

Teil II: Halbleiter elektronik

- Kennt lernen der inneren Elektronik der HL-Bauelemente
- Elektro. Klemmenverhalten (Zählpfeile)
- Statisches - dynamisches Kleinsignalverhalten und Schaltverhalten.
- Ersatzschaltbilder (für Netzwerkberechnungsmethoden)
- Bauelementintegration

Leitung in Halbleitern

Bedingungen für n :

- 1.) freie Ladungsträger (nicht fest an Atome ... gebunden)
- 2.) El. Feldstärke (\hat{E}) ($\hat{E} \approx$ Beweg.-Antrieb)
- 3.) Beweglichkeit (b) ($\hat{v} = b \cdot \hat{E}$ \hat{v} = frei Plätze, auf die e^- bewegt werden können)

Ladungstransport physikal. durch

Stromdichte beschr.: $S = f(\text{Ladungsdichte}, \text{Beweglichkeit}, \text{Feldstärke})$

el. Ladung Q bewegt sich mit $\hat{v} = \frac{S}{b} = \text{const.}$ im el. Leiter

$$S = \frac{Q}{A} = \frac{Q}{A \cdot t} = \frac{Q \cdot \hat{v}}{A \cdot b} = S \cdot \hat{v}$$

Volumen $A \cdot b$

da i.a. gilt: $\hat{v} \sim \hat{E}$

↗ Zusammenhang
der Feldgrößen

$$\vec{S} = \sigma e \cdot \vec{E} = S \cdot b \cdot \vec{E}$$

Raum-
ladungsdichte σ :
für e^- : $\sigma_n = e \cdot n$
für Hole : $\sigma_p = e \cdot p$
mit $n = e^-$ -Dichte
 $p = \text{Löcherdichte}$

Beweglichkeit der Ladungsträger

Bem: Für Leitungsvorgang aus

e^- - und pos. Ladträgern: $\vec{S} = e(n b_n + p b_p) \vec{E}$ "bipolarer"
Leitungsmechanismus

↗ Allg. gilt: Leitungsvorgang = $f(\text{Dichte, Beweglichkeit})$

und ist damit = $f(\sigma)$ \rightarrow Temperatursensorik
 \rightarrow Stabilit.-Probleme in Schalt.t.

dh: Spezif. Leitfähigkeit $\sigma_e = \frac{1}{S_R}$ hängt ab von:

- Ladungsdichte n bzw. p
- Beweglichkeit b_n bzw. b_p

Z.B.:

HL-Mat.	n	b_n	S_R
Cu	$8,6 \cdot 10^{22} \text{ cm}^{-3}$	$40,8 \text{ cm}^2/\text{Vs}$	$0,0178 \frac{\text{Smm}^2}{\text{m}}$
Si	$7,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$	1900 cm^{-1}	$2,3 \cdot 10^{-4} \text{ Smm}^2/\text{V}$

wobei: $b = \frac{\sigma_e}{e \cdot n}$
 $= \frac{1}{S_R \cdot e \cdot n}$

! hier spez. Wid.

Eigeneleitung

Halbleitermaterialien: Si (für HL-BE und DC's)

Ge (für spez. Leistungs-BE)

Mischhalbleiter (GaAs, GaP für sehr schnelle BE und Optoelektronik)

Struktur: Kristalline Materialien

"Diamantgitter" = Würfel mit Kantenlänge 543 pm, Gitterkonstante ($T=300\text{K}$)

jedes Atom hat 4 Nachbaratome (4 Valenz-e⁻ in gemeinsamer Bindung) ... + hohe Reinheit!

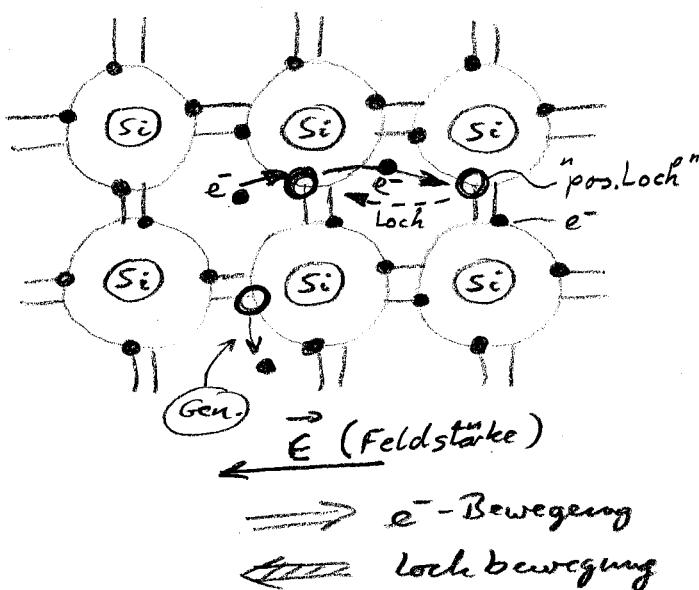
Amorphe HL

kein regelmäßiges Atomgefüge, einfache Herst.
z.B. für Solarzellen

Polykristalline HL

aus vielen kleinen Kristallen
z.B. für Verbindungsleitungen, Gateelektroden in DC's

Ein kristalliner HL



Bindungen bei $T=0$ fest!

→ Isolator

mit $T \uparrow$ Aufbrechen der e⁻-Paarbindungen ("Generation")

→ Bewegung der freien e⁻ durch ein el. Feld: $F=e\cdot E$

(mgl. ebenso Löchertransport
= Defekt-e⁻
derart vorstellbar)

Der Eigenhalbleiter stellt e⁻ und Löcher aus "einem" Aufkommen bereit: e⁻ werden aus Bindung freigesetzt (+W), können aber auch in ein freies Loch springen - unter Freilassung eines Loches!

(3)

2 Ladungsträgerdichten im Eigen-HL:

$$n = \rho = n_i$$

Neutralitätsgleichung

Eigenleitungsichte (intrinsic)

$$\text{z.B. für Si: } n_i / \text{cm}^{-3} = \sqrt{7,5 \cdot 10^{33} T^3 \cdot \exp\left(-\frac{74000}{T/K}\right)}$$

starker Einfluss!

Energie der e^-

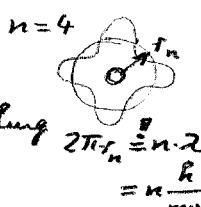
Vereinfachung: Bohr'sches Atommodell

e^- auf diskreten Bahnen um Kern

Gesamtenergie, $\hat{=}$ Radius, kinet.- u. potentielle Energie bezogen auf ∞ -Abstand vom Kern

Postulate (Pauli-Prinzip)

- Wellenzug (phasenrichtig) in sich geschlossen
"Quanturbeding.", n -Ordn.stab.Bahn \rightarrow keine Energieabstrahlung $2\pi r_n \hat{=} n \lambda = \frac{\hbar}{mv}$
- Übergänge zwischen Bahnen nur durch gequantelte Energiezufluhr (\rightarrow abfuhr mgl.)



ZB: Grundbahn ($n=1$) für Wasserstoff $r \approx 10^{-10} \text{ m} = 1 \text{ \AA}$
(Angström)

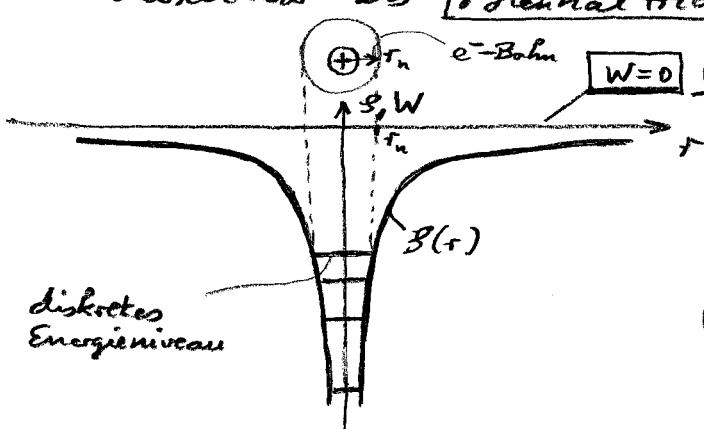
Potentialverlauf für e^-

$$S(r) = -\frac{e}{4\pi \epsilon_0 r}$$

Energieäquivalent

kegalsymmetrisch,
darstellbar als "Potential trichter"

(zu berechnen aus Verschiebungspotenzial einer Ladung e auf senkrecht durchsetzte (Raum)-Kugeloberfläche u. Integration über $E(r)$)



(Bezug auf ∞ -Abstand, bzw.: e^- ist außerhalb der Kernanziehungskräfte)

$$W = -e \cdot S$$

e^- hat neg. (!) Elek.-ladung

! d.h.: negativeres Potential $\hat{=}$ höherem Energieniveau!



Energiezufuhr durch:

- Absorption el.-magnet. Strahlung (Licht)
- Stoßprozesse (e^- -Zonen-
Atomstöße)
- Temperatur (Erhöhung)
- (hohe) el. Feldstärke



Energieabgabe durch:

- Spontane Emission (statist.)
- Stimuliert durch äußeres Strahlungsfeld (LASER)
- Strahlungslose Übergänge (Phasenonen, Wärme)



Emission v. Strahlungsquanten: $W = h \cdot f$ (Planck)

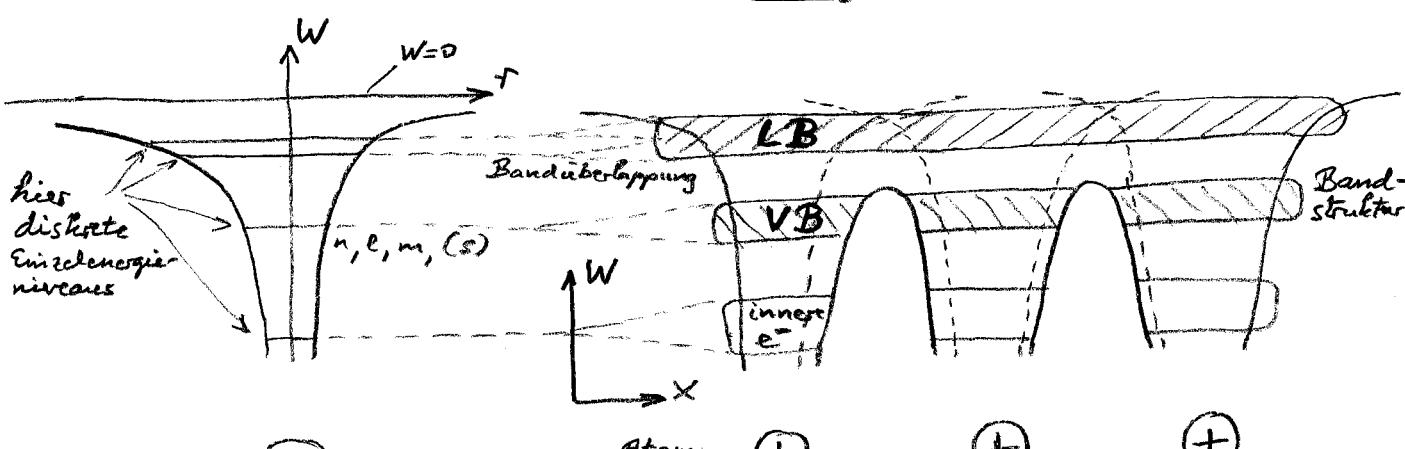
→ Lichtquant u. Frequenz (Bohr'sche Bed.): $\Delta W = W_m - W_n = h \cdot f_{mn}$

(Erklärung der Emission v. Leuchtspektren)

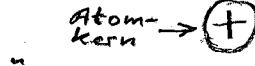
↗↗↑
Bezeichnung der Bahn
(e^- -Schale)

Bändermodell

Infolge Wechselwirkung aller e^- (mit versch. Energiewerten) im Atomverband → Verschmelzung der Einzelenergieniveaus, es entsteht Energiebandstruktur im Kristall



Einzelatom



Übergang



Kristall - Atome



Überlagerung der Potentialtrichter der inneren Atome

Leerband LB:

e^- nicht mehr an Anziehungskräfte der Atome gebunden, bei Einwirkung äußerer Feldes frei beweglich!

sog. "Lochungselektronen", (auch "Elektronengas")

Valenzband VB:

e^- sind an die entgr. Atome (Molek.) gebunden!

Im Metall:

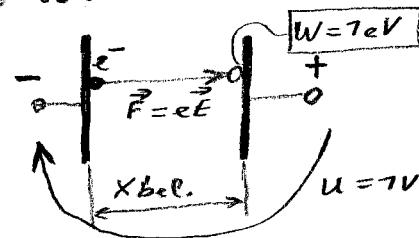
VB voll besetzt }
LB teilweise besetzt } Überlappung, damit auch bei $T=0$ stets e^- im LB

Im HL:

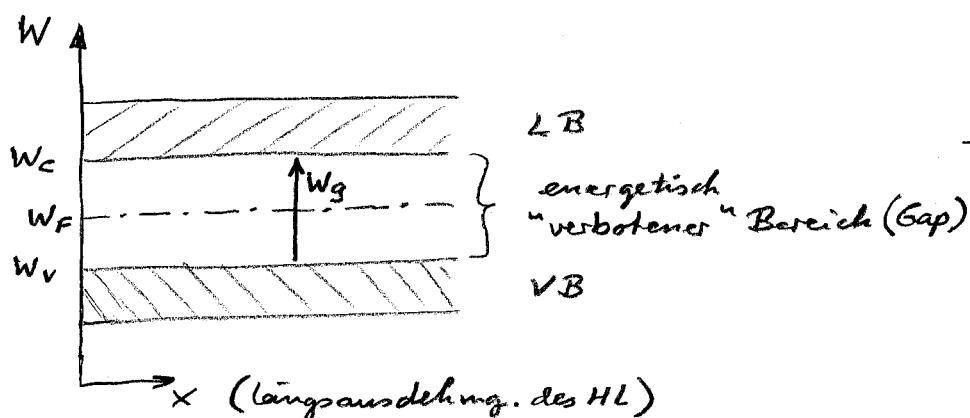
VB gibt mit $T \uparrow$ e^- aus LB ab ("Paarbildung", "Generation")
Bei $T=0$ ist LB leer!
(dann Isolator!)

Bem: Angabe der e^- -Energie W : Maßeinheit $\geq 1 \text{ eV}$ (Elektronenvolt)
 $\hat{=}$ Energie, die eine Elementarladung beim Durchlaufen einer Spannungsdifferenz von 1 V erhält ($\hat{=} W_{\text{kin}}$)

$$\begin{aligned} W &= e \cdot U = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As} \cdot 1 \text{ V} \\ &= 1 \text{ eV} \\ &= 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Js} \\ &= 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ J} \end{aligned}$$



Bandstruktur im Halbleiter



HL	$W_c - W_v = W_g / \text{eV}$	n_i / cm^{-3}
Si	1,08	$1,48 \cdot 10^{10}$
Ge	0,68	$2,37 \cdot 10^{13}$
GaAs	1,38	10^6
GaP	2,26	

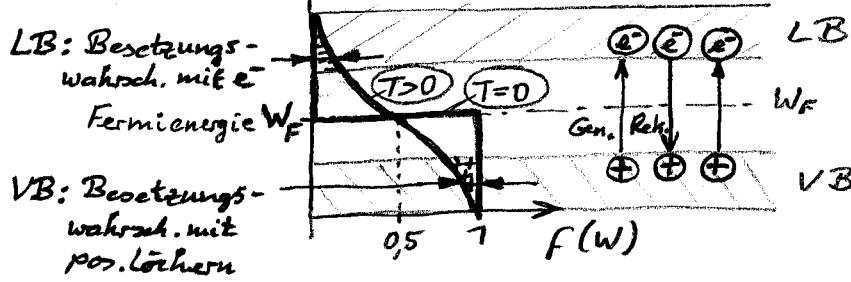
z. Vgl: W_g (Isolator) $> 6 \text{ eV}$
 nur mit hohem Energieeintrag sind e^- ablösbar

Besetzung der Bänder mit e^- wird bestimmt durch:

- Zustandsdichte (Wurzelkttn. für W , ab W_c / W_v)
 \rightarrow besetzbare Energiezustände
- Besetzungswoahrscheinlichkeit (\rightarrow Besetzung der besetzbaren Energiezustände $\hat{=}$ Fermifkt.)



$$f(W) = \frac{1}{1 + \exp \frac{W - W_F}{kT}}$$



Fermiverteilungsfunktion

$$k = \text{Boltzmann-Konst.} \\ k = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Ws}}{\text{K}}$$

mit $T \uparrow$ gehen e^- aus dem VB ins LB und hinterlassen im VB pos. Löcher (Defekt- e^-)
 = Ladeträger-Generation

- Bem: W_F - Fermienergie - eine Kenngröße für halbe Besetzungswahrscheinlichkeit
 - "trennt" besetzte von unbesetzten Energieniv.

Beim Eigen-HL liegt W_F genau in der Mitte zw. LB u. VB
 dh.: im VB genauso viele pos. Löcher, wie
 im LB durch (thermische) Generation vorhand. e^-

Ladungsträgerdichte (aus Integration über W) ergibt sich zu:

$$n = N_c \cdot e^{\frac{W_F - W_C}{kT}} = N_c \cdot e^{-\frac{W_g}{2kT}}$$

gilt für Eigen-HL!

Zustandsdichte für $e^- \approx 10^{19} \dots 10^{20} \text{ cm}^{-3}$

$$W_F - W_C = -\frac{W_g}{2}$$

! Pos. Löcher im VB und e^- im LB sind im statistischen Gleichgewicht:

~ Produkt aus n und p (Löcherdichte analog wie n):

$$n \cdot p = N_c \cdot N_V \cdot e^{-\frac{W_g}{kT}} = n_i^2$$

"Massen-Wirkungs-Gesetz"

Zust.dichte f. Löcher

$$n \cdot p = n_i^2$$

dh.: Rekomb.-rate und Generationsrate von Ladsträgern im thermodynamischen Gleichgewicht (wie vgl. chemische Reaktionen u. Begriff MWG)

Störstellenleitung

beim Eigen-HL: Leitfähigkeit gering u. stark temperaturabhängig

Deshalb zielvort. \Rightarrow Erzeugung energetisch leicht ablöbarer e^- und \oplus für Leitungsvorgang, mit Temperaturstabilen u. definierten Ladeträgerdichten!

