal J-FET

Kennlinienbereiche



Sperrbereich bei $|U_{GS}| > |U_P|$ ist $I_D = 0$, unabhängig von U_{DS}

Ohmscher Bereich (Lin. Bereich) Strom I_{DS} etwa proportional zu U_{DS} , abhängig von U_{GS}

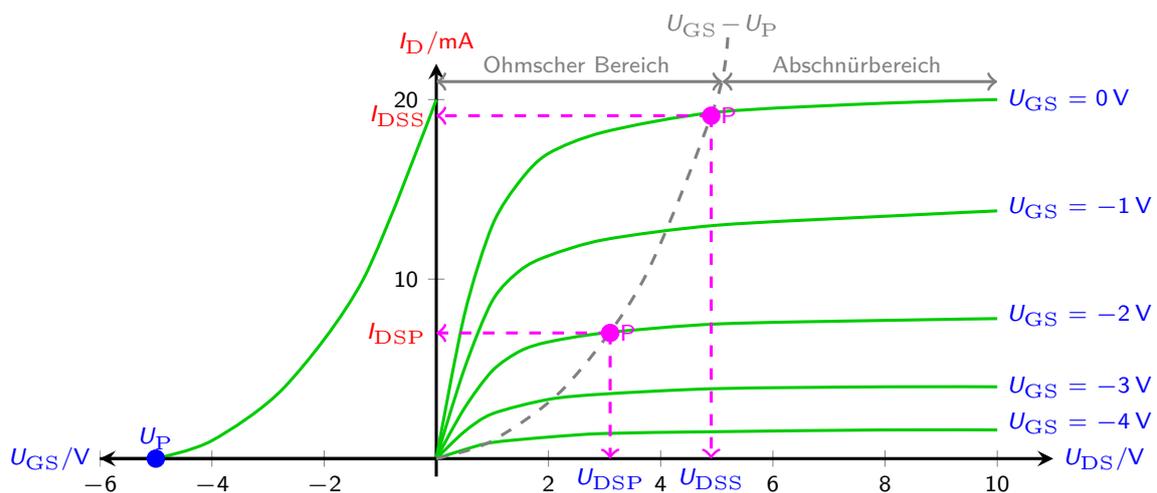
Triodenbereich Übergang vom lin. Bereich in Bereich mit flacher Steigung

Abschnürbereich (Sättigungsbereich) meistgenutzter Arbeitsbereich, Stromstärke $I_D = I_D(U_{GS})$ unabhängig von U_{DS} ,

Abschnürgrenze $U_{DS} = U_{GS} - U_P$ trennt Triodenbereich vom Abschnürbereich

Durchbruchbereich Bei großer U_{DS} bricht GS-Strecke durch \rightarrow FET zerstört

Kenngrößen



Abschnürspannung (Pinch-Off Voltage) U_P verursacht $I_D = 0$

Max. Sättigungsspannung $U_{DSS} = -U_P$ führt zur Abschnürung des Kanals bei $U_{GS} = 0$

Sättigungsspannung U_{DSP} führt zur Abschnürung des Kanals

Sättigungsstrom I_{DSP} , Kanal abgeschnürt, Strom durch Raumladungszone, nicht genügend freie Ladungsträger um Strom bei Erhöhung von U steigen zu lassen

Max. Sättigungsstrom I_{DSS} bei $U_D = U_{DSS}$ und $U_{GS} = 0$

Verstärkung

- ▶ Steuerkennlinie lässt sich mit guter Näherung als Parabel darstellen [Bys88]:

$$I_{DSP} \approx I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 \quad (48)$$

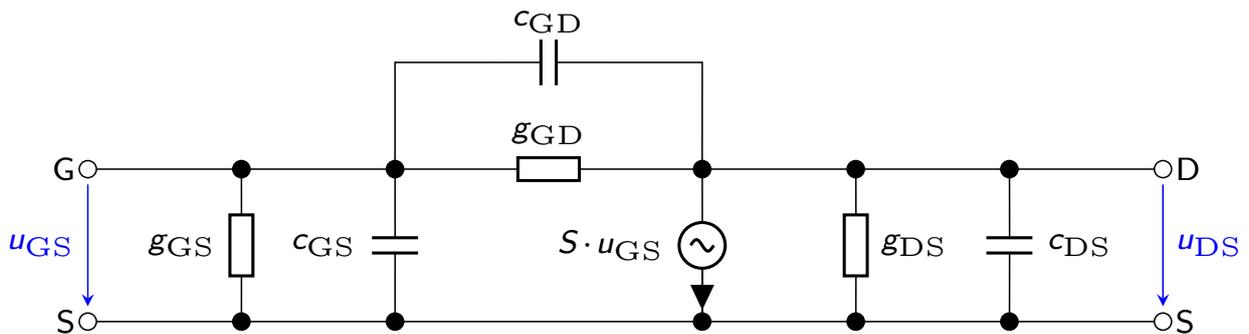
- ▶ Die Übertragungscharakteristik zwischen Eingang U_{GS} und Ausgang I_D bezeichnet man als Steilheit S ($\hat{=}$ Verstärkung), die man durch Differentiation von (??) erhält

$$S = \frac{dI_{DSP}}{dU_{GS}} = \frac{2I_{DSS}}{U_P} \left(\frac{U_{GS}}{U_P} - 1\right) \quad (49)$$

- ▶ Max. Steilheit bei $U_{GS} = 0$ ist $S_{\max} = \frac{-2I_{DSS}}{U_P}$ und somit

$$S = S_{\max} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right) \quad (50)$$

Sperrschicht-FET - Ersatzschaltbild



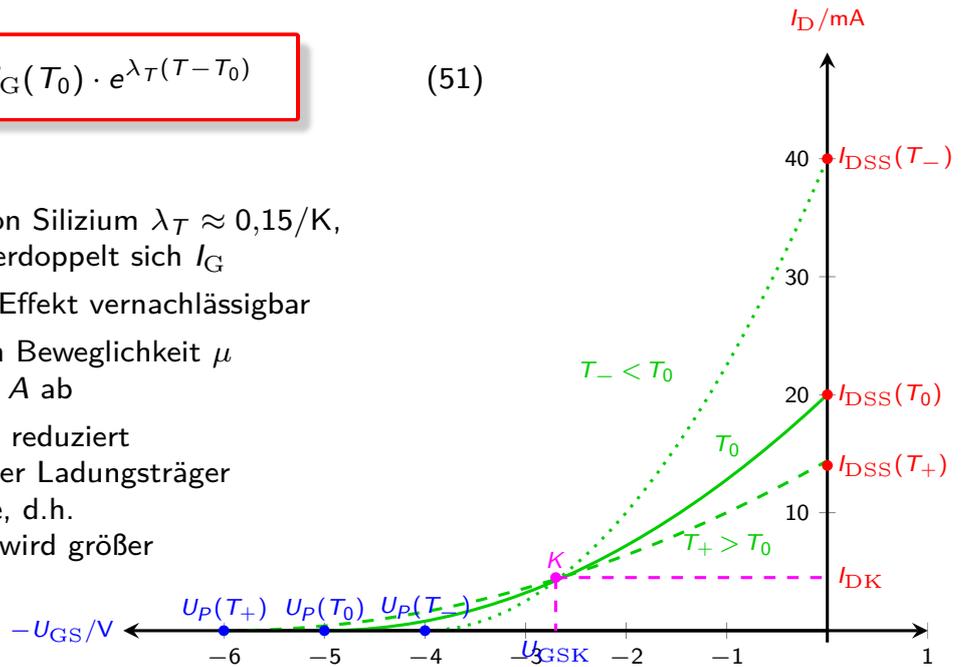
- ▶ Mit Steilheit $S = \frac{dI_D}{dU_{GS}}$ folgt spannungsgesteuerte Stromquelle $S \cdot u_{GS}$
- ▶ GS und GD in Sperrrichtung betrieben $\rightarrow g_{GS}$ und g_{GD}
- ▶ Bahnwiderstand g_{DS} des Kanals ergibt sich aus AP der Ausgangskennlinie
- ▶ Quasistationärer Bereich (NF) \rightarrow
- ▶ Höhere Frequenzen \rightarrow Berücksichtigung von Kapazitäten parallel zu Leitwerten
- ▶ Im Datenblatt keine Angabe von c_{GS} , c_{GD} und c_{DS} , sondern:
Kurzschluss-Eingangskapazität $c_{iss} = c_{GS} + c_{GD}$
Kurzschluss-Ausgangskapazität $c_{oss} = c_{DS} + c_{GD}$
Rückwirkungskapazität $c_{rss} = c_{GD}$
- ▶ Aus $c_{DS} \ll c_{GD}$ folgt $c_{GD} \approx c_{oss}$

Sperrschicht-FET - Temperaturabhängigkeit

- ▶ Temperaturverhalten ergibt sich aus Änderung des Gate- und Drainstromes
- ▶ Gatestrom steigt exponentiell mit Temperatur (wie Diodenstrom)

$$I_G(T) = I_G(T_0) \cdot e^{\lambda_T(T-T_0)} \quad (51)$$

- ▶ Temperaturbeiwert von Silizium $\lambda_T \approx 0,15/K$, d.h. bei $\Delta\vartheta = 5^\circ\text{C}$ verdoppelt sich I_G
- ⇒ I_G sehr klein ($\approx n\text{A}$), Effekt vernachlässigbar
- ▶ Drainstrom hängt von Beweglichkeit μ und Kanalquerschnitt A ab
- ▶ steigende Temperatur reduziert
 - Beweglichkeit μ der Ladungsträger und Sperrschichtweite, d.h.
 - Kanalquerschnitt wird größer

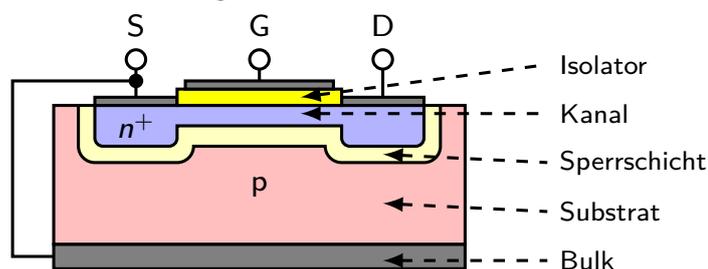


- ▶ Effekt (a) dominiert bei großem I_D , Effekt (b) bei kleinem. Im Kompensationspunkt K heben sich beide Effekte auf → Strom dotfill

Isolierschicht-FET I

= IG-FET (Isolated Gate)

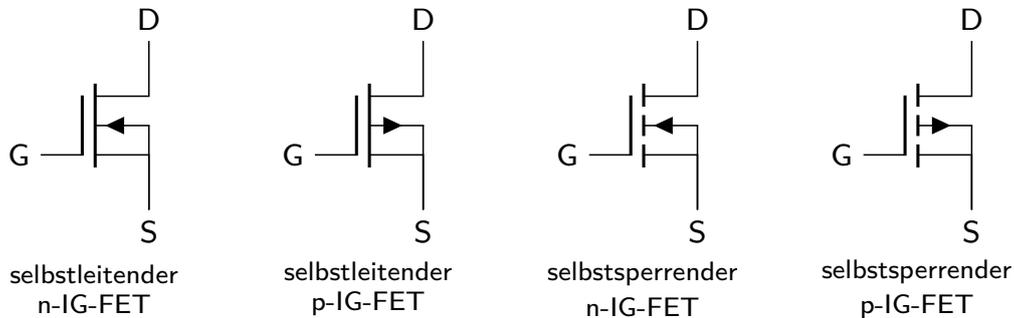
- ▶ Aufbau n-Kanal: p-dotiertes Si als Grundmaterial, zwei eindiffundierte, stark n-dotierte Zonen bilden D und S, der eindiffundierte n-Kanal zwischen D und S ist mit Isolierschicht und metallischer Elektrode als G abgedeckt.