Realisierung d. Einbau v. Fremdatomen (Dotierung):

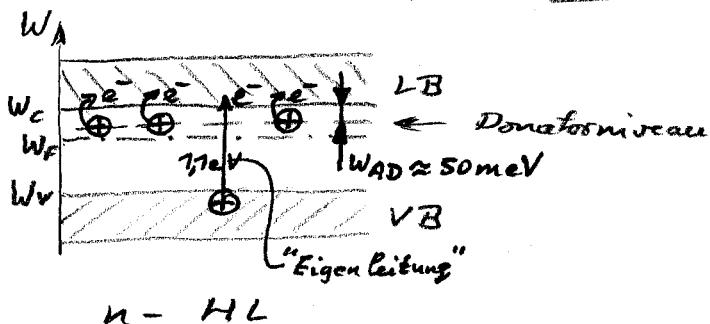
- Eindiffusion
- Donorimplantation
- Neutronenbeschuss (Neutronenwandlung $\text{Si} \rightarrow \text{Phosphoratome}$)
 ↓
 5wertig \rightarrow Donator

(7)

a.) Elektronen (n) - Leitung

Einbau v. 5-wertigen Atomen (Phosphor)

\rightarrow 1 Valenz- e^- nicht f. Brückenbindung benötigt energetisch leicht ablösbar! (leicht aktivierbar)



bei $20^\circ C$ praktisch alle Donatoren ionisiert
 \rightarrow zusätzlich bei bewegl. e^- im LB verfügbar

W_F zum LB hin verlagert,
d.h. mehr e^- im LB
als Löcher im VB

Jetzt Neutralitätsgleichung:

$$N_D^+ + p = n$$

Dichte des Donatoren (festliegende pos. ionisierte Gitteratome) bei - bewegliche pos. Löcher (VB)
 quasifrei bewegliche pos. Löcher (VB)

Kristall nach außen elektrisch neutral!

Allg.: Dotierungsdichten (N_D) $10^{13} \dots 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ typisch.
 Dichte nicht mehr entfernbare Verunreinigungen $\approx 10^{12} \text{ cm}^{-3}$
 d.h. bei Atondichte $10^{22} \dots 10^{23} \text{ cm}^{-3}$ \rightarrow Reinheit $\approx 10^{-10} \text{ mgL}$!
 (= Briefmarke auf Fußballfeld)

Beispiel: geg.: Dot.-Dichte $N_D = 10^{13} \text{ cm}^{-3} \Rightarrow n_i = 7,48 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$ (Si)

$\rightarrow n \approx N_D \approx N_D / 20^\circ C$, d.h. e^- -Dichte praktisch vollst. aus Donatordichte!

ges: Berechnung der Löcherdichte p

MWG gilt auch hier (?):
$$p = \frac{n_i^2}{n} \approx \frac{n_i^2}{N_D} = \frac{2,25 \cdot 10^{20} \text{ cm}^{-6}}{10^{13} \text{ cm}^{-3}}$$

$$p = 2,25 \cdot 10^7 \text{ cm}^{-3}$$

Diese Löcher sind durch "Aufsteigen" ebenso viele e^- aus VB \rightarrow LB entstanden. aber auch gegenwärtiger Vorgang:

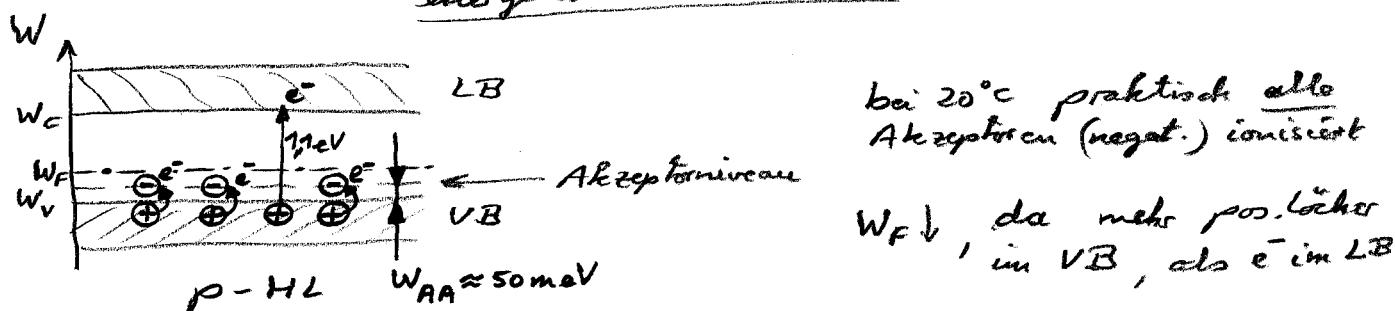
d.h. hier weniger p als beim Eigen-HL!

im n-HL: $\parallel e^- = \text{Majoritäts Lad.-träger} \parallel$
 \parallel Löcher = Minoritäts Lad.-träger \parallel

b.) Löcher (p) - Leitung

Einführung v. 3-wertigen Atomen (Al)

- 1 e^- geht an das 3-wertige Atom zur Verwertung der Bindung entst.
- 1 pos. Loch in Si-Bindung - dieses quasi beweglich im Nirvana des VB, da energetisch leicht ablösbar!



! Hier Leitung (p -Leitung) an Atomstruktur gebunden!
"Löcher-Springen" über Austausch mit LB- e^-

n und p aus MWG bestimmbar (gilt allgemein!)

Neutralitätsgleichung $N_A^- + n = p$; $p \approx N_A^- \approx N_A$ |_{20°C}

! Aktivierung der Störstellen \approx bei -50°C abgeschlossen
Eigenleitung dominiert ab ca. $+150^\circ\text{C}$ (nicht exp.)

Bem. verwendete Akzeptoren: B, Al, Ga, In, Tl
Donatoren: P, As, Sb, Bi
Bor Antimon Wismut

Temperaturabhängigkeit der Leitfähigkeit

Metalle: hohe n im LB auch bei $T \downarrow$
mit $T \uparrow$ steigende Gitterschwingungen \rightarrow Beweglichkeit \downarrow
(mittl. freie Wegl.)

→ Leitfähigkeit \downarrow mit $T \uparrow$

Halbleiter: $n=0$ im LB bei $T \downarrow$

mit $T \uparrow$ exp. Ansteigen der n_i (sinkende Gitterbeweglichkeit mit $T \uparrow$ praktisch unwesentlich!)

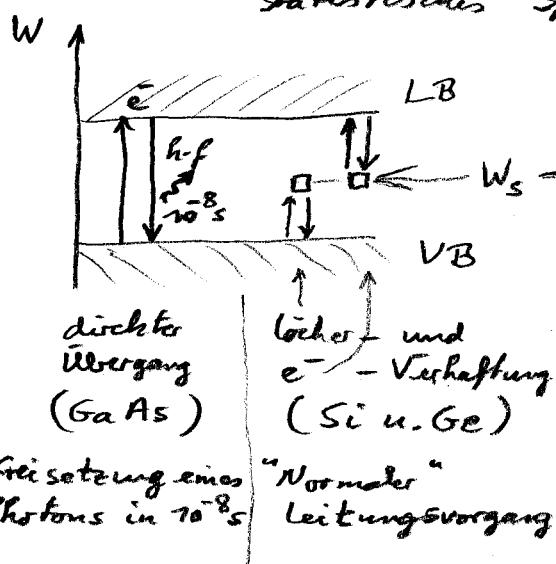
→ Leitfähigkeit \uparrow mit $T \uparrow$

für HL, die nur bis $\leq 10^{18} \text{ cm}^{-3}$ dotiert sind!

Bem: Generation u. Rekombination

statistisches Springen der e^- VB \leftrightarrow LB

Rekomb.-rate = Gen.-rate bei $T = \text{const.}$



- Gitterbaustein
- Ag-Atome als Rekomb.-zentren
- Schwermetallstörstellen

Ladungsträgerbewegung im HL

a) Thermische (Wimmel-) Bewegung

ungerichtet

$$v_{th} = \sqrt{\frac{3kT}{m_{eff}}} \quad \text{mit der thermische Geschwindigkeit}$$

$$= 0,26 m_e \quad (\text{Zustandsdichte-Massen})$$

$$\text{z.B.: fUr } T = 300 \text{ K} \quad \rightarrow v_{th} = 2,3 \cdot 10^7 \frac{\text{cm}}{\text{s}}$$

Gesamtstrom = 0 (!) da ungerichtete Bewegung.

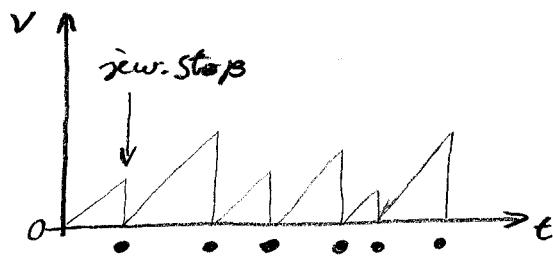
$$= 230 \frac{\text{km}}{\text{s}}$$

b.) Feldstrom

gerichtete Bewegung, Kraft auf (quasi)-freie Lad.-träger durch äußere Feldstärke E

$$\vec{F} = e \cdot \vec{E} = m \cdot \vec{a}$$

\rightarrow beschleunigte Bewegung zwischen 2 Zusammenstößen mit (großen) Atomen:



\rightarrow "Rauschen" elektron. Bauelemente

Weg zwischen 2 Stößen $\vec{x} = \frac{\vec{a}}{2} \bar{t}_{fr}^2$

Beschleunigung ($F = m \cdot a = eE$) $a = \frac{eE}{m}$ ↗ mittlere Freiflugdauer

$$\Rightarrow \vec{x} = \frac{eE}{2m} \bar{t}_{fr}^2$$

gleicher Weg würde in \bar{t}_{fr} zurückgelegt, wenn konstante Geschw. $\vec{v} = \frac{\vec{x}}{\bar{t}_{fr}}$ angenommen würde

↗ Driftgeschwindigkeit $\boxed{\vec{v} = \frac{eE}{2m} \bar{t}_{fr} = b \cdot \vec{E}}$ Beweglichkeit
d.h. $\vec{v} \sim \vec{E}$ solange $\bar{t}_{fr} = \text{const.}$

$b = \text{Beweglichkeit}$ für e^- und pos. Löcher $\hat{=}$ Proportionalitätsfaktor für mittlere Driftgeschwindigkeit bei geg. Feldstärke

frei e^- : $b_n / \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$	⊕ an Atome geb.: $b_p / \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$	Ge Si GaAs InSb
3900	7900	
7500	450	
8600	480	
88000	200	

Ang. bei $T = 300 \text{ K}$

$$(b \sim T^{-\frac{3}{2}})$$

d.h. sinkt mit $T \uparrow$ (①)

Phys. Einheit: $[b] = \frac{[v]}{[E]} = \frac{\text{cm/s}}{\text{V/cm}} = \frac{\text{cm}^2}{\text{Vs}}$

① Einkristallines Material bringt $\sim 10^3$ -faches b gegenüber polykristallinem \sim (da definierte Gitterordnung)

Allg. Stromdichte in HL: $\vec{s} = -s_n b_n \vec{E} + s_p b_p \vec{E}$

(vgl. Blatt ⑦)

$$\boxed{\vec{s} = e(n b_n + p b_p) \vec{E}}$$

lad. träge-
dichte

$$\vec{s} = \sigma_e \cdot \vec{E}$$

d.h. Strom aus e^- und pos. Löchern \oplus ! $\hat{=}$ Bipolarer Leitungs vorgang

$$(\sigma_e = 10^{-3} \dots 10^3 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2} \text{ durch Dotierung einstellbar...})$$

C.) Diffusionsstrom

gerichtete Lad.-trägerbewegung infolge örtlich veränderlicher Dichte
 (... physikal. Elementarprozess... auf frei bewegl. Lad.-träger im Halbleiter
 anwendbar)

hier eindimensionale
 Darstellung

Diff. stromdichte

für e^-	Index n
für \oplus	Index p

$$\vec{S}_{Dn} = e \cdot D_n \cdot \frac{dn}{dx}$$

$$\vec{S}_{Dp} = -e \cdot D_p \cdot \frac{dp}{dx}$$

[Diffusionskoeffizient] = $1 \frac{\text{cm}^2}{\text{s}}$

Diff.-Strome fließen
 in Richtung des
 Konzentr.-gefälles!
 der Ladungsträgerdichten!

Vektor \vec{S} : Richtung = Bewegungsrichtung pos. Lad.-träger
 in Richtung deren Konz.-gefälles

Zusammenhang zwischen b und $D_{n,p}$ gibt die

Nernst - Townsend - Einstein -
 Beziehung:

$$\frac{D_p}{b_p} = \frac{D_n}{b_n} = \frac{k \cdot T}{e} = U_T$$

für Si: $D_n = 35 \frac{\text{cm}^2}{\text{s}}$

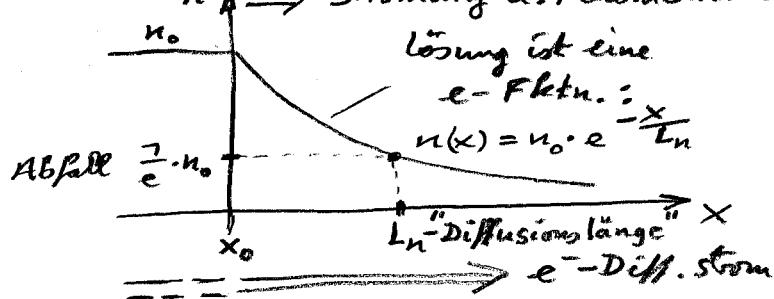
$$D_p = 72 \frac{\text{cm}^2}{\text{s}}$$

U_T = "Temperaturspannung"

$$U_T = 25 \text{ mV} \quad | \quad T = 300 \text{ K}$$

ZB: HL mit abrupter (Lad.-trägerdichte)grenze (Dotierungs-
 bzgl. einer n-Dotierung mit Dichte n_0 : Grenze bei x_0)

$n \uparrow \rightarrow$ Stromung u. Rekombination...



frei bewegliche e^- (und \oplus)
 diffundieren; $L_n \approx$ einige μm
 ! jew. Diff. strom $\sim \frac{dn}{dx}$ baut
 ein elektro. Feld E auf -
 (die Gegenwirkung ist dann
 der Feldstrom $S_F = \sigma \cdot E$,
 s. hierzu folg. Seite ...)

damit

Gesamtstromdichte
 (in x-Richtung)

$$\vec{S} = \text{Feld (drift) strom} + \text{Diffusionsstrom}$$

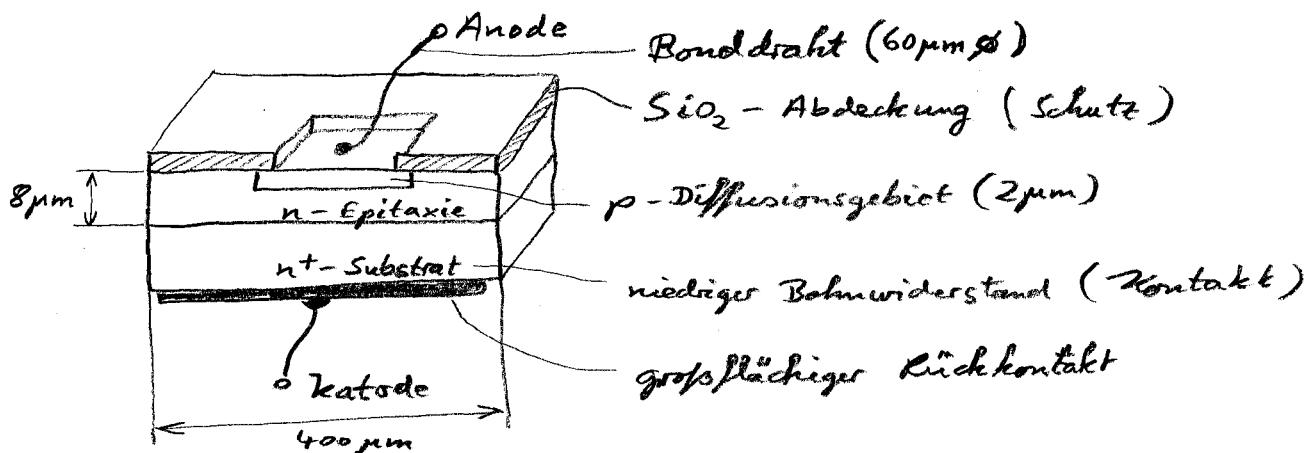
für n und p !

$$\vec{S} = \sigma \cdot \vec{E} + e D_n \frac{dn}{dx} - e D_p \frac{dp}{dx}$$

Bem: als ! Bruttostrom Σ additiv

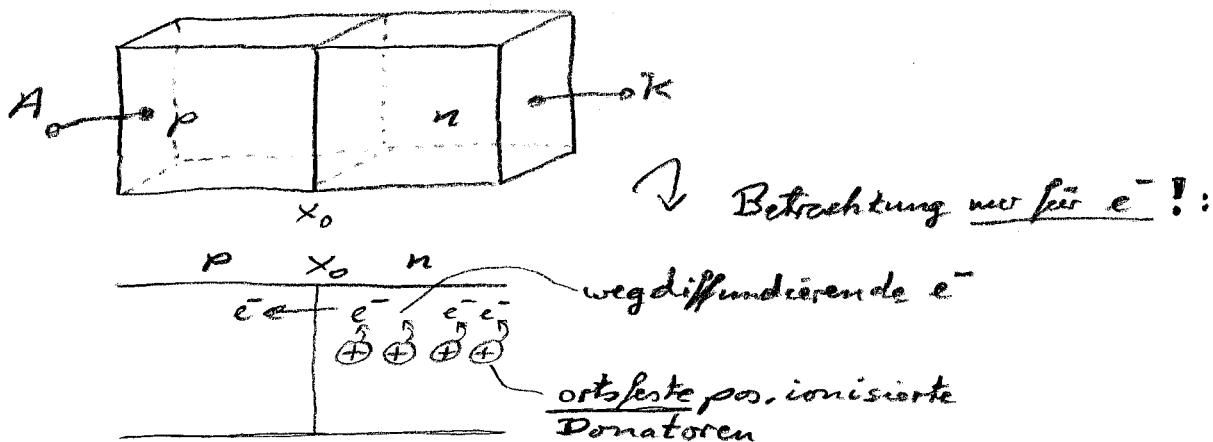
HL-Diode - pn-Übergang

"Gleichrichter": $\frac{J_{\text{Flub}}}{J_{\text{Sperr}}} \approx 10^6 \dots 10^7$ | Stromdichte $S \leq 10 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$



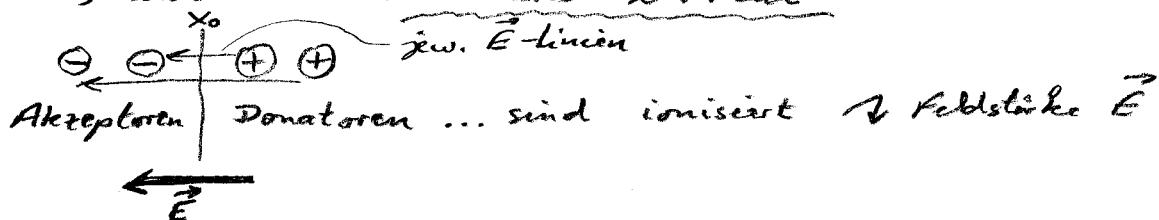
pn-Übergang

Gedankenmodell: abrupter, symmetrisch dotierter pn-Übergang entsteht durch "Zusammenbringen" eines p- und n-HL ...



1.) \Leftarrow e⁻-Diffusionsstrom, weg diff. e⁻ hinterlassen pos. ionis. Donatoren!

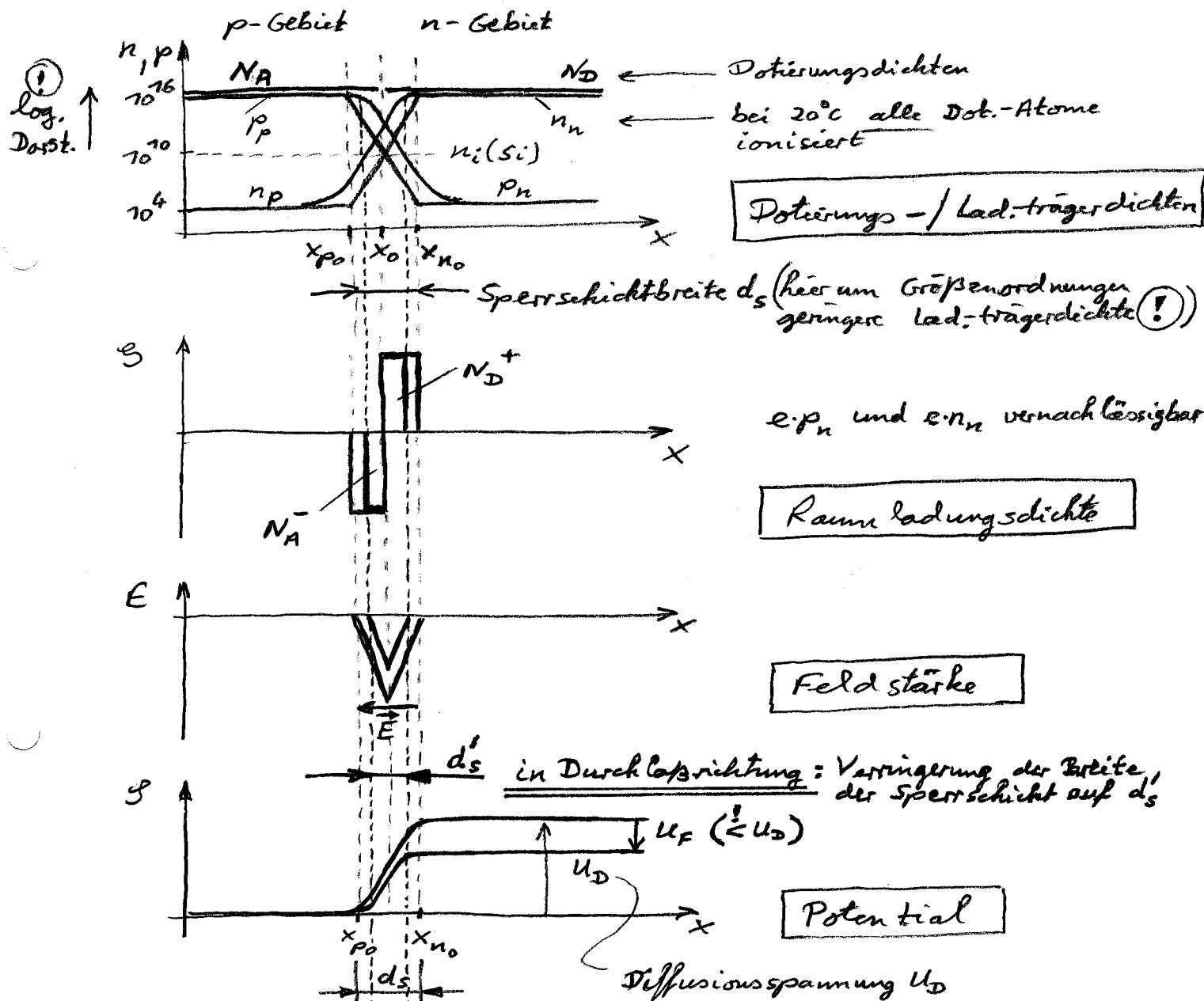
2.) Es entsteht ein inneres el. Feld



3.) Inneres el. Feld wirkt Diffusionsstrom entgegen!
Feldstrom = Diffusionsstrom Gleichgewicht statistisch stabil

→ es entstehen:

- pos.- und neg. Raumladungsgebiete, durch ortsfeste ionis. Störstellen
- Ausbildung einer inneren Feldstärke, wirkt E_{int} entgegen
- Ausbildung eines inneren Potentialverlaufs, $E = -\frac{dU}{dx}$



Diffusionsspannung U_D :

- Äquivalent für innere el. Feldstärke über der Sperrschichtbreite d_s .
- von außen nicht messbar!, wird genau durch Diffusionskraft kompensiert

(z.B.) ein pos. Loch hat im n-Gebiet eine höhere potentielle elektrostatische Energie e.U_D gegenüber dem p-Gebiet

Die "Poisson'sche Differentialgleichung" beschreibt diese Vorgänge (Potential, \vec{E} , Raumlad.dichte)

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = -\frac{dE}{dx} = -\frac{\rho}{\epsilon}$$

$$\text{Bem: } -\frac{dE}{dx} = -\frac{\rho}{\epsilon_{HL}} \left(p - n + N_S^+ - N_A^- \right)$$

$$\varphi = - \int E dx$$

Bestimmung von U_D (Diffusionsspannung)

Ausatz: Feldstrom $\stackrel{!}{=}$ Diffusionsstrom

Stromdichten: $e n b_n E = e D_n \frac{dn}{dx}$

$$\int E dx = \frac{D_n}{b_n} \int \frac{dn}{n}$$

x_{no} $n(x_{no})$
 x_{p_0} $n(x_{p_0})$

$$U_D = \varphi(x_{no}) - \varphi(x_{p_0}) = U_T \cdot \ln \frac{n_{no}}{n_{p_0}}$$

Trennung der Variablen,
Integration über Sperrschicht

$$\text{Bem: } \int_a^b \frac{dx}{x} = \ln \frac{b}{a}$$

$$\text{und } U_T = \frac{D_n}{b_n} = 25 \text{ mV}$$

20°C

mit MWG: $n_i^2 = n_{p_0} \cdot p_{p_0}$

$$U_D = U_T \cdot \ln \frac{n_{no} \cdot p_{p_0}}{n_i^2}$$

$$U_D = U_T \cdot \ln \frac{N_D N_A}{n_i^2}$$

Bei Raumtemperatur alle Dotierungsatome ionisiert!

Zahlenrechnung:

für n_i mit $n_i = 10^{10} \text{ cm}^{-3}$

Dotierung: $p_p = n_n = 10^{17} \text{ cm}^{-3}$

$\stackrel{!}{=} p_{p_0} = n_{n_0}$ am Sperrschichtrand

Symmetrisch dotiert, an Sperrschichtrand gleiche Ladeträgerdichten wie in Bahngebieten

mit MWG: $n_p p_p = n_i^2$

$$\approx n_p = \frac{n_i^2}{p_p} = \frac{10^{20} \text{ cm}^{-6}}{10^{17} \text{ cm}^{-3}} = 10^3 \text{ cm}^{-3}$$

$$\Rightarrow U_D = 25 \text{ mV} \cdot \ln \frac{10^{17}}{10^3} \approx 0.8 \text{ V} \quad \text{abhängig von Dotierung!}$$

Darstellung des Leitungsmech. im Bändermodell

W_F kennz. die mittlere Energie der frei bewegl. e^-
(n-HL hat höhere e^- -Energie)

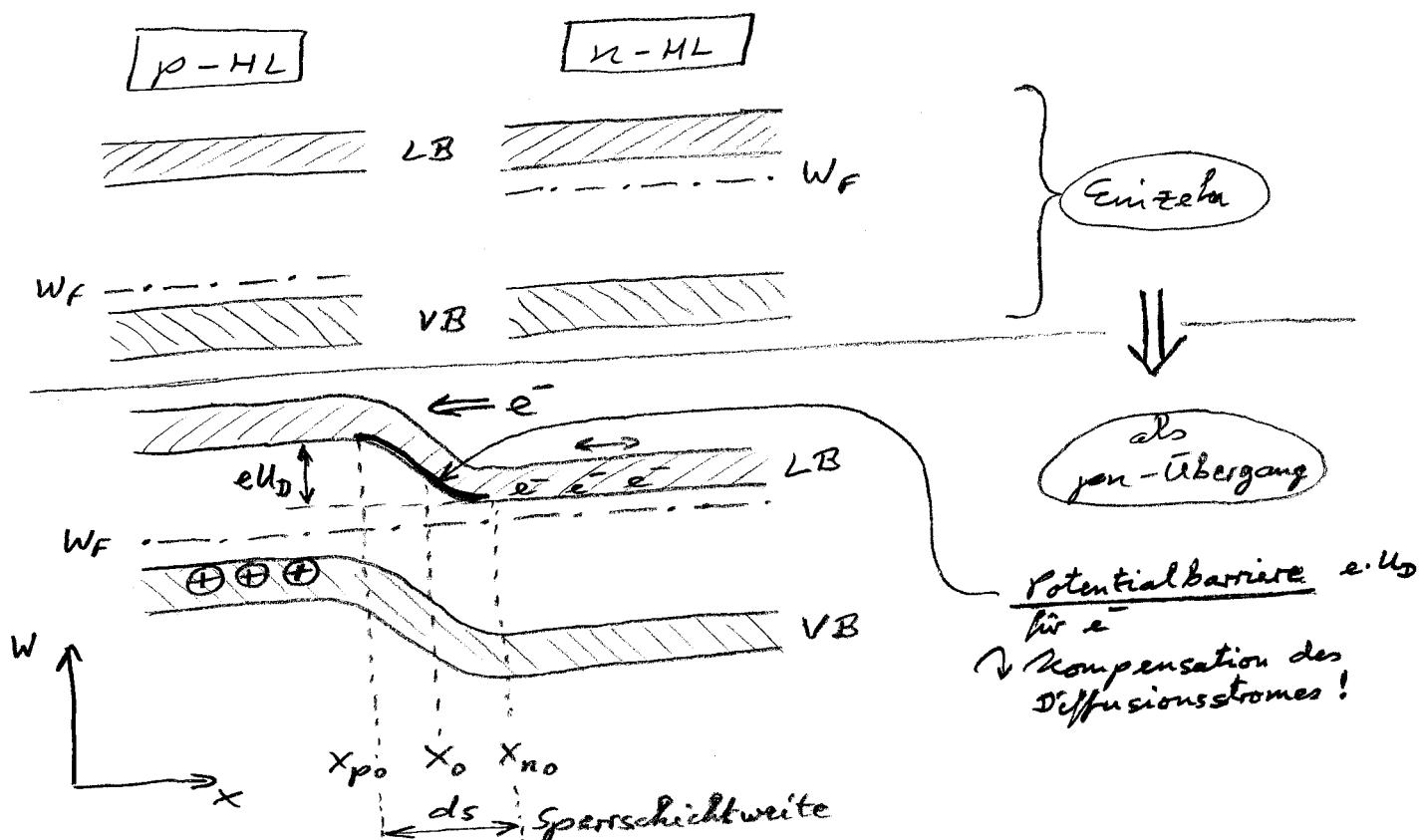
Beim "Zusammenbringen" von n- und p-HL

→ e^- aus n-HL fließen ins p-Gebiet, da dort noch niedrigere Energieniveaus frei sind

→ p-HL lädt sich negativ auf ($\hat{=} U_D$)

Ladungsaustausch erfolgt "solange", bis W_F auf gleicher Höhe liegen ($\hat{=}$ "Flüssigkeit in verbund. Gefäßen")

pn-Übergang stromlos: W_F bildet horizont. Gerade, $W_F = \text{const.}$



! e^- -Energie W und elektrostab. Potential haben entgegengesetztes Vorzeichen:

$$W = -e \cdot \varphi \quad \text{vgl. S. 3}$$

→ neg. Potential führt zur Anhebung im Energieniveau

Sperrschichtweite d_s aus Ansatz:

gleiche Ladungsmenge beidseitig x_0 (jede Verschiebungsgleichlinie geht von einer Ladung aus u. endet auf der Gegenlad.)

$$\text{d.h. Neutralität: } e N_A (x_0 - x_{p_0}) = e N_D (x_{n_0} - x_0)$$

$$\checkmark \text{ Sperrschichtweite: } \frac{d_s}{2} = x_0 - x_{p_0} = \sqrt{\frac{2 \Sigma_N \Sigma_D (U_D - U)}{e N_A (N_A + N_D)}}$$

U = von außen angelegte Spannung

U_D = Diffusionsspannung

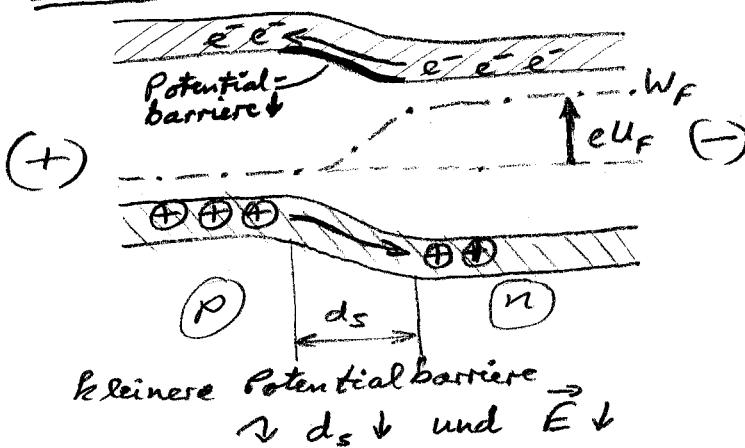
damit:

$$d_s \approx \sqrt{U_D - U}$$

! für U : Sperrspannung negativ einsetzen.
 U_D wirkt in Richtung einer Sperrspannung!

→ je höher dotiert (N_A, N_D), desto geringer d_s
 desto geringer zuläss. Sperrspannung

Durchlassspannung $+ \rightarrow -$ $U_F > 0$



Diffusionsstrom nicht mehr vollständig kompensiert:

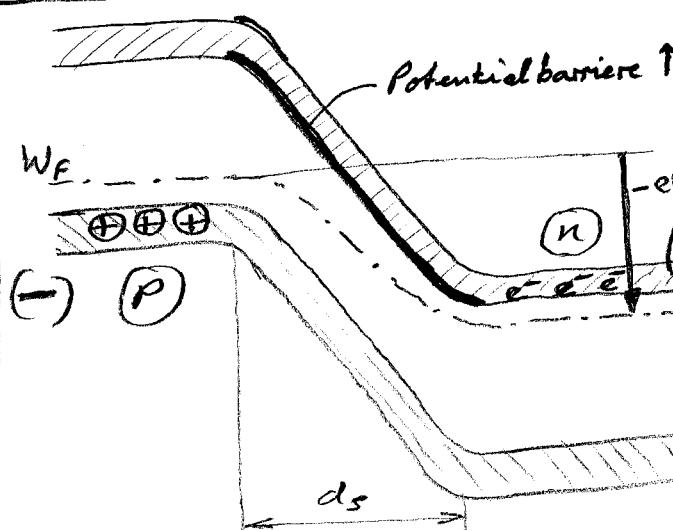
→ $\leftarrow e^-$ -Strom \rightarrow Löcher-Strom $\left\{ \begin{array}{l} \text{fließen} \\ \text{im gleichen Sinn} \end{array} \right.$

Im pn-Übergang erfolgt Stromübernahme von Löchern in e^- und umgekehrt (Rekombination)

→ (Großer) Durchlassstrom I_F fließt!

→ Ladungsträgerausrechnung im pn-Übergang

Sperrspannung $- \rightarrow +$ $U_{sp} < 0$



Innenes el. Sperrfeld wird positiv von U_{sp} überlagert

→ nur geringer Sperrstrom I_S fließt
 (thermische Generation von e^- -Löch-Paaren in der Sperrschicht)

→ Ladungsträgerausrechnung im pn-Übergang

$U-I$ -Bezeichung an HL-Diode

aus Gl. für U_D ...

→ Ladungsträgerdichte am Sperrscheittrand maßgebend für Diodenstrom

$$U_D - U_{pn} = U_T \cdot \ln \frac{n_{po}}{n_{p\text{ Rand}}}$$

↑ "innere" Spannung am pn-Ubergang
(bei kleinen Strömen gilt $U_{pn} \approx U$)
da Bahnwiderstände vernachlässigbar

$$\text{dann } n_{p\text{ Rand}} - n_{po} = n_{po} \left(e^{\frac{U_{pn}}{U_T}} - 1 \right)$$

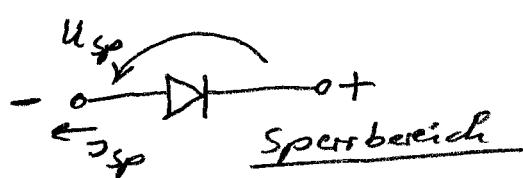
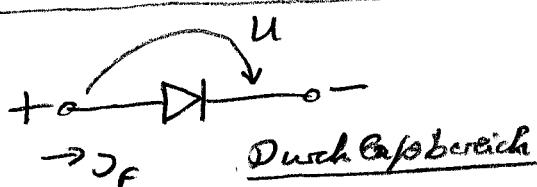
Randkonzentrationen am Sperrscheittrand exp. abhängig von U_{pn} (ev. Bahnwiderstände beachten)

~ $U-I$ -Kennlinie

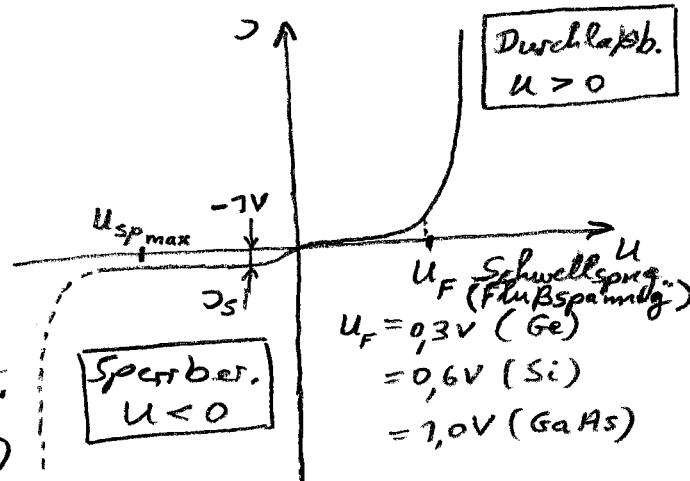
$$J = J_S \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right)$$

nach Shockley

Betreiben der Diode mit der äußeren Spannung $U \approx U_{pn}$ (dh. Bahnwiderstand vernachlässigt)



"7. Durchbruch"
(Lanzeneffekt)
s. Z-Diode!