- ▶ Substratunterseite elektrisch kontaktiert (Bulk-Anschluss) und (meistens) mit S verbunden
- ▶ Gate, Isolierschicht und Halbleitersubstrat bilden Plattenkondensator → Bezeichnung als MIS-FET (Metall-Isolator-Semiconductor)
- ▶ Isolierschicht meist SiO_2 (Erzeugung durch thermische Oxydation) → MOS-FET (Metall-Oxid-Semiconductor)
- ▶ Durch Spannung zwischen Gate und Bulk wird Kondensator auf- oder entladen, Ladungsträger wandern zur Grenzschicht hin oder weg und verändern so Leitfähigkeit in der Nähe der Grenzschicht

Isolierschicht-FET II

- ▶ Kanal entweder bereits durch Dotierung oder durch Anlegen einer Spannung erzeugt:
 1. selbstleitend: durch Anlegen einer Spannung am Gate „verarmt“ Kanal an Ladungsträgern und wird abgebaut (Verarmungstyp, depletion-type, normally-on-type).
 2. selbstsperrend: erst durch Anlegen einer Spannung am Gate entsteht Kanal durch „Anreicherung“ von Ladungsträgern (Anreicherungstyp, enhancement-type, normally-off-type).



Funktion und Anwendung des IG-FET
siehe Vorlesung Elektronik 2!

Literatur, Vertiefung - Feldeffekttransistoren

 de.wikipedia.org/wiki/Feldeffekttransistor

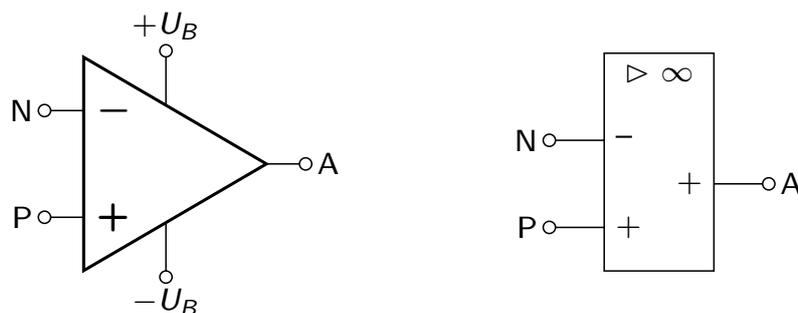
Kurcz Florian Kurcz, Elektrische Bauelemente (Kapitel 5.2 - Feldeffekttransistoren),
www.kurcz.at/downloads/bauteile.pdf

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - FET
olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

Historie

- ▶ Erster OP (μ A709) als IC um 1965
- ▶ Ursprünglich für mathematische Operationen
- ▶ Vielseitiges Standardbauteil, Funktion wird durch äußere Beschaltung festgelegt
- ▶ Preiswert (ähnlich wie Einzeltransistor)
- ▶ Hat in vielen Bereichen Transistor abgelöst
- ▶ Viele Eigenschaften sehr nahe am „idealen“ Verstärker

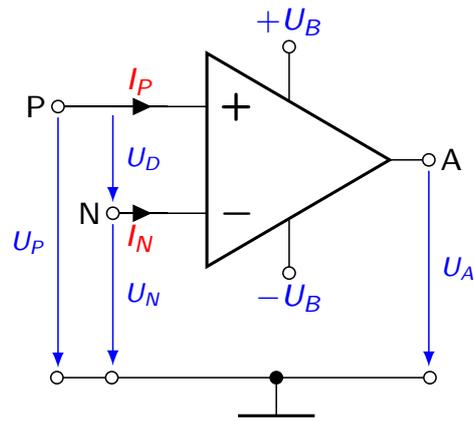
Aufbau



Schaltsymbole eines Operationsverstärkers (links: alt, rechts: DIN 40900 T13)

- ▶ Gleich- und Wechselspannungsverstärker bis wenige MHz → Kein HF-Verstärker!
- ▶ IC → Kein Leistungsverstärker!
- ▶ Invertierender (-) und nicht invertierender (+) Eingang
- ▶ Am Ausgang verstärktes Differenzsignal der Eingänge
- ▶ Leerlaufverstärkung 10^4 bis 10^7 , daher meist Gegenkopplung (Rückkopplung von A zu N)
- ▶ Oft symmetrische Versorgungsspannung
- ▶ Optional: Anschlüsse zum Abgleich (Offset)

Zählpfeile



Zählpfeile beim Operationsverstärker

Differenzspannung:

$$U_D = U_P - U_N$$

Differenzverstärkung, Leerlaufverstärkung v_o :

$$U_A = v_o \cdot U_D = v_o \cdot (U_P - U_N)$$

(52)

Bsp.: $U_D = 0,1V, v_o = 10^4 \Rightarrow U_A = \dots\dots\dots$

Varianten

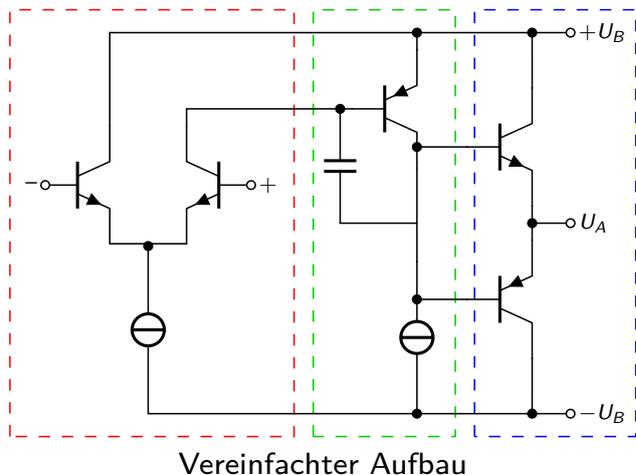
- ▶ Ein- und Ausgänge können für Ströme oder Spannungen ausgelegt sein
- ▶ N-Eingang ist stets hochohmiger Spannungseingang (wegen Gegenkopplung))
- ▶ P-Eingang oder Ausgang ist hoch- oder niederohmig

⇒ 4 Varianten

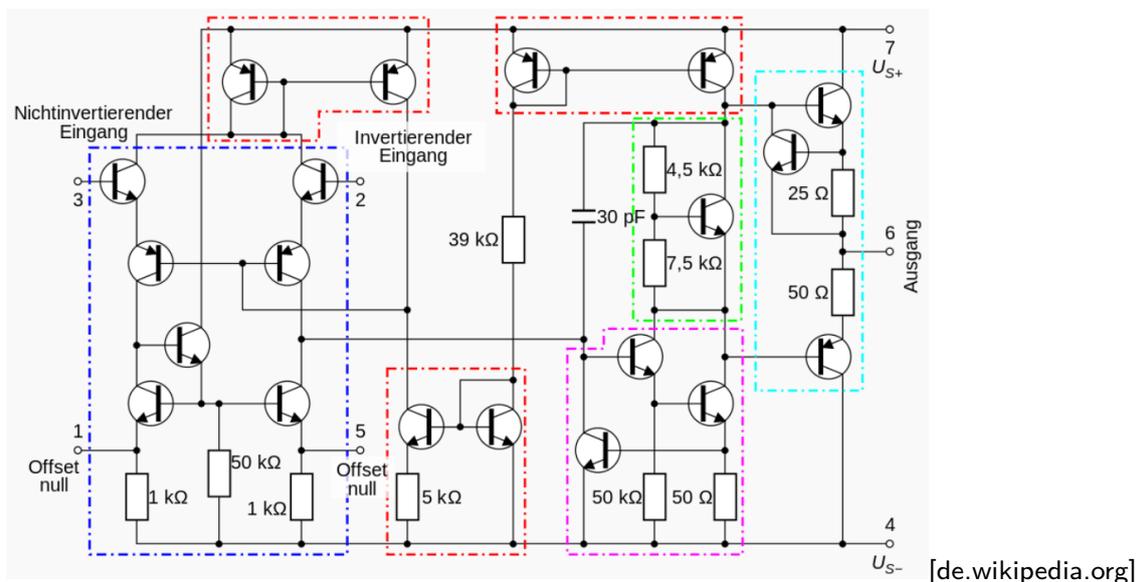
	Spannungsausgang (niederohmig)	Stromausgang (hochohmig)
Spannungseingang (hochohmig)	<p>(Normaler) OP VV-OP</p> <p>$U_A = v_o \cdot U_D$</p>	<p>Transkonduktanzverstärker VC-OP</p> <p>$I_A = S_D \cdot U_D$</p>
Stromeingang (niederohmig)	<p>Stromrückgekoppelter OP CV-OP</p> <p>$U_A = I_N \cdot Z = v_o \cdot U_D$</p>	<p>Stromverstärker CC-OP</p> <p>$I_A = k_I \cdot I_N = S_D \cdot U_D$</p>

Normaler Operationsverstärker (VV-OP)

- ▶ Ältester und häufigster Typ
- ▶ Zwei hochohmige Spannungseingänge
- ▶ Ausgang wie niederohmige Spannungsquelle
- + Geringe Offsetspannung, hohe Präzision bei NF
- ▶ Prinzipieller Aufbau: Differenzverstärker mit Konstantstromquelle, Verstärkerstufe, Ausgangsstufe (oft als Gegentaktstufe)



Normaler Operationsverstärker - Innenschaltung des $\mu A741$



Eingangsstufe: Differenzverstärker mit Konstantstromquelle, Anschlüsse zum Abgleich des Offsetfehler durch externes Poti

Stromspiegel: Gesteuerte Stromquellen zur Versorgung der Verstärkerstufen

Primärer Spannungsverstärker: in Darlington-Schaltung

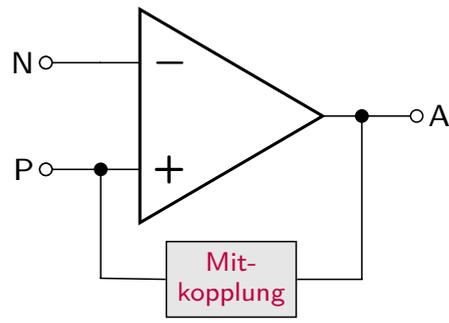
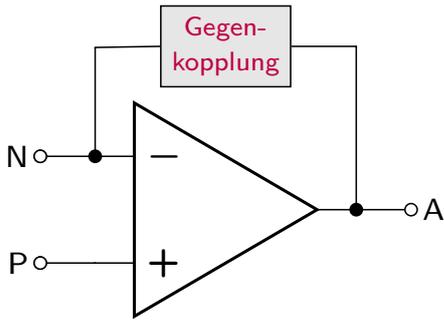
Vorspannung: für Ausgangsstufe

Ausgangsstufe: als Gegentaktstufe

Kondensator: zur Frequenzkompensation, reduziert Verstärkung bei hohen Frequenzen um