$J_S \approx 10^{-7} \dots 10^{-10} A$: Sättigungsspannstrom, entsteht aus Diffusion (und Rekombination) der Minoritätslad.-Träger an den Sperrscheitträndern in die Sperrscheit hinein!

Deren Randkonzentration kann nie bis zum Wert 0 absinken:

dies z.B.: bei Sperr-Spannung $-7V$ bereits gegeben:

$$e^{-\frac{U_{pn}}{U_T}} = e^{-40} \rightarrow 0$$

Damit Sättigungs-Spannstrom im Sperrbereich $J \approx -J_S$, bei $-7V$ meßbar! (s. obige Diodenkennlinie)

Bem: Strom in Sperr-Richtung nach an: \rightarrow infolge

steigt allerdings mit $U_{sp} \uparrow$
Rekomb.-Generations-Strom in
Sperrscheide (zusätzl. Ladetransport)
Proportional Sperrscheidebreite d_s !
($d_s \propto \sqrt{U_0 - U_{sp}}$)

Temperaturabhängigkeit

Zwar Störstellenabschöpfung, d.h. alle Dotierungsatome ionisiert bei $20^\circ C$
aber:

A) Inversionsdichte $n_i \sim e^{-\frac{Wg}{2kT}}$ d.h. $f(T)$

\downarrow Ansatz für \mathcal{I}_s

$$\mathcal{I}_s = \mathcal{I}_{s_0} \cdot e^{c \cdot \Delta T}$$

$$\Delta T = T - T_0$$

Temp. Koeffizient für \mathcal{I}_s

\mathcal{I}_s bei Bezugstemp. T_0

$$c(\text{Si}) = 0,04 \dots 0,07 / \text{grad}$$

$$c(\text{Ge}) = 0,06 \dots 0,12 / \text{grad}$$

ZB:

$$c = 0,05$$

$$\mathcal{I}_s(20^\circ C) = 10 \mu A$$

$$\mathcal{I}_s(40^\circ C) = 10 \mu A \cdot e^{0,05 \cdot 20} = 27 \mu A$$

\downarrow "Faustregel":

\mathcal{I}_s (bzw. allg. Restströme) verdoppeln
sich \approx aller $20^\circ C$!

B) weiterhin Einfluss von $U_T = \frac{k \cdot T}{e}$ d.h. $f(T)$

Dioden Kennlinie unter Bezug auf T_0 : $\frac{\mathcal{I}(T)}{\mathcal{I}(T_0)} = e^{c(T-T_0)} \cdot e^{\left(\frac{U}{U_T} - \frac{U}{U_{T_0}} \right)}$

$$= \exp(T-T_0) \left[c - \frac{U}{0,025T} \right]$$

$U_T = 25 \text{ mV}$
 $20^\circ C$

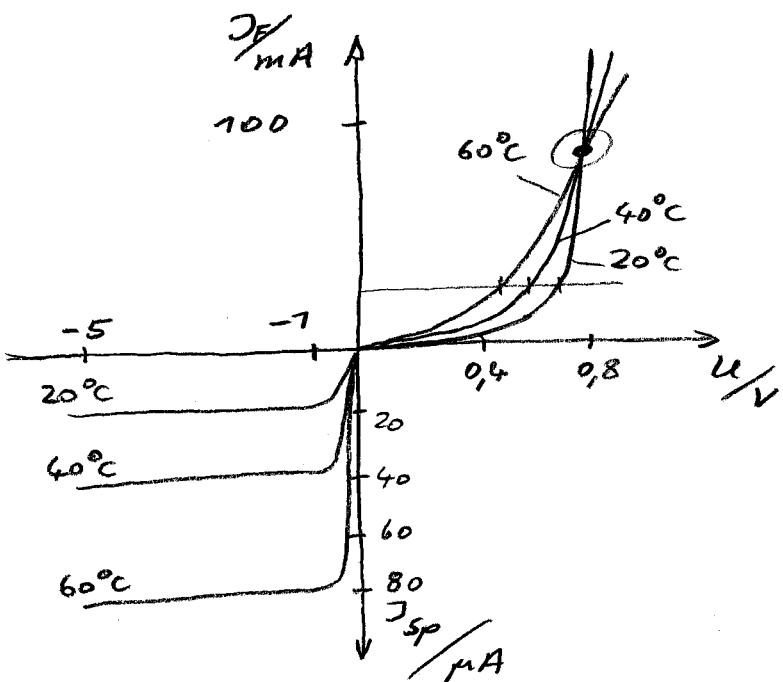
nun Betrachtung des Exponenten!

es gilt für: $c > \frac{u}{0,025 \cdot T}$

$$\dots = \dots$$

$$\dots < \dots$$

bei kleinen u :
Strom $I \uparrow$ mit $T \uparrow$
Strom I temp.-unabhängig
Strom $I \downarrow$ mit $T \uparrow$



Durchlassbereich:

- mit $T \uparrow$ flachere Kennlinie
- bei kleinen u erhöht J_S den Strom
 - bei hohen u verringert U_T den Strom

↗ exp. Vergrößerung von J_S ;
lineare Verringerung der U_T

Spernbereich:

- mit $T \uparrow$ exp. Anstieg des Sperstromes J_{Sp}
- nur $J_S(T)$ maßgebend

Temperaturmessung mit pn-Übergang

Ansatz: $I = I_{S0} \cdot e^{c \cdot \Delta T} \cdot e^{\frac{u}{U_T}}$

$I = \text{const.} = I_q$ durch Konstantstromquelle erzwingen!

$$\ln \underbrace{\frac{I}{I_{S0}}}_{k} = c \cdot \Delta T + \frac{u}{U_T} \quad \rightarrow \underline{u} = (k - c \cdot \Delta T) \cdot U_T$$

$U_T(T)$ hier vernachlässigbar, liefert nur $\Delta U_T \approx 2 \text{ mV}$

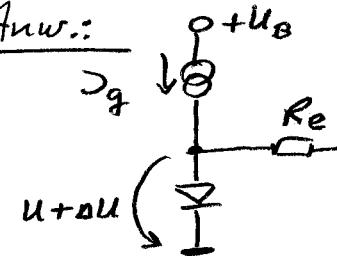
Damit ist $U(\tau)$ lineare Fkt. der Temperatur

allg. gilt

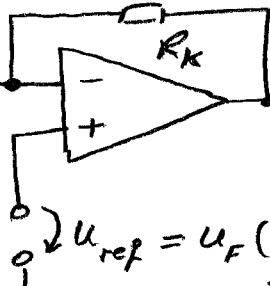
$$\Delta U \approx -2,5 \text{ mV} / \text{K}$$

für $\beta = \text{const.}!$

Anw.:



Diode in Durchlassrichtung



Anzeige:

$$U_a \propto T$$

Bem.: Spannungsverstärkung.

$$V_u = -\frac{R_K}{R_E}$$

Vgl. Seite 60

T_0 - Bezugstemperatur (z.B. 0°C)
für $U_a = 0$

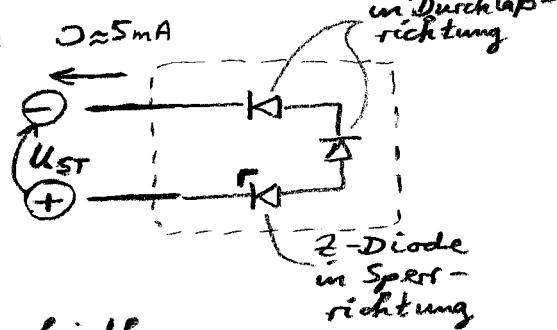
Spannungsstabilisierung

Ziel: möglichst temperaturunabhängige Sp. quellen

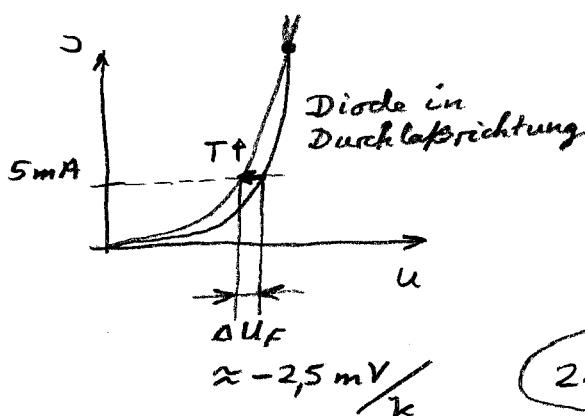
(zB) Referenzelemente: $U_{ST} \approx 8 \dots 35 \text{ V}$

$$T_{KuZ} < 10^{-5} / \text{K}$$

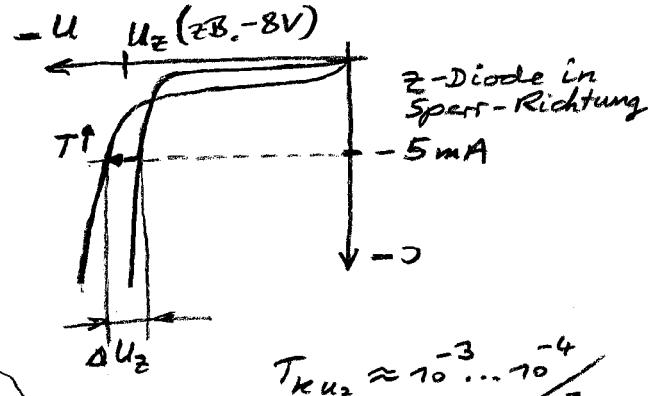
$$\tau_Z < 25 \text{ s}$$



Kopplung von Elementen mit unterschiedl. Temperaturgang:



$$2\Delta U_F \stackrel{!}{=} \Delta U_Z$$



$$T_{KuZ} \approx 10^{-3} \dots 10^{-4} / \text{K}$$

Durchlassrichtung

Sperr-richtung (Z-Diode)

Bem: Ca. 2 Größenordnungen kleinerer T_{Ku} : "Band gap - Referenz" quellen (DC's)

Z-Dioden

in Sperr-Richtung betrieben, auf niedrige Durchbruchspannung (I. Durchbruch) U_Z gezüchtet (abh. v. Dotierung) Nutzung für Spannungsstabilisierung / Begrenzung.

Lawinendurchbruch \rightarrow stark ansteig. Strom durch exp. Ladungsträgergeneration bei Sperrspannung U_{BR}

Strom

$$J = \frac{J_0}{1 - \left(\frac{U_{pn}}{U_{BR}} \right)^n}$$

$n \approx 7,5 \dots 4$ (Si)
empirisch ermitt.

$$U_{BR} = 2,72 \cdot 10^{12} \cdot N_{A,D}^{-\frac{2}{3}} \text{ cm}^{-3}$$

Durchbruchfeldstärke liegt bei
 $E_{BR} \geq 500 \text{ kV/cm}$

Dotierung des niedrigst
dot. Gebiet einsetzen!

Höhere Dotierung $\rightarrow d_s \downarrow$ damit $E \uparrow \rightarrow$ niedrigere U_Z

Tunnel-Effekt	Lawinen-Effekt
<p>für $U_Z < 6 \text{ V}$ hoch-dotiert $N_{A,D} \approx 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ \approx Lage v. W_F im LB bzw. VB</p> <p>$\delta \approx 2e$</p> <p>Zusätzlich dazu steht: Innenhalb δ durchtunellen e^- den sehr geringen Abstand δ, wenn $\delta \approx 7 e^-$-Wellenlänge (de Broglie-Beziehung) beträgt</p>	<p>für $U_Z > 6 \text{ V}$ etwas höher dotiert, als normale Schalt-Dioden</p> <p>Vorgang:</p> <ul style="list-style-type: none"> (a) Beschleunigung eines e^- im LB $W_{kin} \uparrow \rightarrow$ höheres Niveau (b) Stop und Energieabgabe an Atom (c) Stoppenergie reicht zur Anhebung eines e^- aus dem VB aus!

e^- aus VB durchtunellen den Energieabstand $W_c - W_v$ infolge der örtlich dichten Lage der Bänder

$$\lambda_e = \frac{\hbar}{m \cdot v} \quad (\text{de Broglie-Beziehung})$$

nach Energieabgabe u. Ionisation werden jetzt $2 e^-$ weiterbeschleunigt. usw. ... $4, 8, \overline{16}, 32 (\infty)$

d.h. Lawinenbildung!

allg. Bedingung: $x_{fr} \cdot E \geq \frac{W_g}{e}$

x_{fr}
mittl. freie
Weglänge

Bandabstands-
energie W_g
(= Ionisierungs-
energie)

Temperaturverhalten

Neg. Tk_{uz} ,

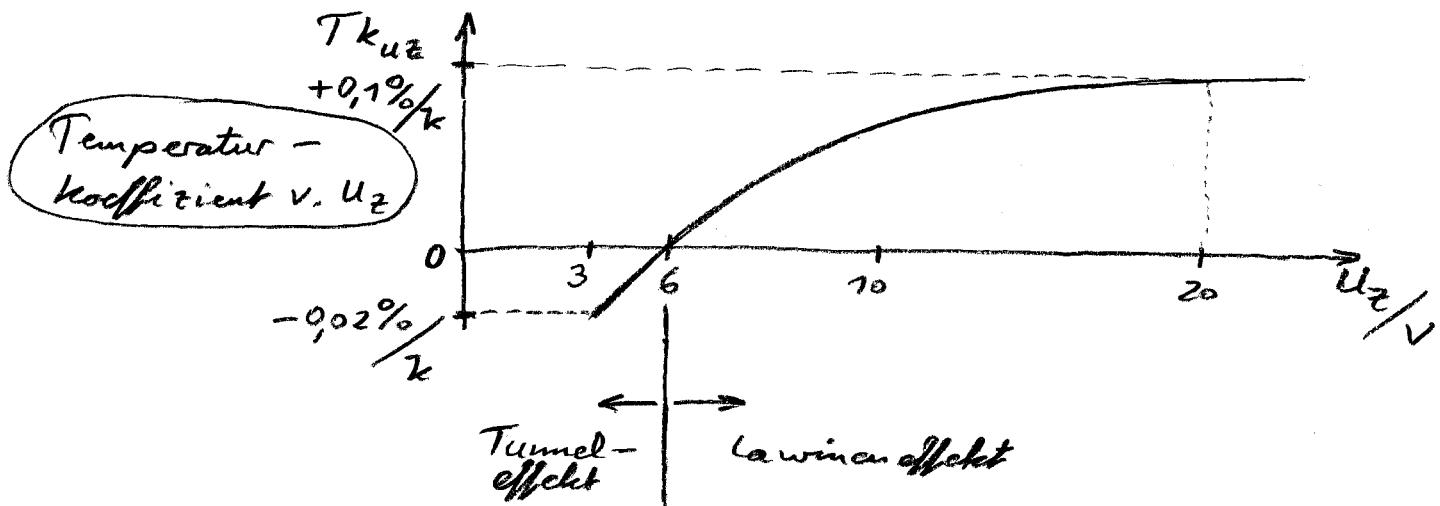
da e^- mit $T \uparrow$ in höhere Energieniveaus gehen, $W_{kin} \uparrow$

→ Tunnelung leichter, da freie Weglänge steigt

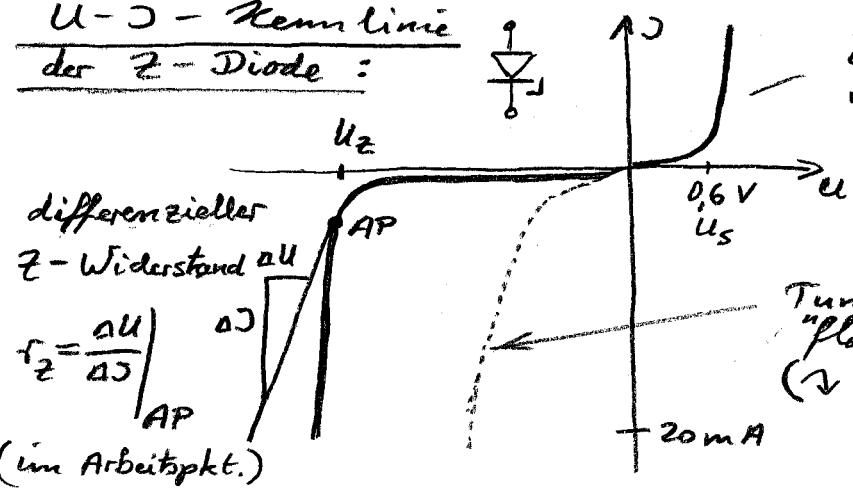
pos. Tk_{uz} ,

da mit $T \uparrow$ größere Schwingamplitude der Atome, $x_{fr} \downarrow$

→ Feldstärke E (und damit U_z) muss größer werden



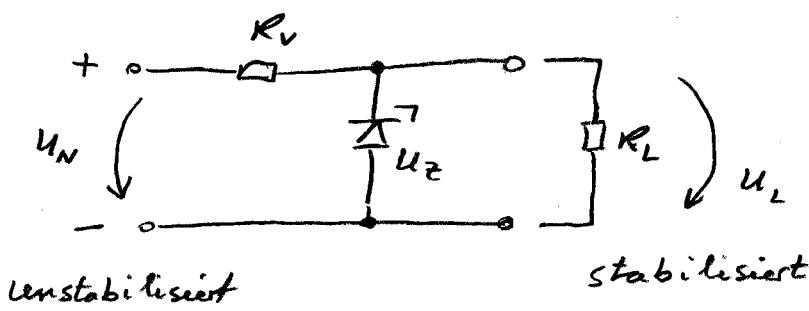
$U - I$ - Kennlinie der Z-Diode:



im Durchlassbereich wie normale $\frac{1}{2}$

Tunneleffekt-Dioden haben "flachere" Kennlinie
(→ allg. größerer r_z)

Anwendung: Spannungs-Stabilisierung

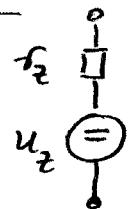


ESB $\frac{U_L}{U_N}$:

$$f_2 = f(\zeta)$$

$\approx 7 \dots 80 \Omega$

(vgl. Spannungsquellen-ESB)



für $U_N > U_z$

z.B.: $\Delta U_N = 2V$

$$R_V = 7 k\Omega$$

$$r_z = 10 \Omega (< R_L)$$

nur Betrachtung der Spannungsänderung:

$$\underline{\Delta U_L} = \frac{r_z}{r_z + R_V} \cdot \Delta U_N \approx \underline{20 mV}$$

je größer r_z , desto steiler die Kennlinie, desto kleiner r_z

→ bessere Stabilisierungswirkung!

(Begrenzung durch r_{zmax} , d.h. P_{Vmax})

Kapazitäten am pn-Übergang

Sperrschichtkapazität

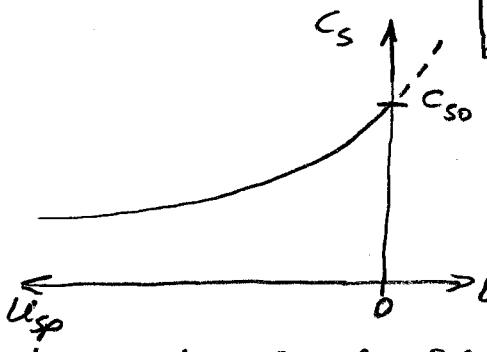
im Sperrbereich stehen sich e^- u. Löcher auf beiden Seiten der Sperrschicht gegenüber.

mit Änderung U_{sp} : Veränderung der Sperrschichtweite $x_n - x_p$:

→ Spannungsabh. Kapazität

$$C_s = \epsilon \cdot \frac{A}{x_n - x_p} = k \cdot \frac{1}{\sqrt{U_D - U_{sp}}} = \frac{C_{so}}{\sqrt{1 + \frac{U_{sp}}{U_D}}}$$

↑ negativ einsetzen!



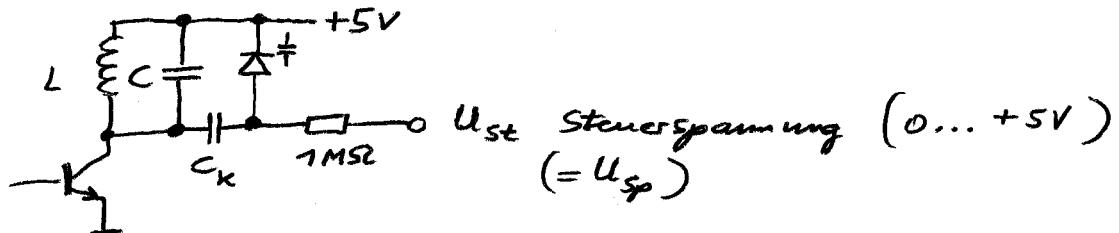
→ Kapazitätsdiode

ZB:

$C : 10 \text{ pF} \dots 40 \text{ pF}$
$U_{sp} : -30 \text{ V} \dots -7 \text{ V}$

dominiert im Sperrbereich!

Anwendung: Spannungssteuerte Schwingkreis-Abstimmung

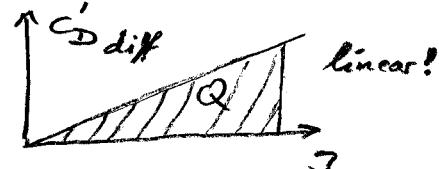


Diffusionskapazität

Im Durchlassbereich: einfließende Ladungsträger verringern die Sperrschichtbreite und erhöhen die Ladetr.-Konzentration = $f(u)$ in der Sperrschicht!

Betrachtung der (differenziellen) Änderung von dQ mit dU ergibt die Wirkung einer Kapazität: $C'_{\text{diff}} = \frac{dQ}{dU} = \tau \frac{dI}{dU}$ zeitl. Einströmung (gilt für e- und pos. Löcher)

→ differentielle $C'_{\text{diff}} = \frac{\tau}{U_T} (\tau + \tau_s)$
aus Einsetzen der U-I-Diodenglg.



→ absolute Kap.
= Diffus. Kapazität $C_D = \frac{\tau \cdot \tau}{U}$
aus Integration über U

? τ - Ladungsträger-
lebensdauer
(= Zeitkonstante)

C_D ist stromproportional!

zB: $\tau = 25 \text{ mA}$
 $U = 0,5 \text{ V}$
 $\tau = 10^{-8} \text{ s}$

$C_D = 5 \text{ pF} / \text{mA}$

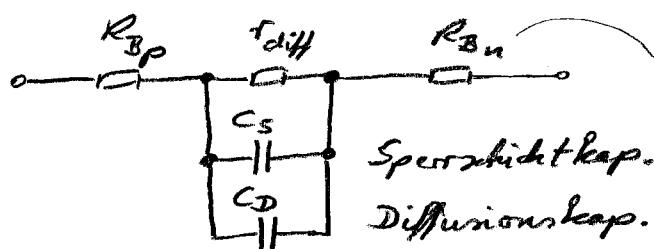
typ. Wert für
kleine Bauelemente
(ca. $P_{\text{tot}} \leq 300 \text{ mW}$)

C_D charakterisiert den tragen Ladungsträgertransportvorgang!
d.h. zum "Umladen" der Ladetr. im Durchlassbereich ist Zeit erforderlich!

≈ Eigenschaft einer Kapazität!

dominiert für Durchlassspannungen $U \geq 0,5 \text{ V}$

Klein signal - Ersatzschaltbild der $\frac{1}{\text{D}}$



R_{Bp} u. R_{Bn} : Raumwiderstände auf n- u. p-dot. Seite
(Wid. vom äußeren Kontakt bis zum inneren pn-Ubergang.)

aus Dioden-Gleichung folgt mit U_{bev} am AP:

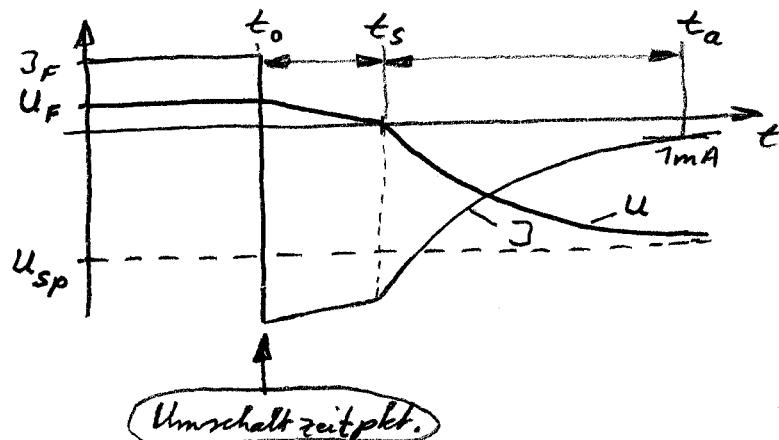
$$\frac{1}{r_{\text{diff}}} = \frac{dJ}{dU} = \frac{J_S \cdot e^{\frac{U}{U_T}}}{U_T} = \frac{J}{U_T} \quad r_{\text{diff}} : \text{differentieller Widerstand}$$

$$\rightarrow r_{\text{diff}} = \frac{U_T}{J}$$

Schaltverhalten von $\frac{1}{\text{D}}$

Wirkung von C_S u. C_D (Arbeitspkt.-abhängig!) bei Umschaltvorgang zu berücksichtigen, z.B. für Umschaltung:

Durchlass- \rightarrow Sperrzustand



Sperrverzögerungszeit

$$t_{rr} = t_s + t_a$$

(reverse recovery time)

$\approx 1 \dots 50 \text{ ns}$
Bei Schottkdioden

t_s : Speicherzeit,

Abbau der Ladung der Diffusionskapazität durch Rekombination ($T_D = C_D \cdot r_{\text{diff}} \parallel R$) u. Ableitung durch den fließenden Rückstrom (C_D bei $U=0$ entladen!)

t_a : Abfallzeit

Um laden der Sperrschichtkapazität
 $T_S = C_S \cdot R \quad \rightarrow \quad t_a = 2,3 \cdot T_S$

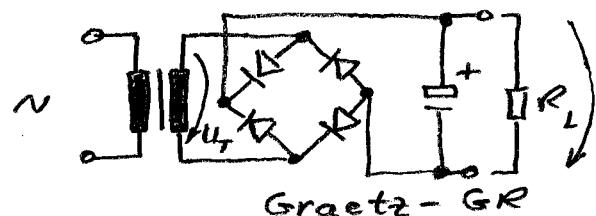
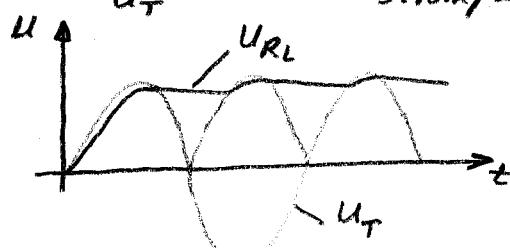
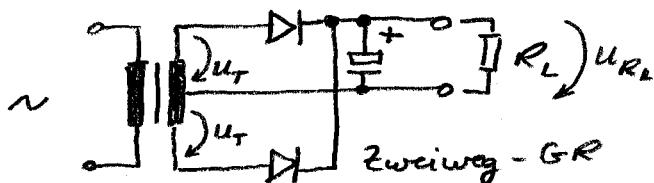
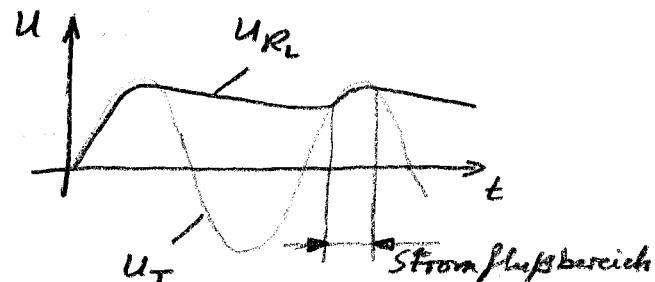
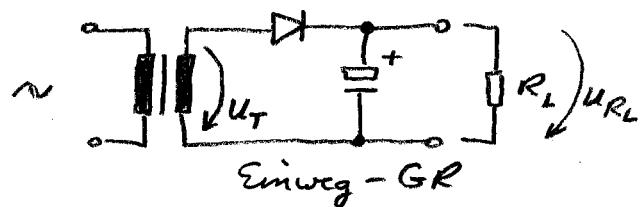
Bei hohem Flussstrom J_F : wesentlich t_s

$$t_s = T \cdot \ln \left(1 + \frac{J_F}{J_{sp}} \right)$$

Anwendungen von HL-Dioden

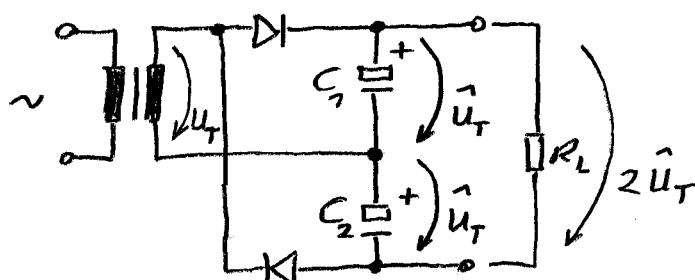
ex. Bauformen für $10 \text{ mA} \dots 5 \text{ kA}$

Gleichrichter / Netzteil:



hier
keine Trafo-
mittelanzapfung
erforderl.

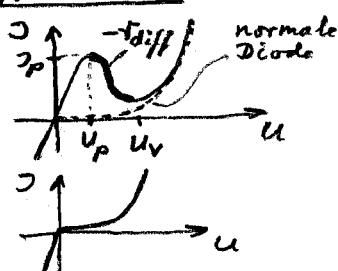
Spannungsverdoppler:



C_1 wird mit positiver U_T
auf $\approx U_T$ aufgeladen
 C_2 mit neg. U_T auf $\approx -U_T$ aufgel.
deren Reihenschaltung
ergibt am Ausgang $2U_T$

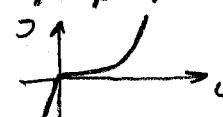
Versch. Diodentypen:

Tunnel diode



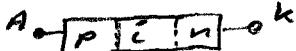
hoch dotiert $N_{A,D} \approx 10^{19} \text{ cm}^{-3}$
Tunnel-Effekt, keine Diffusion,
HF-Verstärker, Oszillator

Backward-Diode



Rückwärts - GR für kleine
HF-Spannungen
geringer dot. als Tunnel diode

PIN - Diode



durch i (intrinsic) - Schicht
breite Sperrschicht.
Hochsp. - GR, Regelbarer Widerst.

Schottky - Diode

Metall - HL - Übergang, keine Ladungsspeicherung
Schnelle Schottkydioden, $U_F \approx 0,25 \text{ V}$, Schutzdioden

Tabelle 1: Ungesteuerte Gleichrichterschaltungen

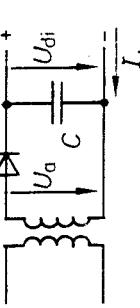
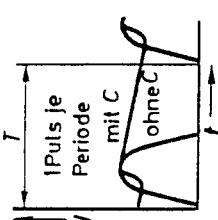
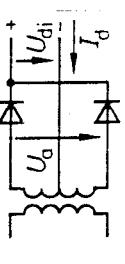
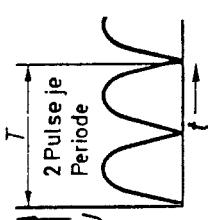
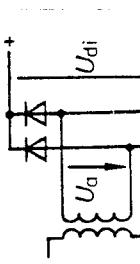
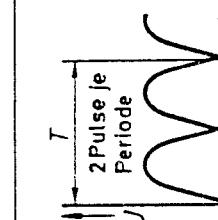
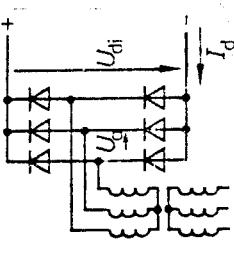
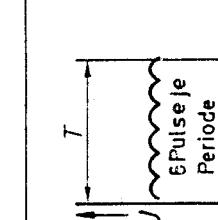
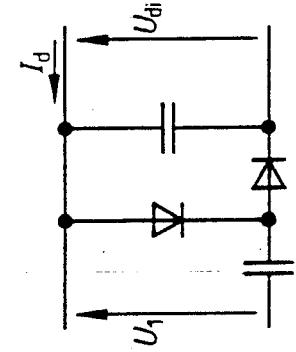
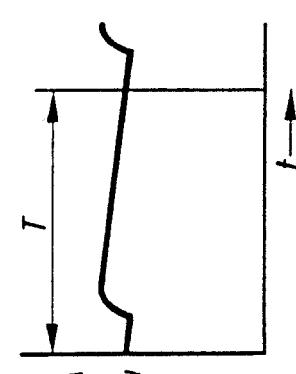
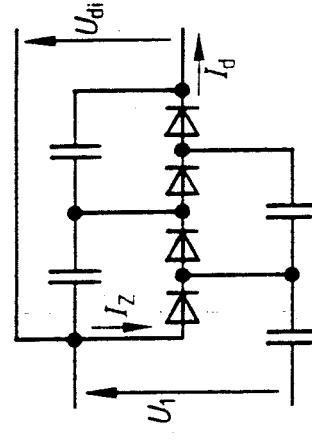
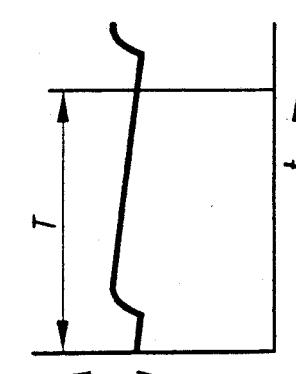
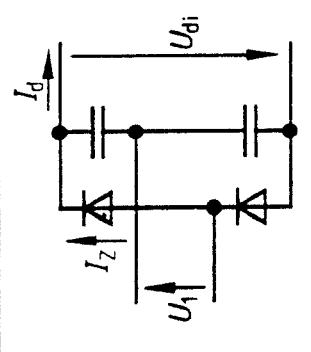
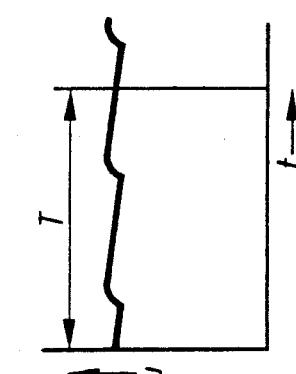
Benennung Kurzzeichen nach DIN 41761	Schaltung	Spannungsverlauf	Schaltungskennwerte	
			U_{di}/U_a	P_d Gleichstrom- leistung P_T Transform.- Bauleistung
Einpuls- Mittelpunktschaltung M1			ohne C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 0,45$ mit C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 1,41$	$\frac{P_T}{P_d} = 3,1$
Zweipuls- Mittelpunktschaltung M2			ohne C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 0,45$ mit C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 0,71$	$\frac{P_T}{P_d} = 1,5$
Zweipuls- Brückenschaltung B2			ohne C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 0,9$ mit C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 1,41$	$\frac{P_T}{P_d} = 1,23$
Sechspuls- Brückenschaltung B6			ohne C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 1,35$ mit C : $\frac{U_{di}}{U_a} = 1,41$	$\frac{P_T}{P_d} = 1,1$

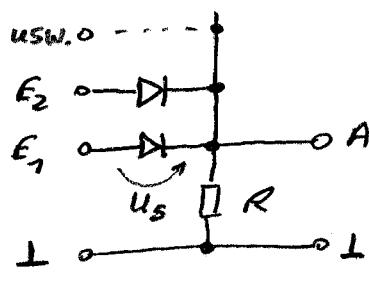
Tabelle 1: Spannungsverhörende Gleichrichterschaltungen

Benennung	Schaltplan	Spannungsverlauf	Ströme, Spannungen, Leistungen
Einpuls-Verdopplerschaltung D1			$I_Z = I_d$ $U_{di}/U_1 = 2 \cdot \sqrt{2} = 2,83$ $P_T/P_d = 1,55$
Einpuls-Vervierfacherschaltung V1			$I_Z = I_d$ $U_{di}/U_1 = 4 \cdot \sqrt{2} = 5,66$ $P_T/P_d = 1,55$
Zweipuls-Verdopplerschaltung D2			$I_Z = I_d$ $U_{di}/U_1 = 2 \cdot \sqrt{2} = 2,83$ $P_T/P_d = 1,55$

I_d Gleichstrom, I_Z Zweigstrom, U_{di} ideelle Gleichspannung, U_1 Anschluß-Wechselspannung, P_d Gleichstromleistung, P_T Transformator-Bauleistung, T Periodendauer

Digital Technik - Anwendungen

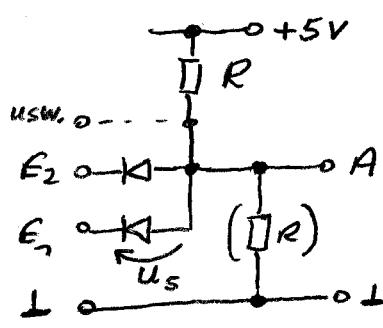
OR-Gatter:



Wahrheitstabelle

E_1	E_2	A
H	H	H
L	H	H
H	L	H
L	L	L

AND-Gatter:



E_1	E_2	A
H	H	H
L	H	L
H	L	L
L	L	L

"Widerstands-Dioden-Logik"

jeweils "durchgreifende"
Eingangsbelegung!