8. **Stabilität bei Gegenkopplung zu erreichen (Nyquist)**

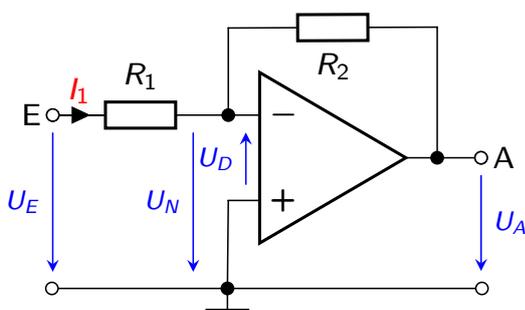
Rückkopplung



Prinzip der Mit- und Gegenkopplung beim OP

- ▶ v_o für praktische Zwecke viel zu groß (und ungenau wegen Exemplarstreuungen)
 Bsp.: Störspannung von $\Delta U_D = 100 \mu\text{V}$ führt bei $v_o = 3 \cdot 10^4$ zu $\Delta U_A = 3 \text{ V}$
- ▶ Durch äußere Beschaltung kann Verstärkung v reduziert werden. Dazu wird U_A gegenphasig zurückgeführt (N-Eingang) und wirkt Eingangssignals entgegen \Rightarrow
- ▶ Bei Gleichphasiger Rückführung (P-Eingang) unterstützt das rückgeführte Ausgangssignal die Wirkung des Eingangssignals \Rightarrow
- ▶ Ausgang wird auf Eingang desselben Gliedes zurückgeführt $\hat{=}$

Invertierender Operationsverstärker I



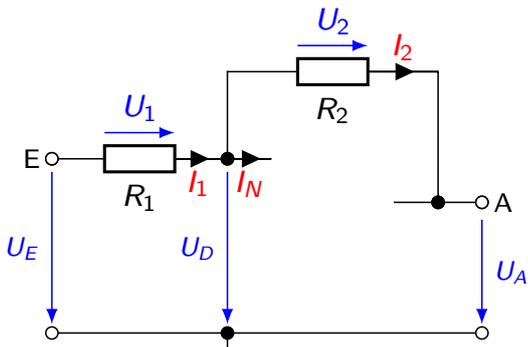
- ▶ Differenzspannung $U_D = -U_N$ wird mit Leerlaufverstärkung $v_o = -\frac{\Delta U_A}{\Delta U_N}$ verstärkt.
- ▶ Verstärkung v ist generell das Verhältnis

$$v = \frac{U_A}{U_E} \quad (53)$$

und abhängig von äußerer Beschaltung

- ▶ Einschwingvorgang: Für $t < t_0$ sei $U_E = 0 \text{ V}$ und damit $U_A = 0 \text{ V}$.
 Bei t_0 sei $U_E > 0$ und U_A ändert sich nur stetig und bleibt zunächst noch Null.
 Wegen $U_D = -\frac{R_2}{R_1+R_2} U_E < 0$ wird U_A durch v_o negativ und Potential am N-Eingang kleiner \rightarrow auch U_D wird kleiner und begrenzt betragsmäßigen Anstieg von U_A .
 - ▶ Solange $|v_o \cdot U_D| > |U_A|$, läuft Verstärkungsvorgang weiter ab, bis U_A genügend großen negativen Wert erreicht hat und $|U_D|$ genügend klein geworden ist, so dass $v_o \cdot U_D = U_A$
 - ▶ Im eingeschwungenen Zustand gilt $U_D = \frac{U_A}{v_o}$.
 Da v_o sehr groß, wird U_D sehr klein, z. B. $U_A = -4 \text{ V}$, $v_o = 4 \cdot 10^5 \rightarrow U_D =$
- \Rightarrow Beim gegengekoppelten OP ist der eingeschwungene Zustand bei erreicht.
- ▶ zwischen OP-Eingängen, am N-Eingang

Invertierender Operationsverstärker II



Spannungen und Ströme im Gleichgewichtsfall

- ▶ Mit $U_D \approx 0\text{V}$ gilt $U_1 = U_E$ und $U_2 = -U_A$
 - ▶ Eingangswiderstand des OP ist sehr groß, daher $I_N \approx 0$ und $I_1 = I_2$
- $$\Rightarrow I_1 = \frac{U_1}{R_1} = \frac{U_2}{R_2} \text{ bzw. } U_2 = \frac{R_2}{R_1} \cdot U_1$$

$$U_A = -\frac{R_2}{R_1} \cdot U_E = v \cdot U_E \quad (54)$$

- ▶ U_E wird verstärkt mit

$$|v| = \frac{R_2}{R_1} \quad (55)$$

- ▶ Verstärkung v hängt nur von der äußeren Beschaltung (Verhältnis R_1 zu R_2) des OP ab und kann unabhängig von Leerlaufverstärkung v_o frei eingestellt werden.
- ▶ Negatives Vorzeichen $\hat{=}$ 180° Phasenverschiebung zwischen U_E und $U_A \Rightarrow$ invertierender Verstärker.

Invertierender Operationsverstärker III

Eingangswiderstand r_E der Schaltung ist

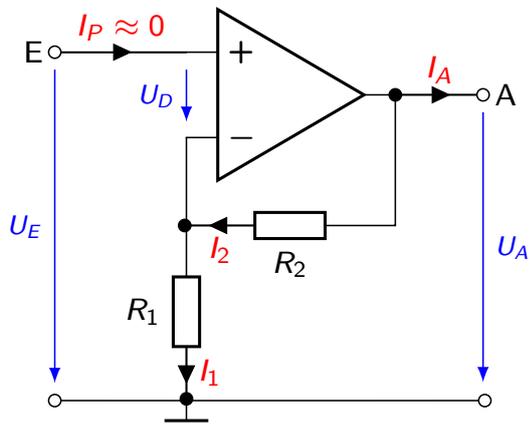
$$r_E = \frac{u_E}{i_E} = R_1 \quad (56)$$

Ausgangswiderstand r'_A der Schaltung
($\hat{=}$ Innenwiderstand der Steuerquelle für nachfolgende Last) ist

$$r'_A = r_A \cdot \frac{v}{v_o} \quad (57)$$

Ausgangswiderstand r_A wird durch Gegenkopplung so reduziert, wie v_o auf $|v| = R_2/R_1$

Nicht invertierender Operationsverstärker I



- ▶ Differenzspannung U_D mit v_o verstärkt
- ▶ Da $U_D \approx 0$, ist $U_N \approx U_E$ und mit $i_N \approx 0$ ist Spannungsteiler R_1 und R_2 unbelastet.

$$v = \frac{U_A}{U_E} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (58)$$

- ▶ pos. Vorzeichen, keine Phasenverschiebung zwischen U_E und U_A
 \Rightarrow nicht inv. Verstärker

- ▶ Für $R_2 \gg R_1$ gilt $v \approx \frac{R_2}{R_1}$ wie beim inv. OP. Dort $|v| < 1$ möglich, hier stets $v \geq 1$.

- ▶ Gegenkopplung: Teil von U_A auf N-Eingang zurückgeführt (wirkt gegenphasig)

$$U_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_A$$

- ▶ Funktion: Wird $U_E = U_P$ z.B. etwas positiver als U_N , so wird U_A positiver (P-Eingang, positive Verstärkung) und wegen Rückkopplung wird auch U_N positiver, wodurch $U_D = U_P - U_N$ abnimmt (Gegenkopplung), bis stabiler Zustand $U_N \approx U_P$ und $U_D \approx 0$
- ▶ Infolge Gegenkopplung stellt sich U_a so ein, dass $U_D \approx 0$ wird.

Nicht invertierender Operationsverstärker II

Eingangswiderstand

$$r_E = \frac{U_E}{I_P} \xrightarrow{I_P \approx 0} \infty \quad (59)$$

Sehr großer r_E ist charakteristisch für nicht invertierenden OP.

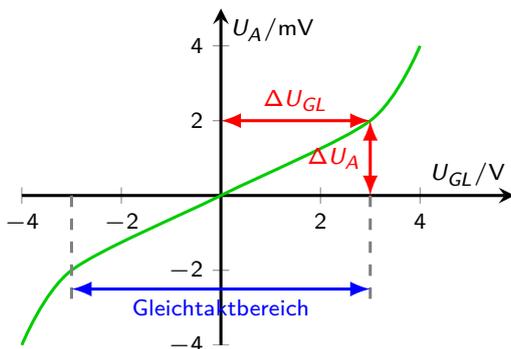
Anwendung: Messung kleiner Spannungen an Quellen mit hohem Innenwiderstand, Messung von Kondensatorspannung

Ausgangswiderstand (wie beim inv. OP)

Gleichtaktverstärkung

- ▶ Im Gleichtaktbetrieb $U_N = U_P = U_{GL}$ sollte $U_A = v_o \cdot U_D = v_o \cdot (U_P - U_N) = 0$ sein
- ▶ Ändern sich beim realen OP U_N und U_P synchron, tritt kleine, unerwünschte Änderung ΔU_A auf.
- ▶ U_{GL} ($\hat{=}$ AP) kann fast bis $\pm U_B$ gewählt werden ($\approx 90\%$)
- ▶ Da U_{GL} den Aussteuerbereich der Eingangsspannung einengt, legt man U_{GL} möglichst in die Mitte der beiden Betriebsspannungen (i.d.R. Masse)
- ▶ Mit (Leerlauf-)Gleichtaktverstärkung $v_{GL} = \frac{\Delta U_A}{U_{GL}}$ erhält man Ausgangsspannung

$$U_A = v_o(U_P - U_N) + v_{GL} \frac{1}{2}(U_P + U_N) \quad (60)$$



Bsp.: $v_{GL} = \frac{2\text{mV}}{3\text{V}} = 6,7 \cdot 10^{-4}$ (sehr klein, ideal wäre $v_{GL} = 0$).

Die Gleichtaktverstärkung hängt nichtlinear von U_{GL} ab. Die *Gleichtaktaussteuerung* im Datenblatt gibt an, ab welcher Gleichtaktspannungen der angegebene v_{GL} -Wert überschritten wird.

Gleichtaktunterdrückung

- ▶ Gleichtaktverstärkung ist viel kleiner als Leerlaufverstärkung
- ▶ Gleichtaktunterdrückung G (CMRR - Common-Mode Rejection Ratio)

$$G = \left| \frac{v_o}{v_{GL}} \right| \quad (61)$$

sollte möglichst groß sein ($10^4 \dots 10^5$) und wird meist in dB angegeben

$$G_{\text{dB}} = 20 \log G \quad (62)$$

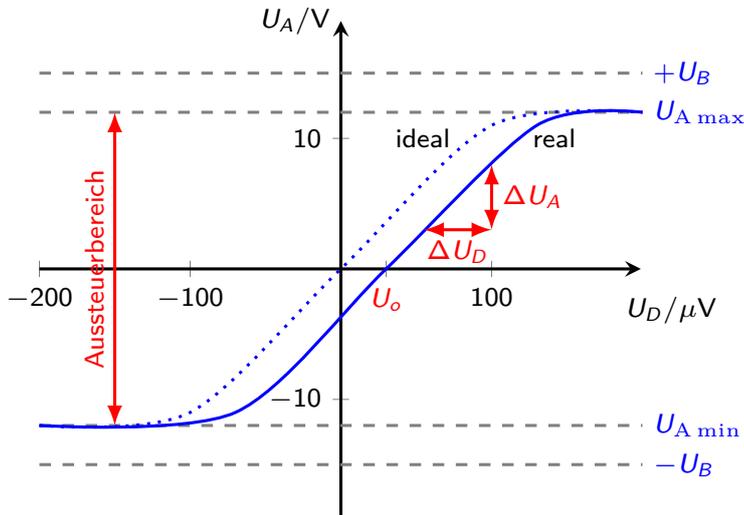
(80 dB ... 100 dB)

- ▶ G ist frequenzabhängig, Datenblattwerte gelten für NF.
- ▶ Beim LM741 ist $G=90$ dB bis 100 Hz und fällt mit steigender Frequenz auf 20 dB bei 1 MHz

Mit welcher Ausgangsspannung ist beim LM741 zu rechnen, falls $U_{GL} = 1$ V?