- Probleme:
- Verringerung des Ausgangsspannungshubes um jeweils eine Diodenschwellspannung $U_S \approx 0,6V$ pro "Gatter" (höchstens 2 "Gatter" in Kette schaltbar!)
 - Abhängigkeit des Ausgangswiderstands vom Quellwiderstand der vorhergehenden Stufen.

→ Diese Schaltungen nur im "Notfall" anwendbar, wenn keine anderen Gatter (z.B.'s) mit Verstärkereigenschaft (→ Signalregeneration) zur Verfügung stehen!

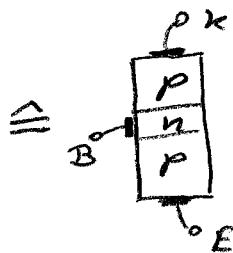
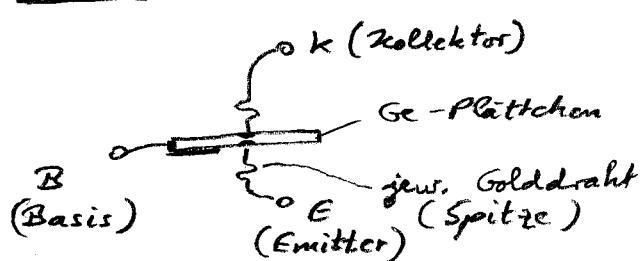
Bipolar transistor

3 (bis 4-)polige HL-Bauelemente zur Verstärkung, Schalten, Wandlerung, Speicherung el. Signale.

dabei $P_{ein} < P_{aus}$ (mit gesteuerter Leistung P_{aus} aus Spannungsversorgung)

Begr: "Transfer - Resistor" (obwohl unkorrekt)

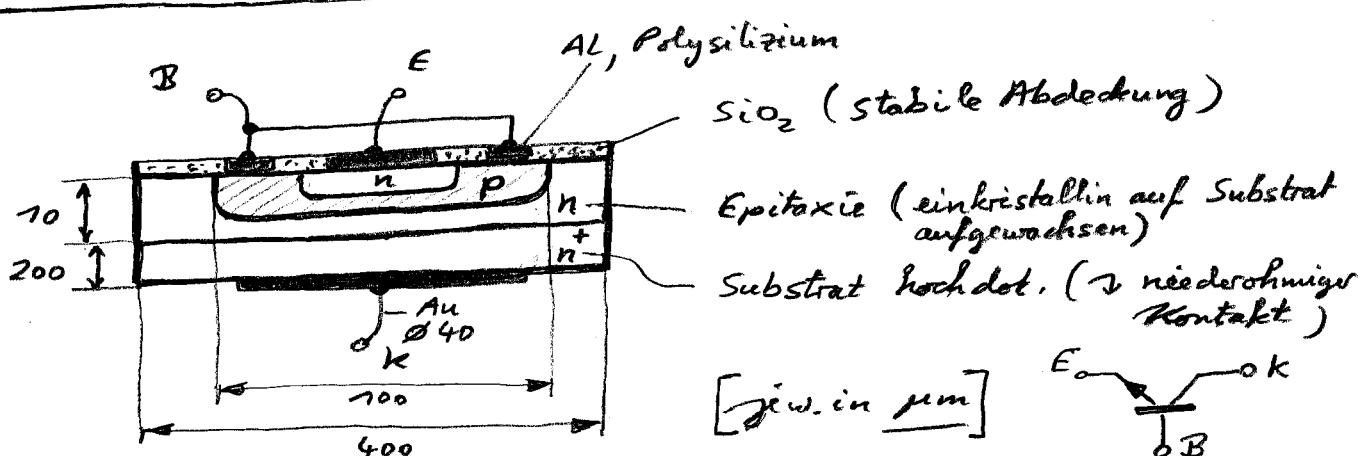
von Shockley / Bardeen / Brattain (USA 1948 - 1950) entw.
erster Spitzentransistor:



Tr. wird "formiert" durch kurzen Stromstoß
mit TT-Eindiffusion von Au ins Basis-Ge
es entstehen 2 pn-Übergänge dicht beieinanderliegend!

auch Legierungstransistor (2 aufgelegte, eindiffund. Indiumspitzen)

Heute: Si-Epitaxie-Planartransistor (npn-Typ)



Herstellung: auf Substrat (Wafer) \rightarrow Epitaxie
 \rightarrow Fotolithografie \rightarrow Basisfenster \rightarrow Basis-Diffusion, Oxidation... \rightarrow Emitterdiffusion (P) (d.h. E-Gebiet wurde 2x undotiert!)

Basisdiffusion 2...5µm tief }
Emitterdiffusion 0,5...2µm } \rightarrow Basisweite 0,5...2µm

technologisch wird gesichert:

- E - Gebiet: am höchsten dotiert (\rightarrow hoher e^- -Diffusionsstrom)
- B ~: mittel dotiert, Basisweite \ll Diffus.-länge der e^-
- K ~: am niedrigsten dotiert (\rightarrow hohe Sperrspannung) und
 $K\text{-Fläche} > E\text{-Fläche}$

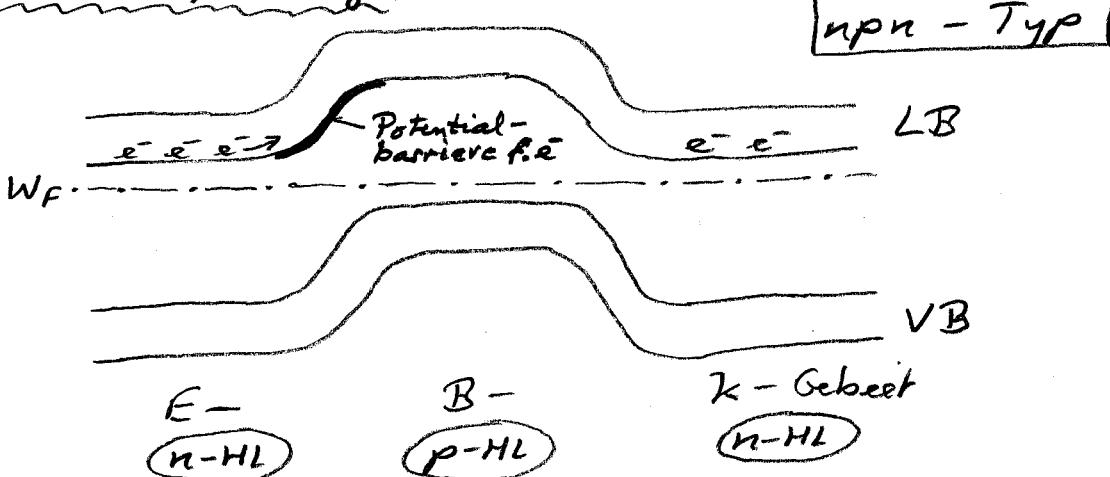
Funktion BPT

2 pn-Übergänge elektro. schr eng verkoppelt!

↗ gegenseitige Wechselwirkung, zw. Ladungsträgerübernahme des zw. anderen pn-Übergangs!

Bändermodell:

Zunächst Darstellung ohne äußere Spannung:



E-B-Übergang mit Potentialbarriere für e^- !

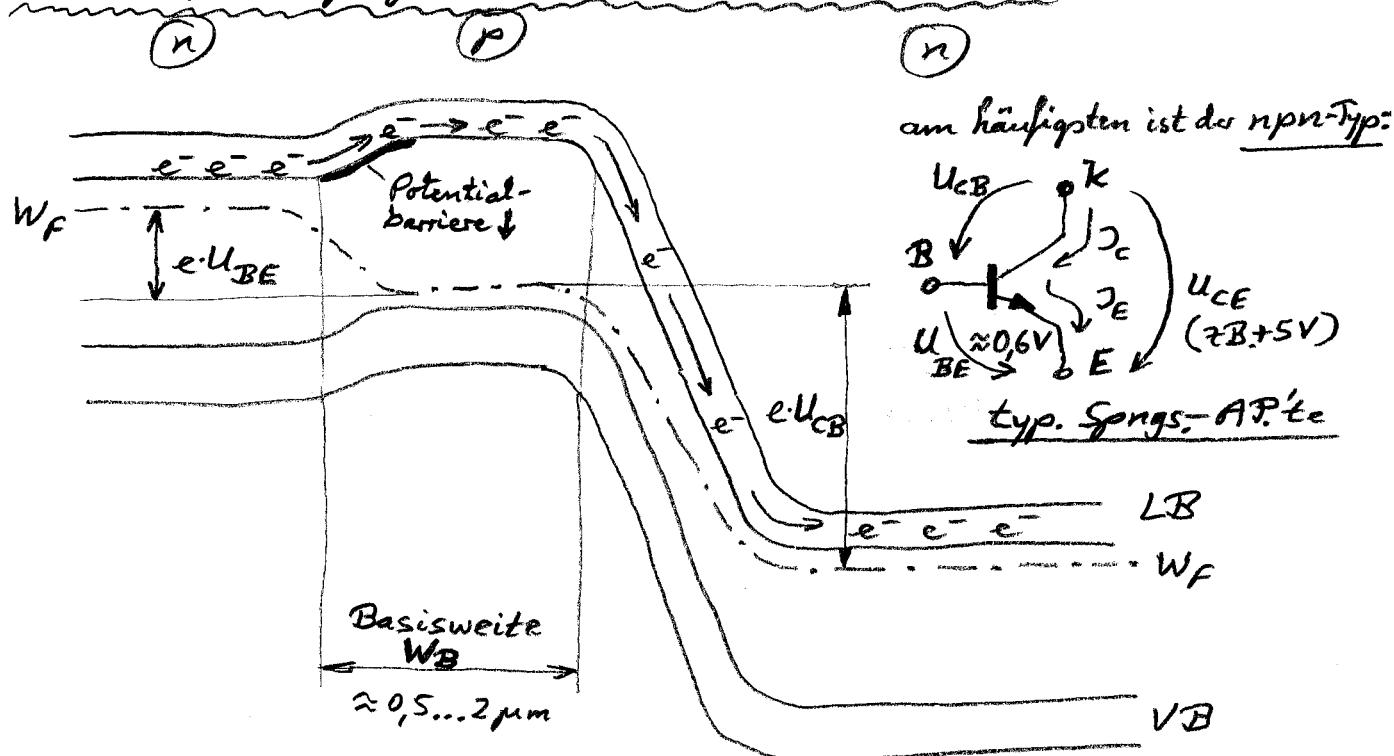
"Normale Betriebsart" des npn- (bzw. pnp-) BPT im Betrieb ist:

|| E-B-Übergang in Durchlassrichtung ||
|| B-K-Überg. in Sperrrichtung ||

Steuervorgang für e^- -Strom aus E \rightarrow B mgl. durch:

- Anheben/Absenken der E-B-Potentialschwelle durch äußere Spannung (\equiv HL-Diode)
- Breite der Schwelle (Kernstück der Herst.-Technologie \rightarrow Diffusions- oder Drifttransistor je nach Einwirkung der (hohen) Kollektorfeldstärke in den Basisraum)

nun: mit äußerer Spsg. in "Normaler Betriebsart":



Emitter

Basis

Kollektor

E-B-Übergang:

Potentialbarriere durch äußere Steuerspannung U_{BE} gesteuert \rightarrow Steuerung des e^- -Diffusionsstroms von $E \rightarrow B$ ($\hat{=}$ Diodenkennlinie)

Basisraum:

die injizierten e^- durchlaufen das sehr kurze B-Gebiet (geringe W_B), sonst Rekombination zu stark, wenn W_B nicht $\ll L_n$ wäre! dann würde der K nur wenig e^- -Strom erhalten.

$$\text{Ziel: } W_B \rightarrow \frac{ds}{2}$$

Kollektor:

"griff" durch hohe Feldstärke (Sperr-Richtung) teilweise in die Basis hinein und "Sammelt" die von E in B hineindiffundierenden e^- auf (große K-Fläche!)

damit folgt für die Tr.-fktn:

- Größer e^- -Diffusionsstrom von $E \rightarrow B$ durch hohe E-Dotierung ($I_{DE} \gg$ alle anderen Stromanteile) erreicht ("Emitterwirkungsgrad")
- Fast alle (ca. 99%) der in die Basis injizierten e^- erreichen den Kollektor ("Transportfaktor")
- ca. 1% der e^- rekombinieren im Basisraum, erreichen nicht den Kollektor:

$$\rightarrow \text{Stromdifferenz} = \text{Basisstrom} !$$

$$I_B = I_E - I_C$$

(ex. auch: Löcher - Injektionsströme und
Gen./Rekomb.-Ströme i.d. Sperrschichten)

3-7

Transistorwirkung setzt erst ab $U_{BE} \geq 0,5V$ ein, wenn
Emitterdiffusionsstrom \gg andere Stromkomponenten!

Transistor - Modell für Steuervorgang

darb. des Emitter- und Kollektorstroms = f (AP der pn-Übg.)
ausgehend von Dioden-Kennlinie (Shockley):

$$J = J_s \left(e^{\frac{U}{U_T} - 1} \right)$$

wobei $U > 0$ Durchlass-
 $U < 0$ Sperrbereich
einsetzen

Zunächst Ströme des

a) leitenden E-B-Übg.'s $J = J_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T} - 1} \right)$

b.) gesperrten K-B Übg's $J = J_{CS} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T} - 1} \right)$ ← negativer Strom!

Zusätzlich zu beachten: Transferströme, dh:

am E kommt ein Teil des Sperrstromes (Löcher) von K an

am K kommt der größte Teil des Emitterstromes an:

zu a.) $J = A_I \cdot J_{CS} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T} - 1} \right)$ am Emitter ← negativer Strom!

zu b.) $J = A_N \cdot J_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T} - 1} \right)$ am Kollektor

mit $A_I < 1 (\approx 0,5)$ "Stromverhältnis Invers"

$A_N = \frac{J_C}{J_E} < 1 (\approx 0,99)$ "Stromverhältnis Normal"

zusammengefaßt:

Transistor - Grundgleichungssystem:

a.) $J_E = J_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T} - 1} \right) - A_I \cdot J_{CS} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T} - 1} \right)$ Transferstrom

b.) $J_C = A_N \cdot J_{ES} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T} - 1} \right) - J_{CS} \left(e^{\frac{U_{CB}}{U_T} - 1} \right)$ Transferstrom

durch U_{BE} gesteuerte "Nutzströme"
des leitenden E-B-Übergangs

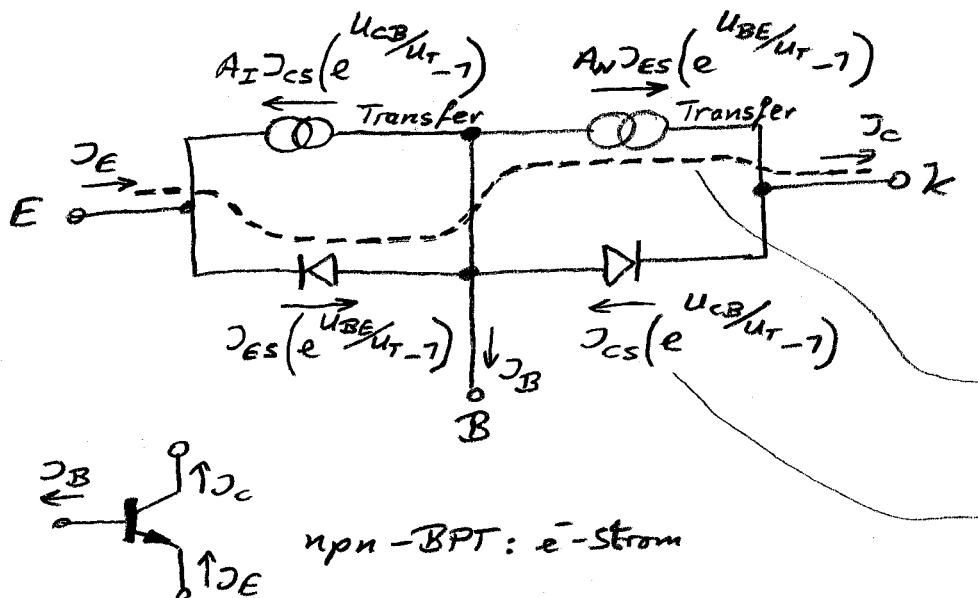
umgesteuerte "Sperrströme"
des gesperrten K-B-Übergangs

(32)

wobei Basisstrom $\mathcal{I}_B = (1 - A_N) \mathcal{I}_E$
 $\mathcal{I}_B = \mathcal{I}_E - \mathcal{I}_C$

der größte Teil des \mathcal{I}_E , nämlich $A_N \cdot \mathcal{I}_E$ fließt in den K als.

→ Ebers-Moll-Modell des BPT (npn-Typ)



! Achtung in Stromrichtung positiv in Richtung e^- -Strom
 (vgl. Bändermodell npn-Transistor)

gesteuerter e^- -"Nutzstrom"

Diodenpaarstrom
 ≡ Reaktstrom

Vereinfachungen für den Verstärkerbetrieb

Für Betriebsart "Aktiv Normal" wird $e^{\frac{U_{CB}}{U_T} - 1} \rightarrow 0$
 Sperr-Richtg!

$$\mathcal{I}_E = \mathcal{I}_{ES} (e^{\frac{U_{BE}}{U_T} - 1}) + A_I \mathcal{I}_{CS} \approx \mathcal{I}_{ES} \cdot e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$\mathcal{I}_C = A_N \cdot \mathcal{I}_{ES} (e^{\frac{U_{BE}}{U_T} - 1}) + \mathcal{I}_{CS} \approx A_N \cdot \mathcal{I}_{ES} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

da EB-Uberg. im Durchlass-Richtg.

bei Eliminierung von U_{BE} :

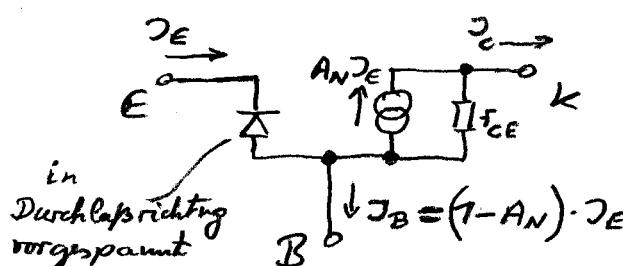
$$\mathcal{I}_C = A_N \cdot \mathcal{I}_E + \mathcal{I}_{CS} (1 - A_N A_I)$$

$$\boxed{\mathcal{I}_C \approx A_N \cdot \mathcal{I}_E + \mathcal{I}_{CB0}}$$

Koll.-Basis-Reaktstrom ($\approx 10 \dots 50 \text{nA}$)

$$\mathcal{I}_{CB0} = f(T, U_{CB})$$

nicht steuerbar !



Einfaches (physikalisches) Ersatzschaltbild des BPT

Kollektorstrom \mathcal{I}_c (= Ausgang) kann gesteuert werden durch:

- \mathcal{I}_E $\rightarrow \mathcal{I}_c \approx A_N \cdot \mathcal{I}_E$
- U_{BE} über exp. U-I-Beziehung des B-E-Übergangs
- \mathcal{I}_B $\rightarrow \mathcal{I}_E = \frac{\mathcal{I}_B}{\gamma - A_N} \rightarrow \mathcal{I}_c \approx A_N \cdot \mathcal{I}_E \approx \frac{A_N}{\gamma - A_N} \mathcal{I}_B$

Zusammenfassung:

$$\text{mit } \mathcal{I}_c = A_N \cdot \mathcal{I}_E \text{ u.}$$

$$\mathcal{I}_B = (\gamma - A_N) \mathcal{I}_E \text{ folgt}$$

(eigentlich \approx -Zeichen,
da hier Restströme
aus Sperrströmen
vernachlässigt!)

$$\text{Verhältnis } \frac{\mathcal{I}_E}{\mathcal{I}_B} = \frac{\gamma}{\gamma - A_N}$$

wobei

$$\frac{\mathcal{I}_c}{\mathcal{I}_B} = \frac{A_N}{\gamma - A_N} = B_N$$

und

$$\mathcal{I}_c = \frac{A_N \mathcal{I}_B}{\gamma - A_N} + \frac{\mathcal{I}_{CEO}}{\gamma - A_N} = B_N \cdot \mathcal{I}_B + \mathcal{I}_{CEO}$$

Gleichstrom-
Verstärkungsfaktor B_N

$$B_N \approx 5 \dots 700 \dots 7000$$

k-E-Reststrom!

Es ex. (in erster Näherung) lineare Zusammenhänge
zwischen den Strömen \mathcal{I}_B und \mathcal{I}_c bzw. \mathcal{I}_E !

Ein kleiner \mathcal{I}_B steuert einen um B_N größeren \mathcal{I}_c

\rightarrow BPT ist ein stromgesteuertes Bauelement

Bem: $\mathcal{I}_{CEO} = \mathcal{I}_{CBO} / (\gamma - A_N) \approx \mathcal{I}_{CBO} \cdot B_N$

Beispiel:
nimm

$$\begin{aligned} \text{geg: } \mathcal{I}_E &= 1 \text{ mA} \\ A_N &= 0,98 \\ \mathcal{I}_{CBO} &= 100 \text{ nA} \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{I}_c &= 0,98 \cdot 1 \text{ mA} + 0,1 \mu\text{A} = 0,9801 \text{ mA} \\ \mathcal{I}_B &= 1 \text{ mA} (1 - 0,98) - 0,1 \mu\text{A} = 0,0198 \text{ mA} \\ B_N &= \frac{0,98}{1 - 0,98} = 49 \end{aligned} \right\} \text{Gleichstrom-} \\ \text{verst.-faktor}$$

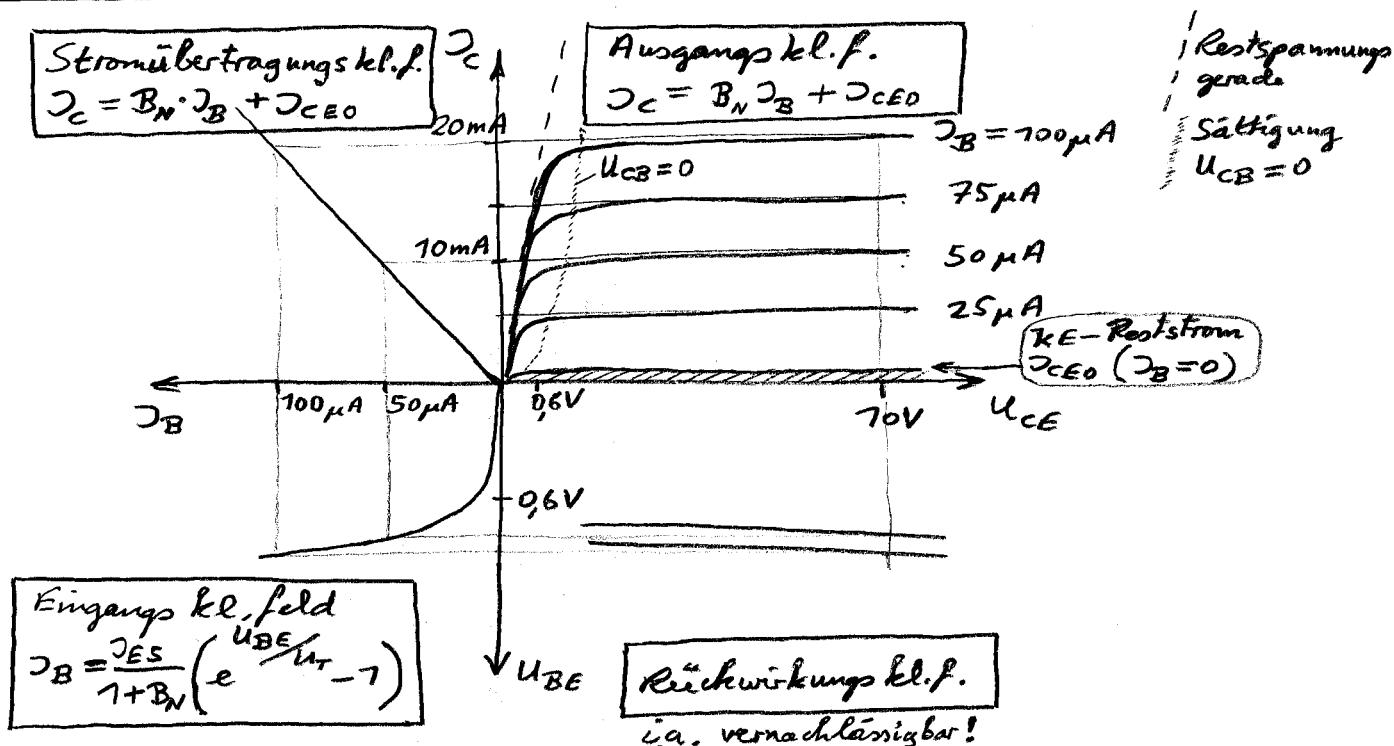
Bem: Schaltungstechn. Anwendung in 3 Grundschaltungen:

- Emitter -
 - Basis -
 - Kollektor -
- } Schaltung

genannte Elektrode ist
jeweils Bezugselektrode,
bzw. Elektrode, die im
Eingangs- und Ausgangs-
stromkreis enthalten ist.

34

4 Quadranten - Komplizenfeld (Emitterschaltung)



Erkennbar:

- 1.) lineares (in 1. Näherung) Übertragungsverhalten bei Stromsteuerung mit αI_B
 (aber exp. Abhäng. bei Spannungssteuerung mit αU_{BE})

- 2.) Stromquellenverhalten für I_c im Ausgangskl. f.
 für genügend große U_{CE} werden (fast) alle über den EB-Übergang injizierten Ladungsträger vom Kollektor abgesaugt!

Restspannungsgerade:

bei fließendem I_c bleibt am Transistor eine Restspannung stehen, näherungsweise

$$U_{CER} \approx I_c \cdot r_{ce} = f(AP)$$

\uparrow Kollektorbahnwiderst.
 (dotiertes I_c -Gebiet)

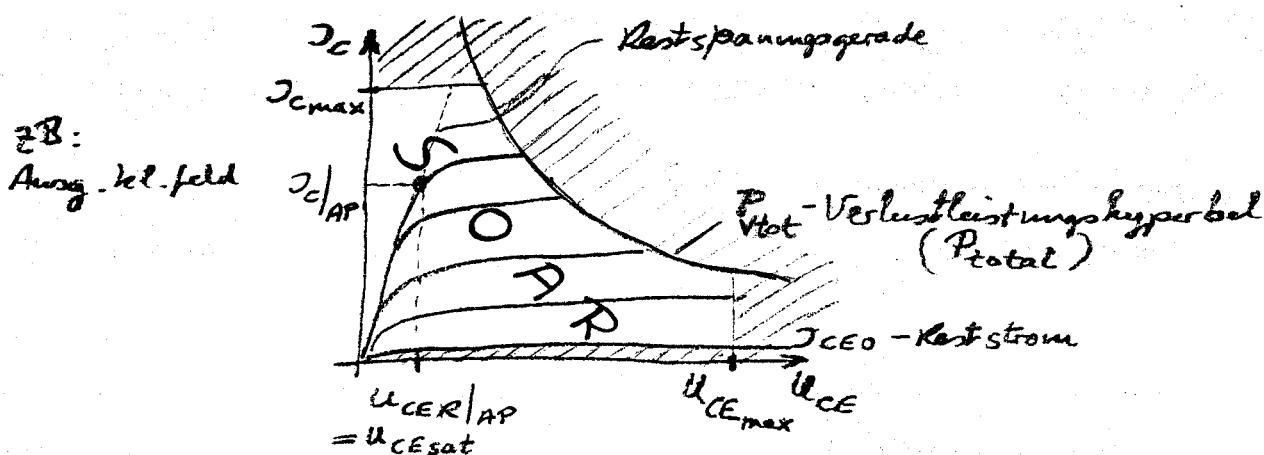
Sättigungscurve:

für $U_{CE} \leq U_{BE}$, d.h. $U_{CB} \leq 0$
 geht der zB -Übergang in den leitenden Zustand über und emittiert in die Basis
 \rightarrow Vergrößerung des I_c

SOAR (Safe Operation Area) im Ausgangskl. feld
 begrenzt durch I_{cmax} , U_{CEmax} , P_{tot}

Grenzwerte und Kennwerte BJT

Grenzwerte: sind Höchstwerte, die nicht überschritten werden dürfen, sonst Zerstörung des BE vgl.



$$P_{tot} = I_c \cdot U_{CE} \quad (I_B \cdot U_{BE} \text{ vernachlässigt})$$

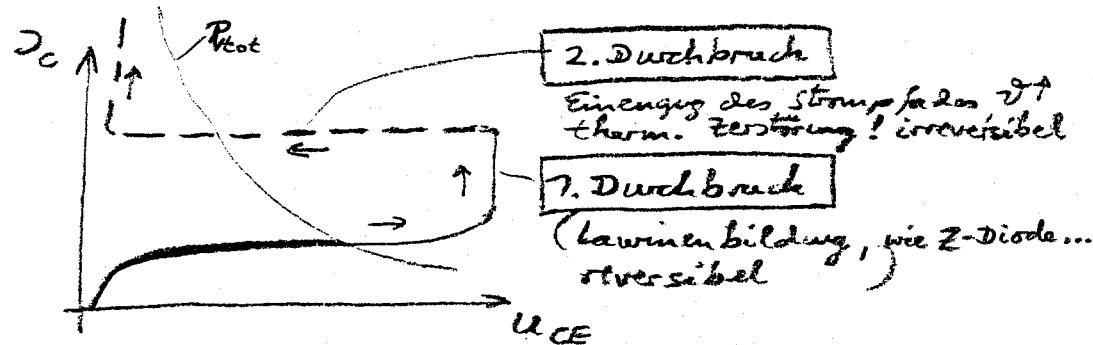
I_{Cmax} (max. zul. Stromdichte, $\vartheta \uparrow \rightarrow x^2$)

U_{CEmax} (max. zul. Sperr-Feldstärke C-B, E)

U_{BEmax} ! hier Sperrspannung gemeint (z.B. typ. -5V)

v_i max zul. Sperrschichttemperatur (i.a. +725°C)

Durchbrüche:



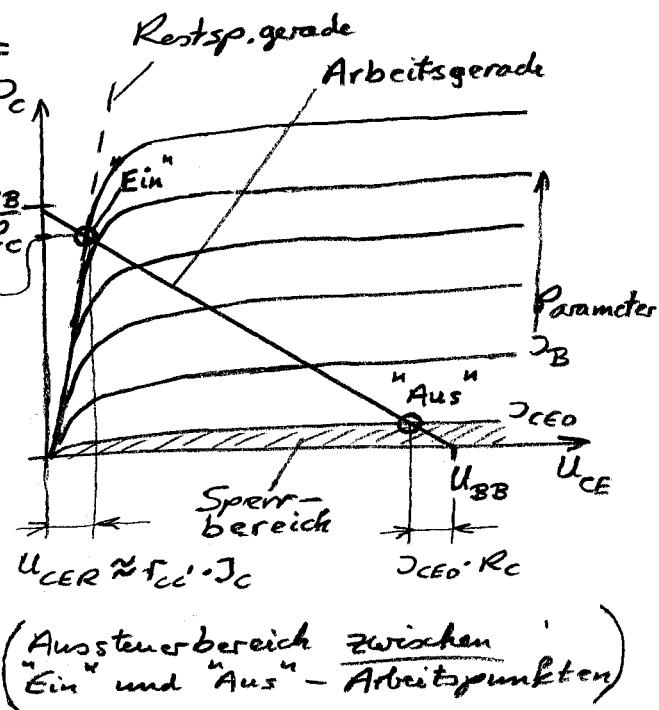
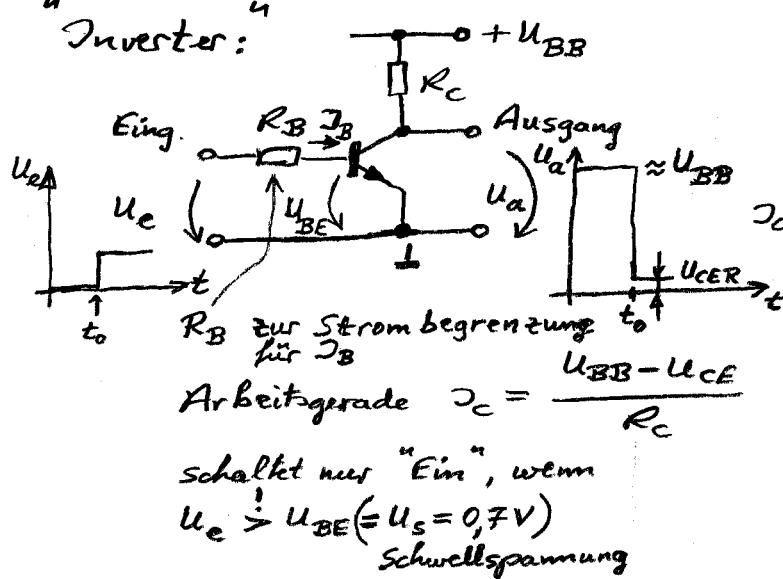
Kennwerte: typ. Mittelwerte eines Typs

- statisch, z.B.: Restströme, Sättigungsspannung, Stromverst.f.B.

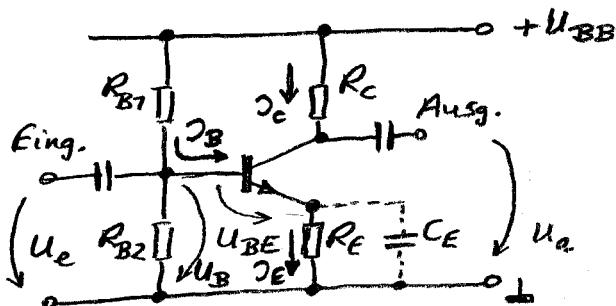
- dynam., z.B.: Sperrschichtkapazitäten, Schaltzeiten, Transitfrequenz ($B_T = 1$), Verpolparameter ($\underline{H}, \underline{\gamma}$)

BPT - Schaltverstärker

"Inverter":



BPT - Analogverstärker



Spannungsverstärkung bis zu $U_e \leq U_T = 25mV$ (Linearitätsbedingung der exp. Eingangskl. aus Taylorreihen-Entwicklung)

Festlegung: I_C , U_{CE} (AP); B_N

1.) $U_{RE} \approx 70\%$ von U_{BB} (AP-Stabilisierung, Gleichstromgegenkopplung f. I_E)

$$\Rightarrow R_E = \frac{0,7 \cdot U_{BB}}{I_C + I_B}$$

$$\Rightarrow U_B = U_{RE} + U_{BE} \quad \text{mit } U_{BE} = U_s \approx 0,6V \quad (\text{Si})$$

2.) Querstrom durch Basisspannungssteiler R_{B1} und R_{B2} : 3fach I_B

$$I_{RB_{1,2}} \approx 3 \cdot I_B \quad \text{mit } I_B = \frac{I_C}{B_N} \approx \frac{I_E}{B_N}$$

$$\Rightarrow R_{B1} = \frac{U_{BB} - U_B}{I_B + 3I_B} \quad (I_B \text{ fließt auch durch } R_{B1})$$

$$R_{B2} = \frac{U_B}{3 \cdot I_B} \quad \text{damit Basis-Potential festgelegt!}$$

3.) R_C legt U_C (bzw. U_{CE}) fest, i.a. wegen großem Aussteuerbereich wird U_C auf

$$U_C/AP \approx \frac{U_{BB}}{2} \quad \text{gelegt}$$

$$\Rightarrow R_C = \frac{U_{BB}}{2 \cdot I_C}$$

Nach Festlegung des Gleichstrom-AP ist die Berechnung der Wechselgrößen mgl.:

ZB: Spannungsverstärkung

ohne C_E : $V_u = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_e} \approx -\frac{\alpha \beta_c \cdot R_c}{\alpha \beta_B \cdot B_N \cdot R_E}$

fließt aus Emitter durch R_E

$$\rightarrow V_u \approx -\frac{R_c}{R_E}$$

$$\alpha \beta_B \cdot B_N = \alpha \beta_E \approx \alpha \beta_c$$

ΔU_a gegenphasig zu ΔU_e

mit C_E : nur für Wechselspannungsverstärker.

C_E schließt R_E wechselspannungsmäßig kurz!