Common-Mode Rejection Ratio	90 dB	$\Rightarrow G =$
Large Signal Voltage Gain	200 V/mV	$\Rightarrow v_o =$
$v_{GL} =$		$\Rightarrow U_A =$

Übertragungskennlinie



- ▶ Übertragungskennlinie: $U_A = f(U_D)$
- ▶ Aussteuerungsbereich: $U_{A,min} < U_A < U_{A,max}$
näherungsweise linear
- ▶ Wenn Bereichsgrenze erreicht, steigt U_A nicht weiter mit U_D an. U_A wird begrenzt; Verstärker ist *übersteuert*.
- ▶ Aussteuerungsgrenzen etwa 1 V bis 3 V unter $\pm U_B$.
- ▶ Einige OP mit MOS-Endstufe fast bis $\pm U_B$ aussteuerbar

- ▶ Kennlinie verläuft beim idealen OP
 - ▶ Werden beim realen OP beide Eingänge auf Masse gelegt ($U_P = U_N = U_D = 0$) müsste $U_A = 0$ sein. Weil Eingangstransistoren des OP nicht absolut identisch sind, entsteht interne Differenz-Fehlspannung und dadurch $U_A \neq 0 \rightarrow$
- ⇒ Offsetspannung als Hilfsspannung an Eingänge anlegen, um $U_A = 0$ zu zwingen.
Größenordnung $\pm 10 \mu V \dots \pm 10 mV$

Bsp.: Beträgt Offsetspannung 2 mV und ist $v = 1000$, so wird $U_A =$, obwohl $U_D = 0V$.

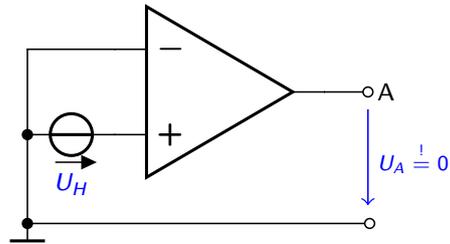
Differenzverstärkung

- ▶ Übertragungskennlinie gilt für quasistationären Betrieb (DC und NF).
- ▶ Für Leerlaufverstärkung (Differenzverstärkung) v_o gilt:

$$v_o = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_D} = \frac{\Delta U_A}{\Delta(U_P - U_N)} = \begin{cases} \Delta U_A / \Delta U_P & \text{für } U_N = \text{konst} \\ -\Delta U_A / \Delta U_N & \text{für } U_P = \text{konst} \end{cases}$$

- ▶ Man erhält Leerlaufverstärkung v_o über Steigungsdreieck $\Delta U_A / \Delta U_D$ aus Übertragungskennlinie
- ▶ Analog erhält man Gleichtaktverstärkung v_{GL} aus Übertragungskennlinie bei Gleichtaktbetrieb ($U_D = 0$)
- ▶ Im Niederfrequenzbereich ist U_A in Phase mit U_D .

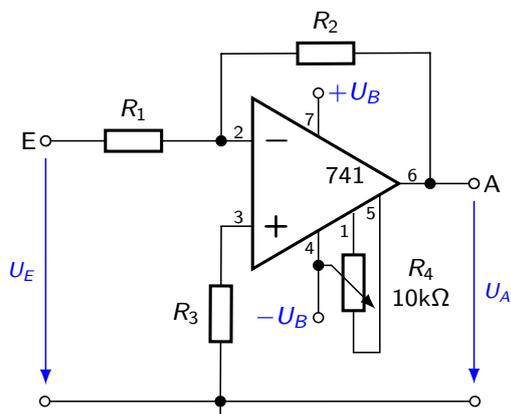
Kompensation der Offsetspannung I



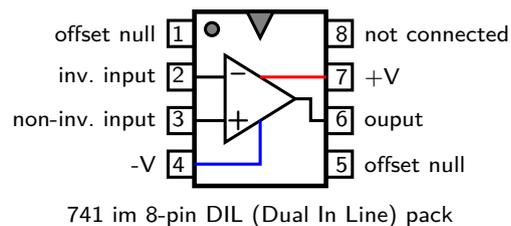
Prinzip der Offset-Kompensation

- ▶ Kompensation von U_o durch Hilfsgleichspannung U_H zwischen Eingängen
- ▶ Praxis: Hilfsspannung durch Spannungsteiler aus U_B
- ▶ Dimensionierung der Kompensationsschaltung ist
 - ▶ und
 - ▶

Kompensation der Offsetspannung II

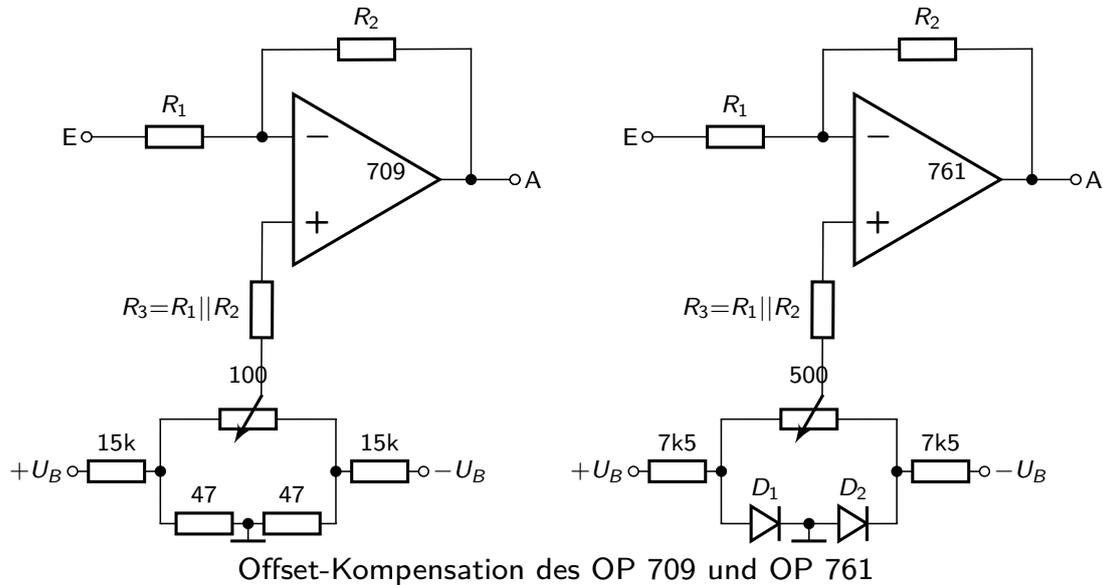


Offset-Kompensation des OP 741



- ▶ Hier: Eingang E an Masse legen und mit Poti R_4 Ausgangsspannung U_A auf 0V abgleichen.

Kompensation der Offsetspannung III



- ▶ Nachteil des ohmschen Spannungsteilers: Schwankung von U_B verschlechtern Offsetabgleich.
- ▶ Abhilfe schafft ein mit zwei Dioden stabilisierter Spannungsteiler.

Kompensation der Offsetspannung IV

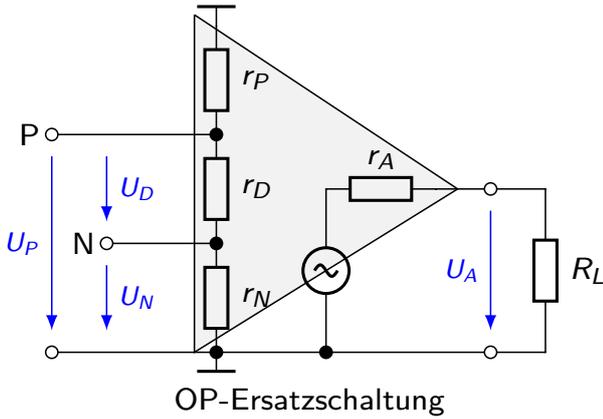
- ▶ Wirkung der Offsetspannung oft vernachlässigbar, insbesondere bei kleinen Verstärkungsfaktoren oder Wechselspannungsbetrieb
- ▶ Ebenso oft ist sie störend, z.B. bei Sensor mit kleiner Messspannung in Größenordnung der Offsetspannung
- ▶ Nach Kompensation von U_o nur noch Abhängigkeit von Temperatur, Betriebsspannung und Alterung.

Temperaturdrift $\frac{\Delta U_o}{\Delta \vartheta}$
hat typische Werte von 3... 10 $\mu\text{V}/\text{K}$.

Betriebsspannungsdurchgriff (Power Supply Voltage Sensitivity) $\frac{\Delta U_o}{\Delta U_B}$
beschreibt Einfluss von U_B auf U_o (typische Werte: 10... 100 $\mu\text{V}/\text{V}$).
⇒ Betriebsspannungen $\pm U_B$ gut stabilisieren

Langzeitdrift $\frac{\Delta U_o}{\Delta t}$
(einige μV pro Monat).
OP mit FET-Eingängen haben i.A. schlechtere Stabilität der Offsetspannung.

Eingangswiderstand



Verschiedene Eingangswiderstände aufgrund des schaltungstechnischen Aufbaus beim OP

Widerstand r_P zwischen P-Eingang und Masse

Widerstand r_N zwischen N-Eingang und Masse

Widerstand r_D zwischen P- und N-Eingang

$r_P \approx r_N \approx 10 \text{ M}\Omega \dots 1 \text{ G}\Omega$

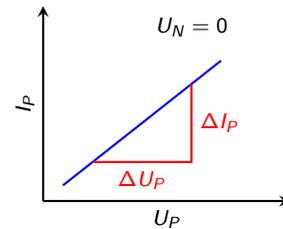
$r_D \approx \begin{cases} 0,5 \text{ M}\Omega \dots 2 \text{ M}\Omega & \text{BJT-Eingang} \\ \text{G}\Omega & \text{FET-Eingang} \end{cases}$

OP-Ersatzschaltung

Differenz-Eingangswiderstand

Bei $U_N = 0$ ist $U_D = U_P$ und man erhält $r_D = \frac{\Delta U_P}{\Delta I_P}$.

Analog $r_D = \frac{\Delta U_N}{\Delta I_N}$ bei $U_P = 0$.



Gleichtakt-Eingangswiderstand

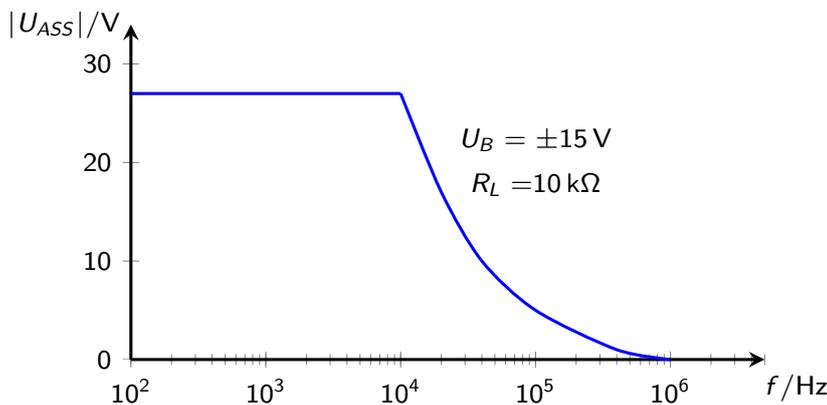
- Im Gleichtaktbetrieb ($U_D = 0$) ist Differenz-Eingangswiderstand r_D kurzgeschlossen

$$r_{GL} = r_P || r_N \approx \frac{r_P}{2} \approx \frac{r_N}{2}$$

(63)

- Im Datenblatt meist r_{GL} angegeben, es gilt $r_{GL} \gg r_D$ (Faktor 100 bis 1000).

Slew-Rate



Amplitude von $|U_{ASS}|$ als Funktion der Frequenz für den Typ 741

- Anstiegsgeschwindigkeit von U_A ist begrenzt ($\approx 0,3 \text{ V}/\mu\text{s} \dots 1000 \text{ V}/\mu\text{s}$)
 - Charakteristische Kenngröße des OP \rightarrow lässt sich nicht kompensieren
 - Bei Spannungssprung am Eingang ändert sich U_A nur mit angegebener Slew-Rate
 - Bei hohen (Sinus-)Frequenzen kann u_A nicht mehr u_E folgen, wird verzerrt (nicht mehr sinusförmig) und erreicht nicht mehr die volle Amplitude
- \Rightarrow Maximal mögliche Spannung $|U_A|$ fällt bei zunehmender Frequenz
- Bsp.: Beim 741 ist bis 10 kHz die maximal mögliche Signalamplitude am Ausgang konstant und fällt dann ab.

Operationsverstärkertypen und ihre Daten

Universaltypen

- ▶ keine besonderen elektrischen Eigenschaften
- +
- ▶ Aus Größe des Eingangsstroms kann man auf Technologie des OP-Eingangs schließen:
nA ⇒ , pA ⇒
- ▶ Ausführliche, tabellarische Übersicht verschiedener Typen in [TSG16]

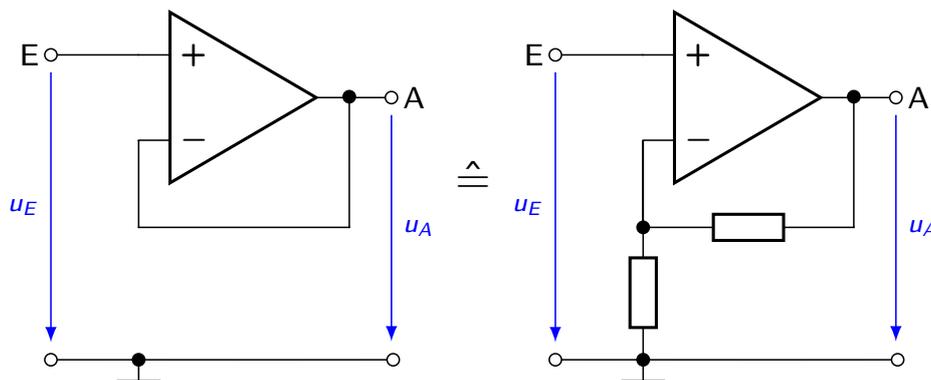
Typ	Hersteller	U_o	I_E	Slew Rate	#	Gehäuse	Preis
LM741	Texas Inst.	1 mV	20 nA	0,5 V/μs	1	DIL-8	0,37€
LM324D	Texas Inst.	2 mV	50 nA	0,6 V/μs	4	SO-14	0,13€
TL082	ST			16 V/μs	2	DIP-8	0,24€

Beispiele (Bezug und Preise siehe [Conrad]):

Spezielle Typen

Präzisionstypen, Niedrige Offsetspannung, Niedriger Eingangsstrom, Hohe Bandbreite, Geringe Stromaufnahme, Niedrige Betriebsspannung, Hohe Ausgangsleistung

Spannungsfolger, Impedanzwandler



- ▶ Sonderfall des nicht invertierenden OP:

$$u_A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot u_E = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot u_E = \left(1 + \frac{0}{\infty}\right) \cdot u_E = u_E$$

- ▶ Verstärkung: $v = \frac{u_A}{u_E} = 1$

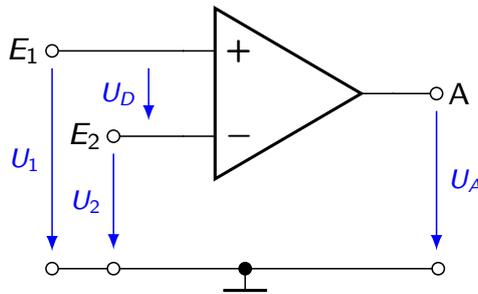
⇒

- ▶ Eingangswiderstand $r_E =$ →

- ▶ Ausgangswiderstand $r'_A =$ →

⇒

Komparator

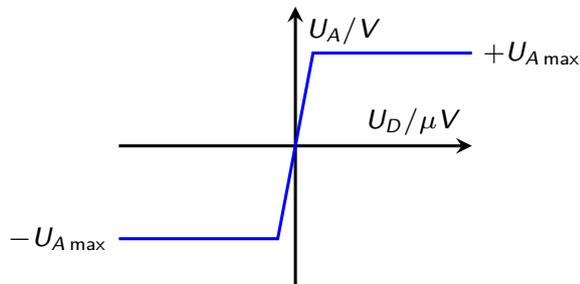


- ▶ Keine Gegenkopplung ⇒
- ▶ z.B. bei $v_o = 3 \cdot 10^4$ und $U_B = \pm 12\text{V}$ genügt $|U_D| = 400\ \mu\text{V}$ um $U_A \approx U_B$ zu erreichen
- ▶ Wegen großer Verstärkung v_o spricht Schaltung bereits auf sehr kleines $|U_D|$ an:

$$U_A = \begin{cases} +U_{A,\max} & U_D > 0 \text{ bzw. } U_P > U_N \\ -U_{A,\max} & U_D < 0 \text{ bzw. } U_P < U_N \end{cases} \quad (64)$$

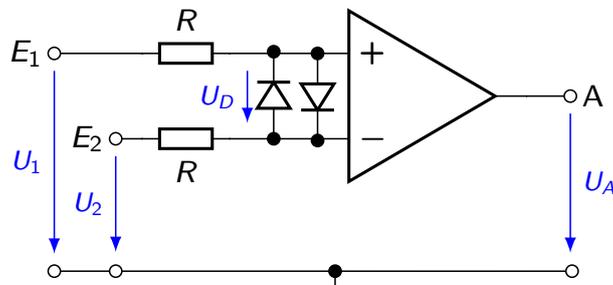
- ▶ Anwendung:
- ⇒ Bezeichnung: *Spannungsvergleich* oder *Komparator*

Komparator mit Schutzschaltung



Übertragungskennlinie des Komparators

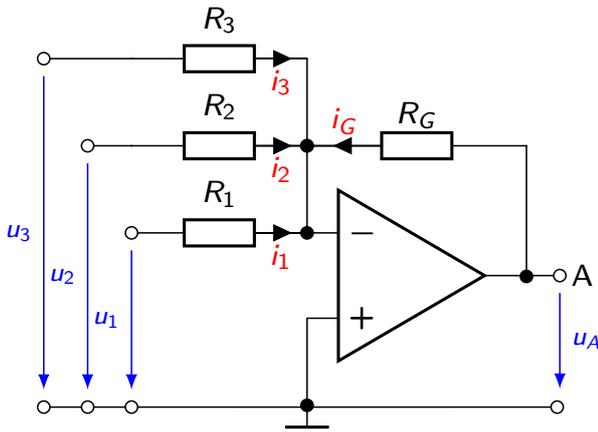
- ▶ Ändert sich $U_D \ll 0$ sprunghaft auf $U_D \gg 0$, ändert sich U_A nicht sprunghaft
- ▶ Typische Slew-Rate ist $1\text{V}/\mu\text{s}$, d.h. Anstieg von -18V auf 18V dauert $36\ \mu\text{s}$.
- ▶ Zusätzliche *Erholzeit* des OP bewirkt nach Übersteuerung weitere Verzögerung



Einfacher Komparator mit Diodenschutzschaltung

- ▶ Antiparallele Dioden begrenzen $|u_D|$ zum Schutz des OP auf Dioden-Schleusenspannung U_S .
- ▶ Unterscheiden sich Eingangsspannungen um mehr als U_S , schaltet Dioden durch; R begrenzt Strom und schützt Dioden und Steuerquelle
- ▶ Bei manchen OP sind Schutzdioden bereits integriert

Addierer



- ▶ Beim inv. OP stellt sich U_A so ein, dass am N-Eingang virtuelle Masse auftritt
- ▶ Am Summationspunkt gilt nach Knotenregel:

$$-i_G = i_1 + i_2 + \dots + i_n$$

$$-\frac{u_A}{R_G} = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n}$$

(Schaltung auf n Eingänge erweitert)

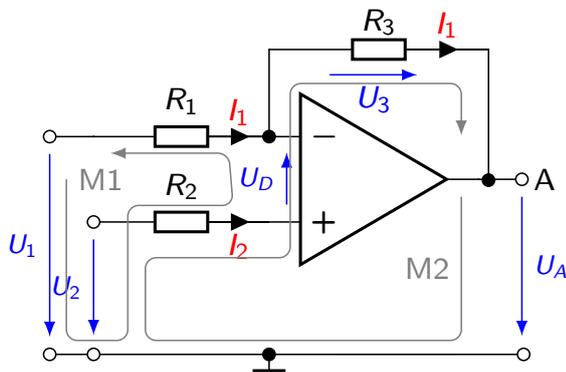
$$-u_A = \frac{R_G}{R_1} \cdot u_1 + \frac{R_G}{R_2} \cdot u_2 + \dots + \frac{R_G}{R_n} \cdot u_n \quad (65)$$

- ▶ $|u_A|$ ist die Summe der gewichteten Eingangsspannungen $u_1 \dots u_n$
- ▶ Für $R_1 = R_2 = R_3 = R_G$ erhält man symmetrischen Addierer:

$$-u_A = u_1 + u_2 + \dots + u_n. \quad (66)$$

- ▶ Anwendungen:

(Unechter) Subtrahierer



Herleitung 1 (Überlagerungssatz)

- ▶ Kombination aus inv. und nicht inv. OP
 - ▶ Für $U_2 = 0$ erhält man inv. OP mit $U_A = -\frac{R_3}{R_1} \cdot U_1$
 - ▶ Aus $U_1 = 0$ folgt nicht inv. OP mit $U_A = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot U_2$
- $$\Rightarrow U_A = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) U_2 - \frac{R_3}{R_1} U_1$$

Herleitung 2 (Maschenanalyse)

- ▶ Für $U_1 \neq 0$ und $U_2 \neq 0$ gilt (mit $U_D \approx 0$, $I_N \approx I_P \approx I_2 \approx 0$):

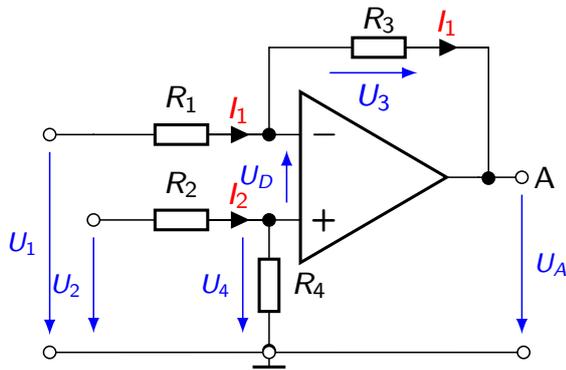
$$M1: \quad \Rightarrow I_1 \approx$$

$$M2: \quad \Rightarrow U_A =$$

$$U_A = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) U_2 - \frac{R_3}{R_1} U_1 \quad (67)$$

- ▶ Gewichtete Eingangsspannung U_1 wird von gewichteter Eingangsspannung U_2 subtrahiert
- ▶ Keine Gleichgewichtung von U_1 und $U_2 \rightarrow$ weiterer Spannungsteiler zur Reduzierung von U_P

(Echter) Subtrahierer



$$I_P \approx 0 \Rightarrow \text{am P-Eingang } U_4 \approx \frac{R_4}{R_2 + R_4} U_2$$

$$U_A \approx U_4 - U_3 \approx I_2 R_4 - I_1 R_3$$

$$\approx \frac{U_2 - U_4}{R_2} R_4 - \frac{U_1 - U_4}{R_1} R_3$$

$$\approx \frac{R_4}{R_2} U_2 - \frac{R_4}{R_2} U_4 - \frac{R_3}{R_1} U_1 + \frac{R_3}{R_1} U_4$$

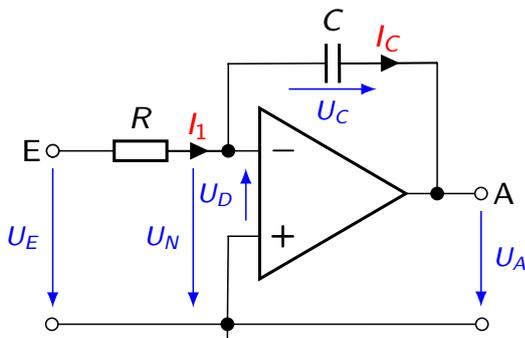
$$\approx \frac{R_4}{R_2} U_2 - \frac{R_3}{R_1} U_1 + \left(\frac{R_3}{R_1} - \frac{R_4}{R_2} \right) U_4$$

- ▶ Zur Eliminierung von U_4 muss gelten.
- ▶ Dadurch folgt außerdem gleiche Gewichtung für U_1 und U_2 :

$$U_A = \frac{R_3}{R_1} (U_2 - U_1).$$

(68)

Integrator I



▶ Es gilt: $U_D \approx 0$, $I_N \approx 0$, $I_1 = \frac{U_E}{R}$, $I_C \approx I_1$

▶ Wegen virtueller Masse am N-Eingang liegt U_E an R und es ist $U_C \approx -U_A$

$$I_C = C \cdot \frac{dU_C}{dt} \approx -C \cdot \frac{dU_A}{dt} \approx I_1 \approx \frac{U_E}{R} \Rightarrow \frac{dU_A}{dt} \approx$$

$$U_A = -\frac{1}{RC} \int U_E dt + U_{A0}$$

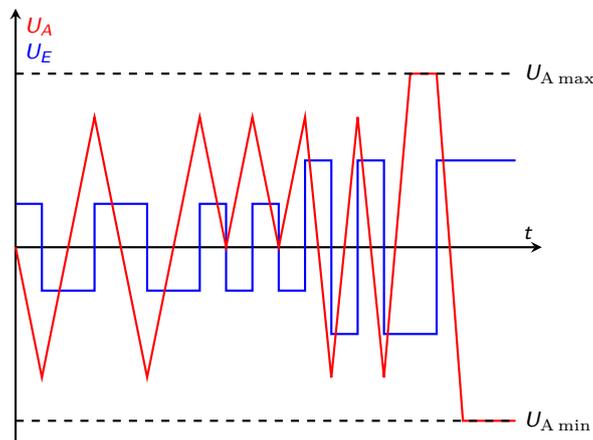
(69)

- ▶ Ausgangsspannung ist das zeitliche Integral der Eingangsspannung
- ▶ Faktor $\frac{1}{RC}$ heißt Übertragungskonstante
- ▶ Integrationskonstante $U_{A0} \hat{=}$ (Anfangsbedingung)

Integrator II

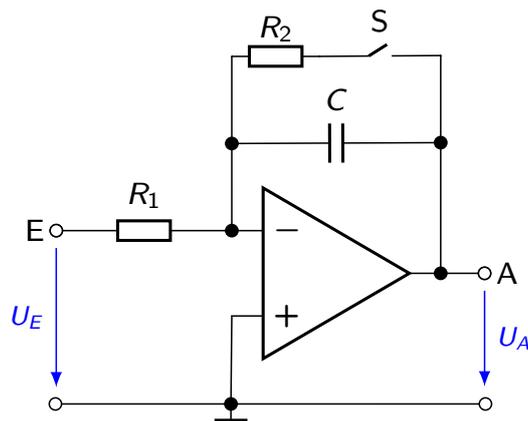
- ▶ Bei Sprung am Eingang ändert sich $U_A (\approx -U_C)$ infolge des Kondensators im Gegenkopplungszweig nicht sprunghaft, sondern steigt oder fällt kontinuierlich, abhängig von
 - ▶ der Zeitkonstante RC und
 - ▶ der Größe der Eingangsspannung U_E .
- ▶ Im Arbeitsbereich ändert sich U_A auch dann, wenn $U_E = \text{konst.} \neq 0$ ist gemäß der Geradengleichung

$$U_A = - \frac{U_E}{RC} \int dt + U_{A0} = -k \cdot t + U_{A0}$$



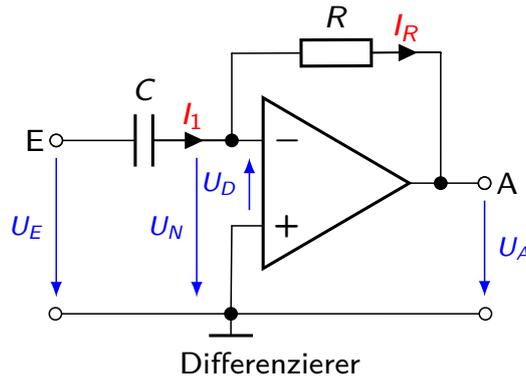
Beispiel zum Integrator

Integrator mit definierter Anfangsbedingung



- ▶ Durch gezielte Entladung des Kondensators C wird Anfangszustand festgelegt.
- ▶ Schalter geschlossen: C wird über R_2 entladen; aus dem Integrator wird ein invertierender OP, für den gilt, dass $u_A = 0$ wenn $u_E = 0$
- ▶ Schalter wird üblicherweise elektronisch realisiert (MOS-FET)
- ▶ Anwendungen:
 - ▶ Messtechnik: Messung von Impulslängen ($t(U_E \neq 0) \rightarrow U_A$)
 - ▶ Regelungstechnik, z.B. im PID-Regler
 - ▶ Erzeugung von Sägezahnswingungen (U_E konst., S getaktet)
 - ▶ AD- und DA-Wandler

Differenzierer



- ▶ Wegen virtueller Masse am N-Eingang gilt: $I_N \approx 0$, $U_D \approx 0$ und $I_1 \approx I_R$.

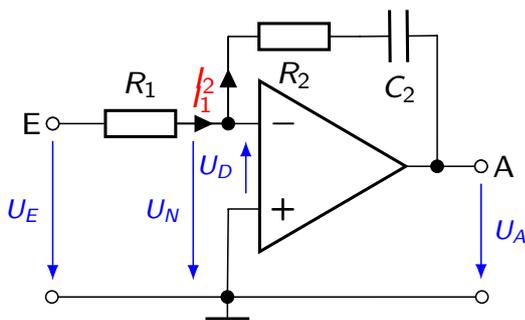
$$I_1 \approx C \cdot \frac{dU_E}{dt} \approx I_R = - \frac{U_A}{R}$$

$$u_A = - RC \frac{du_E}{dt}$$

(70)

- ▶ Anwendung: Regelungstechnik, z.B. im PID-Regler.

PI-Regler



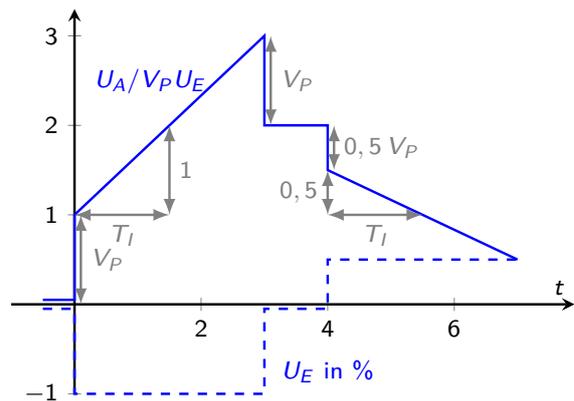
$$I_N \approx 0 \Rightarrow I_2 = I_1$$

$$U_N \approx 0 \Rightarrow I_1 = \frac{U_E}{R_1} = I_2$$

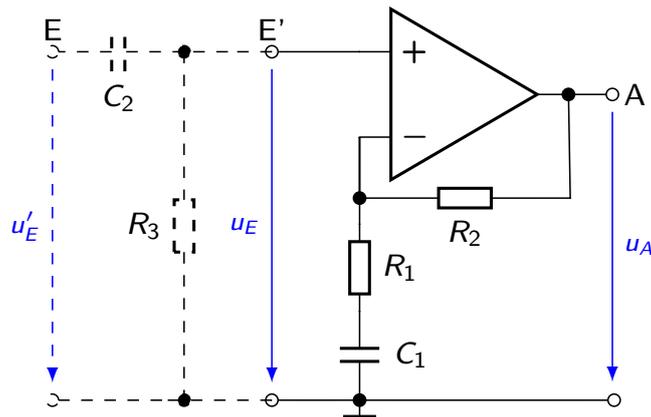
$$-U_A = I_2 R_2 + \frac{1}{C_2} \int I_2 dt$$

$$-U_A = \frac{R_2}{R_1} U_E + \frac{1}{R_1 C_2} \int U_E dt \quad (71)$$

- ▶ Proportionalverstärkung $V_P = \frac{R_2}{R_1}$
- ▶ Integrierzeit $T_I = R_1 C_2$
- ▶ Nachstellzeit $T_N = V_P T_I = R_2 C_2$
- ▶ $U_E = 0 \Rightarrow U_A = \text{konst}$
- ▶ $U_E > 0 \Rightarrow U_A$ sinkt (inv. Eingang)
- ▶ Sprung $U_E \Rightarrow$ Sprung U_A (P-Anteil)
- ▶ $|U_E| \sim |\text{Steigung}|$



Wechselspannungsverstärker mit Höhenanhebung I



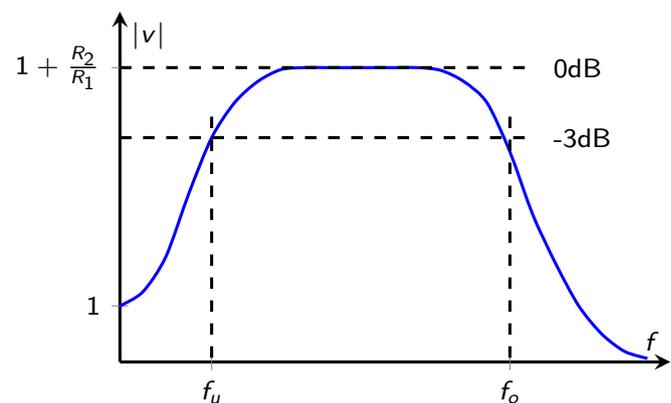
- ▶ Zugrunde liegende Schaltung ist nicht-inv. OP, daher sehr großer Eingangswiderstand (ohne Hochpass aus C_2 und R_3). Es ist $|v| \geq 1$.

$$|u_A| = \left(1 + \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + (1/\omega C_1)^2}} \right) \cdot |u_E| \quad (72)$$

Wechselspannungsverstärker mit Höhenanhebung II

- ▶ Bei niedrigen Frequenzen, $1/\omega C_1 \gg R_1$, ist $|v|$ nur wenig größer als Eins.
- ▶ Mit zunehmender Frequenz wird $|v|$ immer größer. Die untere Grenzfrequenz f_u ist

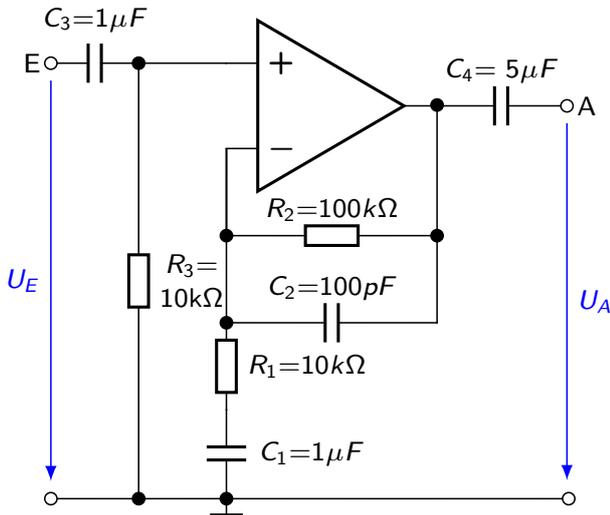
$$f_u = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (73)$$



Frequenzgang der Verstärkung $|v|$

- ▶ Bei höheren Frequenzen wird Einfluss von C_1 immer kleiner (HF-Kurzschluss), die Schaltung verhält sich dann wie ein nicht-inv. Verstärker mit $v = 1 + R_2/R_1$
- ▶ Obere Grenzfrequenz nur durch interne Eigenschaften des OP bestimmt
- ▶ Oft Hochpass mit gleicher Grenzfrequenz f_u vorgeschaltet. Mit $R_1 = R_3$ kompensiert man gleichzeitig Eingangsruhestrome (siehe später)

Wechselspannungsverstärker mit unterer und oberer Grenzfrequenz



► Die frequenzabhängige Verstärkung ist

$$|v| = \frac{u_A}{u_E} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

$$\text{mit } Z_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{1/j\omega C_2}} = \frac{R_2}{|1 + j\omega C_2 R_2|}$$

und $Z_1 \approx R_1$ für hohe Frequenzen

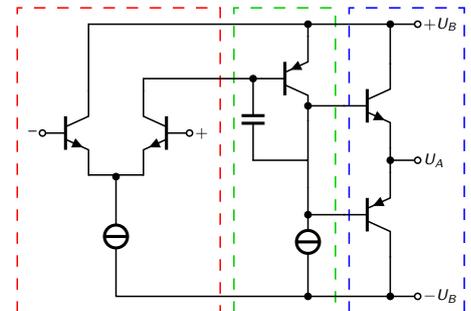
$$|v| = 1 + \frac{R_2}{|1 + j\omega C_2 R_2|} \quad (74)$$

- R_1 und C_1 bewirken untere Grenzfrequenz $f_u = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \approx 16 \text{ Hz}$
- Der vorgeschaltete Hochpass hat die gleiche untere Grenzfrequenz
- Reihenschaltung von n Hochpässe gleicher Grenzfrequenz f_u ergibt $f_{u, \text{Ges}} = \sqrt{n} \cdot f_u$
Hier ist $n = 2$ und demnach $f_{u, \text{Ges}} = \sqrt{2} \cdot 16 \text{ Hz} \approx 23 \text{ Hz}$.
- R_2 und C_2 bewirken obere Grenzfrequenz $f_o = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \approx 16 \text{ kHz}$

Kompensation der Eingangsruheströme

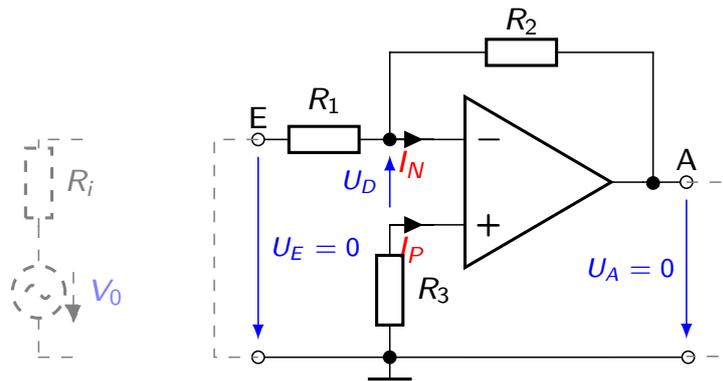
- OP hat zwei Eingangsströme, $I_P \approx I_N \approx 0$ (erzeugt durch $\pm U_B$)
- Durch Streuung der internen Eingangstransistoren ist $I_P \neq I_N$.
Die Differenz bezeichnet man als *Offsetstrom* I_o

$$I_o = I_P - I_N \quad \text{für } U_P = U_N = 0 \quad (75)$$



- Kompensation der Offsetspannung U_o gleicht Unterschiede der Eingangstransistoren aus; danach gilt $I_P = I_N$.
 - Wenn $I_P = I_N \neq 0$ jedoch über unterschiedlich große äußere Widerstände fließen, erzeugen sie unterschiedliche Spannungsabfälle $\rightarrow U_D = U_P - U_N \neq 0$
 - Beim invertierenden OP ist daher bei $U_E = 0$ die Ausgangsspannung $U_A \neq 0$, weil I_N über R_1 und I_P über $R = 0$ fließt.
- ⇒ Abhilfe schafft

Kompensation der Eingangsruhestrome beim inv. OP



- ▶ Da bei $U_E = 0$ auch $U_A = 0$ sein muss, liegen R_1 und R_2 parallel. Für gleiche Spannungsabfälle im N- und P-Kreis muss daher gelten

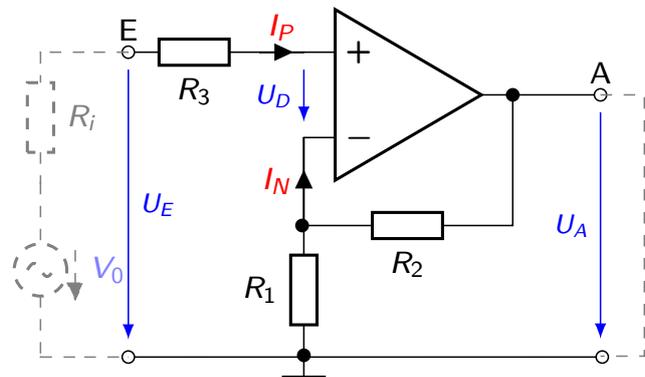
$$R_3 = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

(76)

- ▶ Bei großen Verstärkungen $v = R_2/R_1$ (also $R_2 \gg R_1$) wählt man oft $R_3 = R_1$
- ▶ Berücksichtigung von $R_i \neq 0$ der Steuerquelle

$$R_3 =$$

Kompensation der Eingangsruhestrome beim nicht inv. OP



- ▶ Beim nicht-inv. OP liegt Kompensationswiderstand (R_3) auch am P-Eingang
 - ▶ Da bei $U_E = 0$ auch $U_A = 0$ sein muss, liegen auch hier R_1 und R_2 parallel
- ⇒ $R_3 = R_1 \parallel R_2$ (wie oben)

- ▶ Berücksichtigung von $R_i \neq 0$ der Steuerquelle

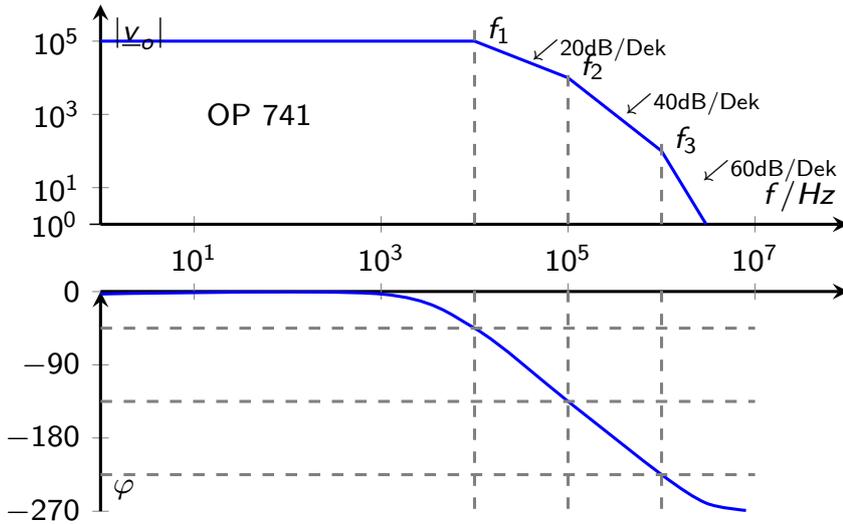
$$R_3 =$$

- ▶ Schwierig bei großem R_i , weil dann R_1 und R_2 sehr hochohmig sein müssen.
- ⇒ OP mit FET-Eingängen, da I_N und I_P stets vernachlässigbar →

Unkompensierter Frequenzgang des OP

- ▶ *Bode-Diagramm*: Betrag $|x|$ und Phase φ einer komplexen Größe x in Diagramm mit gemeinsamer Abszisse

$$\underline{v_o} = \frac{U_A}{U_D} = |v_o| \cdot \exp^{j\varphi} \tag{77}$$

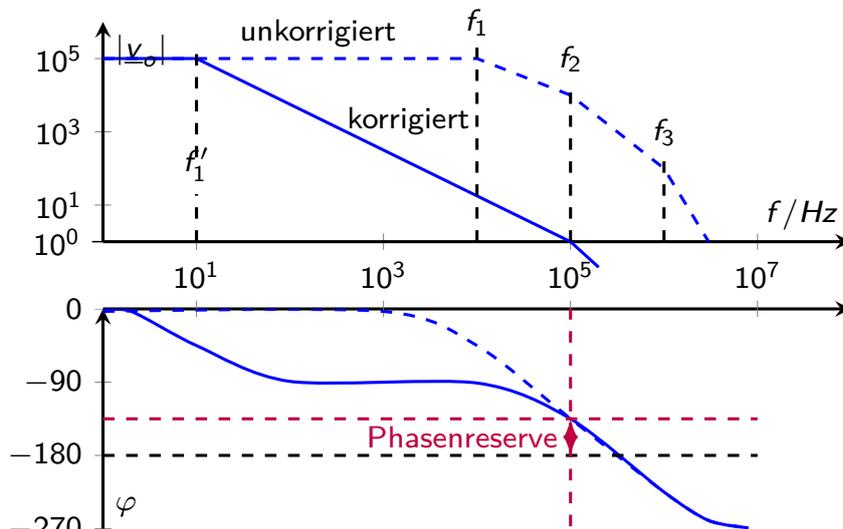


- ▶ Parasitärer Kapazitäten im mehrstufigen OP-Aufbau
- Verhalten wie Tiefpass höherer Ordnung
- Typischer Frequenzgang von Leerlaufverstärkung v_o und Phasenverschiebung φ zwischen u_A und u_D

- ▶ Oberhalb der Eckfrequenz f_1 wirkt erster Tiefpass: $|v_o|$ nimmt mit 20 dB/Dek ab. Phasenverschiebung wächst von $\varphi(f_1) = -45^\circ$ für $f > f_1$ bis -90° , U_A eilt U_D um 90° nach
- ▶ Oberhalb f_2 zusätzlich zweiter Tiefpass: $|v_o|$ nimmt mit 40 dB/Dek ab, φ fällt auf -180° . Mit Gegenkopplung ergibt sich Phasendrehung von $180^\circ + 180^\circ = 360^\circ \rightarrow \dots$
- ⇒ Ein gegengekoppelter OP neigt bei bestimmten Frequenzen zum Schwingen (Instabilität).

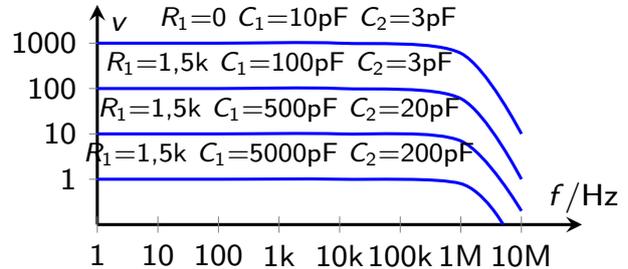
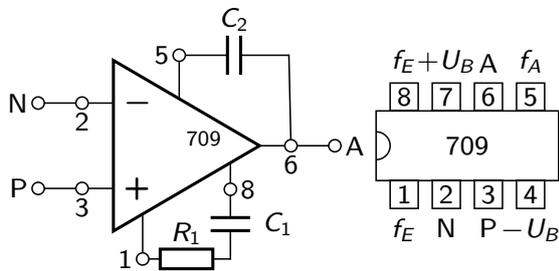
Kompensation des Frequenzganges

- ▶ Die Schwingbedingung verlangt Verstärkungsfaktor größer Eins.
- ▶ Um Instabilität zu vermeiden, muss Phasendrehung φ im ganzen Frequenzbereich mit $|v_o| > 1$ kleiner als 120° sein: *Phasenreserve* 60°
- ▶ Störende, parasitäre Tiefpässe lassen sich nicht beseitigen
- ⇒ Deshalb wird Grenzfrequenz f_1 durch zusätzlichen Korrekturkondensator C_k so weit erniedrigt, dass $|v_o| < 1$, bevor der zweite Tiefpass wirksam wird
- ▶ Die Phasenverschiebung φ wird durch Frequenzkorrektur bei niedrigen Frequenzen auf 90° vergrößert, bei hohen Frequenzen jedoch nicht beeinflusst.
- ▶ Die Leerlaufbandbreite wird durch die Frequenzgangkorrektur \dots



Kompensation des Frequenzganges - Beispiele

- ▶ Die Frequenzkompensation wird mit einem externen Kondensator oder RC-Glied erreicht. Im Datenblatt des OP ist die zugehörige Dimensionierung angegeben.
- ▶ Einige OP haben bereits eine interne Frequenzkompensation, siehe Datenblatt
- ▶ Bsp.: Beim Typ 709 hängen die Werte (R_1 , C_1 und R_2) vom Verstärkungsfaktor v ab und sind so gewählt, dass Bandbreite unabhängig von v etwa konstant bleibt (1...3MHz).



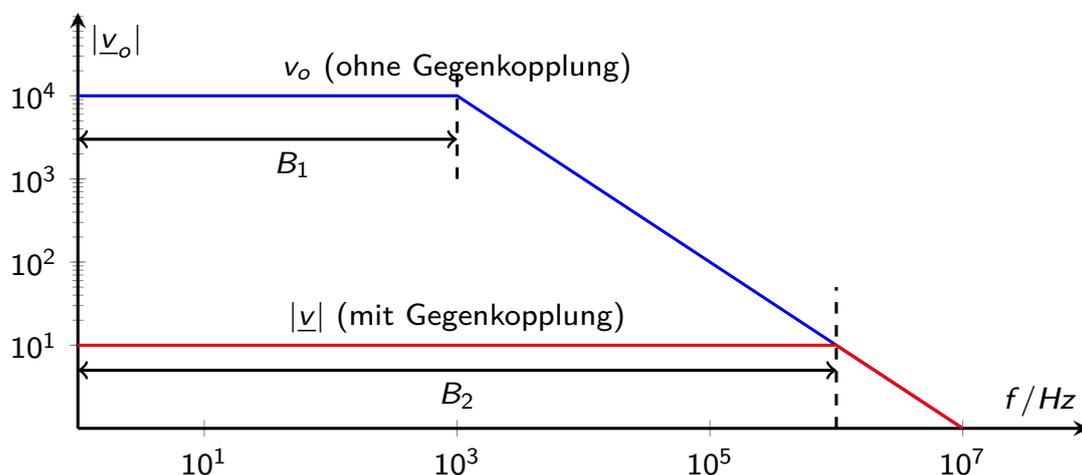
Bandbreite bei Kompensation des Frequenzganges

- ▶ Grundsätzlich gilt für OP (wie bei allen gegengekoppelten Verstärkern) ein fester Zusammenhang zwischen Verstärkung $|v|$ und Bandbreite B :

$$B \cdot |v| = \text{konstant}$$

(78)

- ▶ Je größer also $|v|$ gewählt wird, desto geringer wird die Bandbreite des Verstärkers und umgekehrt.



Zusammenhang zwischen Verstärkungsfaktor und Bandbreite

Literatur, Vertiefung - Operationsverstärker

 Operationsverstärker, Eigenschaften und Grundsaltungen, 14 Videos
youtu.be/C7UA-HlutTg?list=PLhVD80M-xh5-1EFcrwXWwQHPkTfBXb_Ri

 de.wikipedia.org/wiki/Operationsverstärker

[Gos14] Stefan Goßner, Grundlagen der Elektronik, Kapitel 14 - 15

Übungen Mark Ross, Übungen zu Elektronik 1 - Operationsverstärker
olat.vcrp.de/url/RepositoryEntry/1593573385

Leiterplattenentwurf - Einführung

Ziel: Layout für Platine mit:

- ▶
- ▶
- ▶
- ▶
- ▶
- ▶
- ▶
- ▶

Leiterplattenentwurf - CAD-Tools

- ▶ HS Koblenz: Campus-Lizenz für Target 3001 (Ingenieurbüro Friedrich)
- ▶ Studenten-Version: www.ibfriedrich.com/de/index.html

Bauteilbibliothek mit Footprints und Abmessungen der Bauteile

Autoplacer automatisches Platzieren der Bauteile

Autorouter automatische Entflechtung der Leiterbahnen

Design Rule Check prüft den finalen Entwurf, z.B. Mindestabstände

3D-Viewer 3D-Animation der Platine mit Bauteilen, auch als Dummy mit 3D-Druck

Leiterplattenentwurf - Allgemeine Hinweise I

- ▶ In manchen Anwendungen (high speed digital, high power analog, HF) entscheidet Layout über Funktion (Schlechtes Layout → Keine Funktion)
- ▶ Guter Schaltplan (logisch aufgebaut, strukturiert, kommentiert, getestet z.B. mit PSpice) vereinfacht Leiterplattenentwurf erheblich
- ▶ Standardbemaßung: Zoll-Einheiten für Leiterbahnen, Pads und Rastermaße verwenden, Bauteile haben meist zöllige Pin-Abstände

$$1\text{thou} = 1\text{mil} = \frac{1}{1000}\text{Zoll} = \frac{1}{1000}\text{inch} \quad (79)$$

Umrisse der Platine werden jedoch in mm angegeben

- ▶ Nutze feste Rastermaße zum Platzieren und Routen, z.B. 100 thou = 2,54mm
- ▶ Standardansicht im Tool ist von oben, d.h. durch Bauteile und Lagen hindurch, als wären diese transparent. Beschriftungen auf Unterseite sind also gespiegelt
- ▶ Leiterbahnen so breit wie möglich → kleiner Widerstand und Induktivität, leichter herzustellen, robuster
- ▶ Mindestmaße beachten, z.B. 10/8 $\hat{=}$ Leiterbahnen mindestens 10thou breit mit Abständen nicht kleiner als 8thou

Leiterplattenentwurf - Allgemeine Hinweise II

Pads (Lötflächen)

- ▶ für durchgesteckte Bauteile vorzugsweise rund, mindestens 1,8-fache des Bohrlochdurchmessers
- ▶ für DIL/IC oval, Pin 1 eines Chips andere Form, z.B. rechteckig



Durchkontaktierungen

- ▶ verbinden Leiterbahnen unterschiedlicher Layer (nur bei Multi-Layer)
- ▶ kommerziell: metallisierte Bohrung
- ▶ manuell: explizite Brücke oder Bauteilanschluss mit Lötunkten oben und unten (Double-Layer)

Leiterplattenentwurf - Allgemeine Hinweise III

Routing

Verbindung von Bauteilanschlüssen mittels Leiterbahnen

Lagen im Entwurf

Kupferlage Leiterbahnen und Löt pads

Bestückungsplan Umrisse und Namen der Bauteile (R1,C2), Pin-Beschriftung

Beschriftungsplan enthält Beschriftungen für Endnutzer und Serviceaufdruck

Lötstopmmaske bedeckt alles außer Pads mit Polymerbeschichtung, verhindert überbrücken von Engstellen

Lotpastenzeichnung für Lotpastendruck beim Reflow-Verfahren

Bohrplan Position und Größe von Bohrungen

gespeichert z.B. in Gerberdaten

Leiterplattenentwurf - Allgemeine Hinweise IV

Design Rule Check

prüft Entwurf auf

- ▶ elektrische Anschlüsse und Kurzschlüsse
- ▶ Leiterbahn- und Padbreiten
- ▶ Designregeln wie Isolationsabstände und Mindest-Bohrdurchmesser.

Literatur, Vertiefung - Leiterplattenentwurf

Hier nur kurzer Überblick.

Weitere, wichtige Aspekte/Keywords

- ▶ Designregeln, Wärmefallen,
 - ▶ Eigenstörsicherheit und EMV,
 - ▶ Wärmeverteilung und Hotspots,
 - ▶ Regeln bei Hochfrequenz, Reflexion von Wellen
 - ▶ Multilayer-Design, Dimensionierung von Leiterbahnen,
 - ▶ Leiterbahnberechnung (R , L , C)
 - ▶ Versorgungslagen, Abblocken mit Kondensatoren
 - ▶ Aspekte der Leiterplattenherstellung
- ⇒ Modul E107, Leiterplattenentwurf (Herr Krebs)

[Zic15] G. Zickert, Leiterplattenentwurf, Hanser Verlag München, 2015

 de.wikipedia.org/wiki/Target_3001

Target Professionelle PCB-Software: [Target 3001 Tutorial](#)

Praxis HS Koblenz, Vorgaben für die PCB-Fertigung der [Elektronikwerkstatt](#)