$\rightarrow V_u$ nicht mehr von R_E , sondern vom deutlich niederohmigeren Emitterdiffusionswiderstand r_E bestimmt:

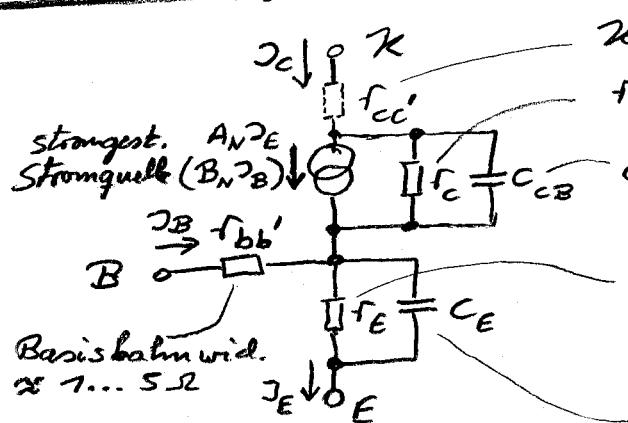
$$r_E \approx \frac{n \cdot U_T}{\beta_E} = f(\beta_E) \text{ differenzialer Widerstand}$$

$$\rightarrow V_u \approx -\frac{R_c}{r_E} = -\frac{R_c \beta_E}{n \cdot U_T}$$

Korr.faktor $n=2$ für Si ||

(Vgl. Kleinsignal-ESB)

Kleinsignal-ESB



Epitaxie \downarrow Planar
Kollektor-Bahnwiderstand $\approx 5 \dots 80 \Omega$
 $r_C = \text{konst.} \cdot \sqrt{\frac{U_{CB}}{2e}} \approx 7 \text{ M}\Omega \quad \left| \begin{array}{l} \text{SV} \\ 7 \text{ mA} \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \text{Innenwiderst.} \\ \text{der K-Struktur.} \end{array}$

$C_{CB} = \frac{C_0}{\sqrt{U_D + U_{CB}}} \approx 5 \text{ pF} \quad \left| \begin{array}{l} \text{Kollektor-} \\ \text{Sperrschichtkapaz.} \end{array} \right.$

$r_E \approx \frac{n \cdot U_T}{\beta_E}$ Emitterdiffusionswid.
 $n=1$ für Ge } Konkretur-
 $n=2$ für Si } faktor

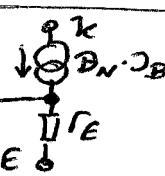
$C_E \approx 5 \text{ pF} / \text{mA}$ Emitterdiffusionskapazität

ZB. Eingangswiderstand r_E

$$r_E \approx B_N r_E + r_{BB'}$$

ZB. Vereinfachung ESB:

je nach Schaltungstechn.
Anwendungsfall möglich ...



Bem: Vierpolparameter

Werden in Datenblättern als $f(AP)$ angegeben.

Transistor als Vierpol definiert \rightarrow standardisierte Messbedingungen!

(Für schaltungstechn. Berechnungen erfolgt Umrechnung in die Physikalischen Ersatzschaltbild - Größen!)

ZB: h - (Hybrid-) Parameter in Emitter-Schaltung (Index e)

$$h_{11e} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{const.}}$$

$$\approx B_N \frac{U_T}{\Delta I_B}$$

Knotenschlußeingangswiderstand

$$h_{12e} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B=\text{const.}}$$

Leerlauf-Spannungs-rückwirkung ($\rightarrow 0$)

$$h_{21e} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE}=\text{const.}}$$

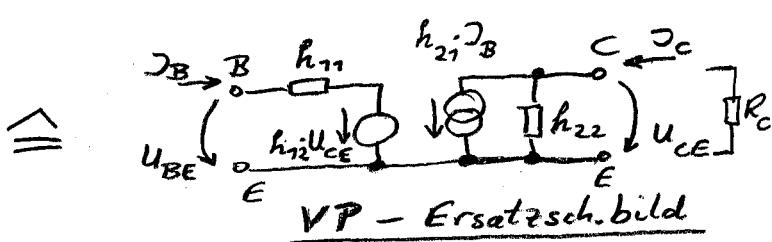
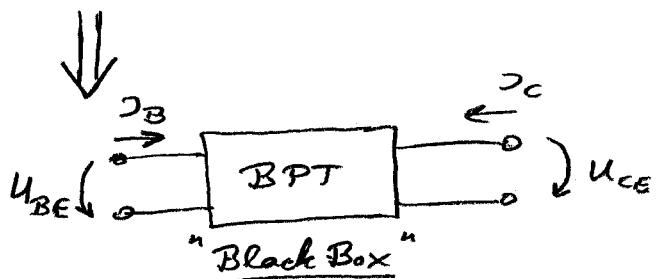
$$\approx B_N$$

$= \beta$ Knotenschluß-Stromverstärkungsfaktor

$$h_{22e} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B=\text{const.}}$$

Leerlauf-Ausgangsleitwert

($\hat{=}$ jeweils Anstieg der Tangente (im AP) in den 4 einzelnen Klemmlinien-Feldern!)



ZB: Spannungsverstärkung: $V_u = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta U_{BE}} \approx - \frac{h_{21e}}{h_{11e}} \cdot R_C$ Korr. faktor Si

$V_u \approx - \frac{h_{21e} R_C}{2 U_T B_N}$
$(V_u \approx - \frac{U_{RC}}{2 U_T})$

$$h_{11e} \approx \frac{2 \cdot U_T}{\Delta I_B} \approx \frac{2 \cdot U_T B_N}{\Delta I_C}$$

Bem: hier bei HF-Anwendungen komplexe Parameter u. kompl. Wid.; u_i ; i_c ! zu nutzen!

Temperaturabhängigkeit

a.) Eingangskenntlinie $\hat{=}$ Diode ($B-E$ -Übergang)

$$J_B = J_{B0} \cdot e^{C(T-T_0)} \cdot \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right)$$

$$U = U_{BE}$$

$$C \approx 9,07 \frac{A}{K} \text{ (Si)}$$

\rightarrow exp. Anstieg J_B mit $T \uparrow$

\rightarrow $-u-$ J_C $-u-$

für $J_B \stackrel{!}{=} \text{const.}$ wird mit $U = U_T \ln \frac{J_B}{J_{B0}}$ (bei $T \approx 300\text{K}$)

$$\text{u. diff. } \frac{dU}{dT} \Big|_{J_B} = - \left(C U_T - \frac{U}{T} \right) \approx C \cdot U_T \approx -2,5 \text{ mV/K}$$

\rightarrow

$$\boxed{\text{für } J_B = \text{const.} : \Delta U_{BE} = -2,5 \text{ mV/K}}$$

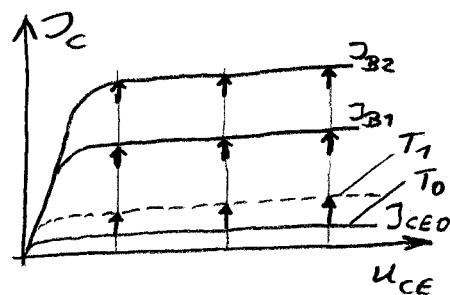
d.h.: entweder Temp.-abhängig erzeugte Basisvorspannung U_{BE}
oder: generell J_B (Strom-)Einspeisung!

b.)

Ausgangskenntlinie ($J_B = \text{const.}$)

$$J_C = B_N \cdot J_B + J_{CEO}$$

$\uparrow f(T)$ $\uparrow f(T)$
einige 10nA ... μA



K-E-Reststrom erhöht (additiv) J_C

$$\text{speziell: } J_{B0}(T) = J_{B0}(T_0) e^{C_B(T-T_0)}$$

$$J_{CEO}(T) = J_{CEO}(T_0) e^{C_E(T-T_0)}$$

$$\text{mit } C_B = 5 \dots 8 \% / K$$

$$\text{mit } C_E = 8 \dots 12 \% / K$$

$\boxed{\text{Reststromverdopplung } \approx \text{aller } 20^\circ\text{C}}$

\uparrow
 $A_N, B_N(T)$
bereits enthalten!

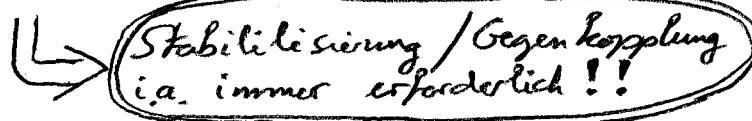
c.)

Änderung von $B_N(T)$

$$\Delta B_N(T) \approx 7 \% / K$$

$=$ " nur im Pb. höchster Stromverstärkung, sonst niedriger

auch: $B_N = f(J_C)$


Stabilisierung / Gegenkopplung
i.a. immer erforderlich !!

Grenzfrequenzen

Träge Ladeträgertransportprozesse und die Umladung der Emitterdiffus.-Kapazität C_E u. der Kollektorschichtkap. C_{CB} begrenzen die Übertragung bei hoher Frequenz.

Grenzfrequenzen: $\underline{\alpha}$ -Grenzf. f_2 in Basis-Schaltung

(aus $A_N = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_E}$ wird d. komplexe $\underline{\alpha}$)

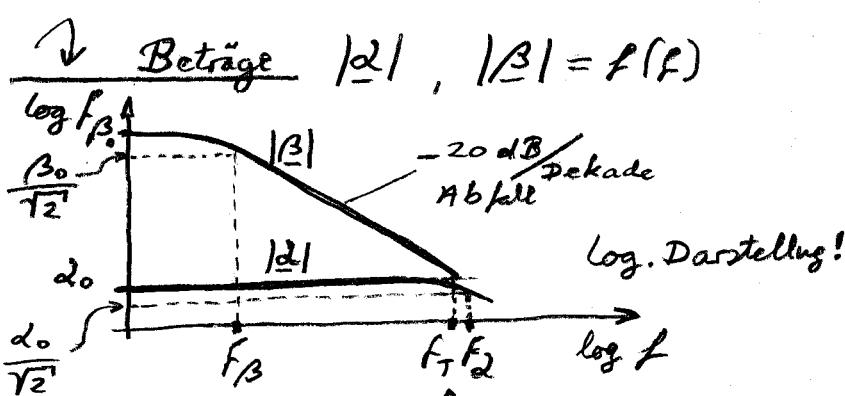
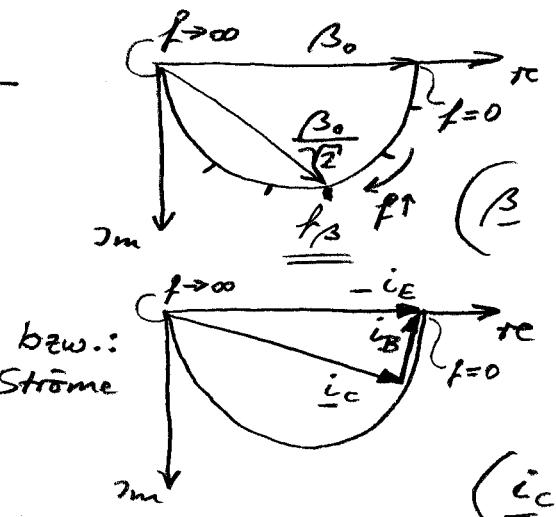
β -Grenzf. f_B in Emitterschaltung

(aus $B_N = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_B}$ wird d. komplexe $\underline{\beta}$)

f_2, f_B ist der Wert, bei dem $|\underline{\alpha}|, |\underline{\beta}|$ auf den $\frac{1}{\sqrt{2}}$ -fachen Betrag des Gleichstromwertes abgesunken sind

$$\text{1. Näherung: } \underline{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + 3 \frac{f}{f_B}}$$

für Trippelpfahlgleich
1. Ordnung



Transitfrequenz f_T : Stromverstärkung β der E-Schaltung ist auf Wert $|\beta(f_T)| = 7$ abgesunken.

Es gilt

$$f_B = (1 - \alpha_0) f_2 \approx \frac{f_2}{\beta_0}$$

$$f_T \approx f_2$$

und

dh: f_B um Faktor $\beta_0 \hat{=} B_N$ tiefer als f_2 !

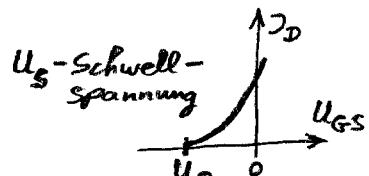
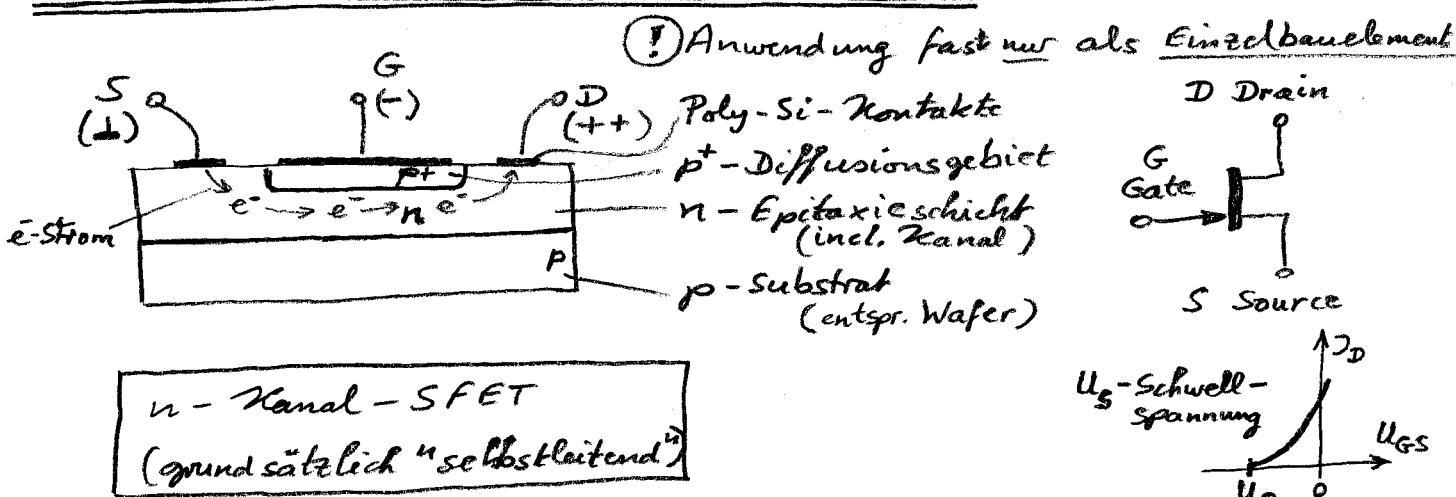
ZB: HF-Transistor mit $f_T = 800 \text{ MHz}$ hat bei $B_N = 700 = \beta_0$ nur noch β -Grenzfrequenz $f_B = 8 \text{ MHz}$ in Emitterschaltung!

Feldeffekttransistoren

Vgl. Steuerprinzipien:

- Bipolartransistor: Diffusionsmechanismus, Steuerung der Ladungsträgerinjektion über Potentialsschwelle
- Feldeffekttransistor: Steuerung eines Stromes $I = A \cdot \alpha \cdot E$ ($\vec{S} = \alpha \cdot \vec{E}$)
auch mgl. über
 - Flächenveränderung eines leitenden Bereichs ($\hat{=}$ Fktn. des SFET)
 - Leitfähigkeitsveränderung durch Lad.tr. anreicherung bzw. -verarmung (Influenz) ($\hat{=}$ Fktn. des MOSFET)

S-FET (Sperrschiert-FET)



e^- -Strom vom S nach D kann gesteuert werden:

$$\hookrightarrow \text{Drainstrom } I_D = \frac{U_{DS}}{R_{\text{kanal}}} = \frac{U_{DS}}{\frac{1}{2c} \cdot \frac{L}{W \cdot H}}$$

"Kanal" in n-Epitaxieschicht, zu Leitungswid. vernachl.
Länge, Weite
Höhe des Kanals

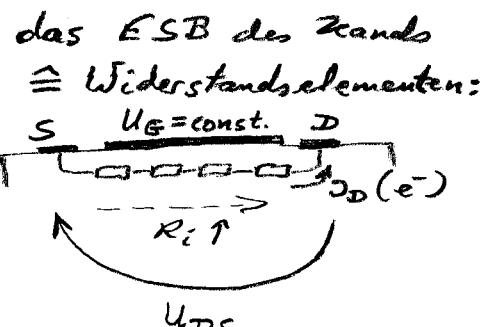
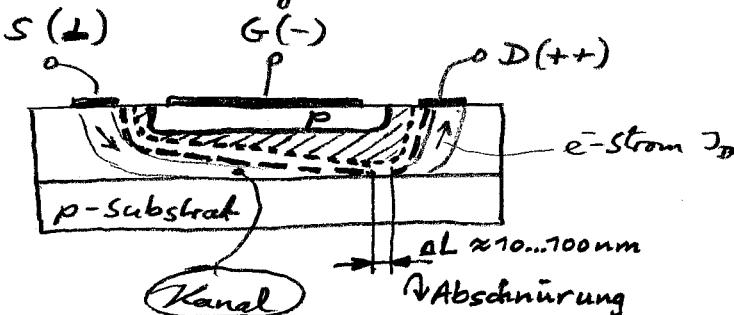
Gatespannung so gepolt, dass pn-Ubergang (Gateanschluss-Kanal) in Sperr-Richtung vorgespannt ist!

Mit $U_{GS} \uparrow$ dehnt sich die Sperrschiert in den Kanal hinein aus (Gate-p-Gebiet ist hoch dotiert!)

(42)

dann steigt der Kanalwiderstand R_{SD} und $I_D \downarrow$.

Ausbildung eines keilförmigen Kanals infolge der Potentialverteilung zwischen G und D, d.h. längs des Kanals:



Erhöhung von U_{DS} und $-U_{GS}$ führt zur Querschnittsverringerung des Kanals ($\hat{=}$ Ausdehnung der Sperrschiicht

Dh: solange Sperrschiicht (noch) nicht ans p-Substrat reicht, ist I_D von U_{GS} (\rightarrow Sperrschiichtbreite) und U_{DS} (Ohm'sches Gesetz u. \rightarrow Sperrschiichtbreite) abhängig!

$$\boxed{\text{Nicht abgeschnürter Bereich: } I_D = f(U_{GS}, U_{DS})}$$

Weitere Erhöhung von U_{DS} und $-U_{GS}$ führt dann zur "Abschnürung"

Dh: Sperrschiichtrand reicht bis zum p-Substrat am D-seitigen Ende des Kanals
mgl. I_D -Zunahme mit U_{DS} hört auf $\rightarrow I_D$ nur noch $f(U_{GS})$

$$\boxed{\text{Abgeschnürter Bereich: } I_D = f(U_{GS})}$$

U_{DS} am Abschnüpunkt. = U_p (pinch-off-Spannung)

da $f(U_{GS})$, sinnvoll definiert für $U_{GS} = 0$

$\rightarrow U_p$ (! U_p ist eine "spezielle" U_{DS} !)

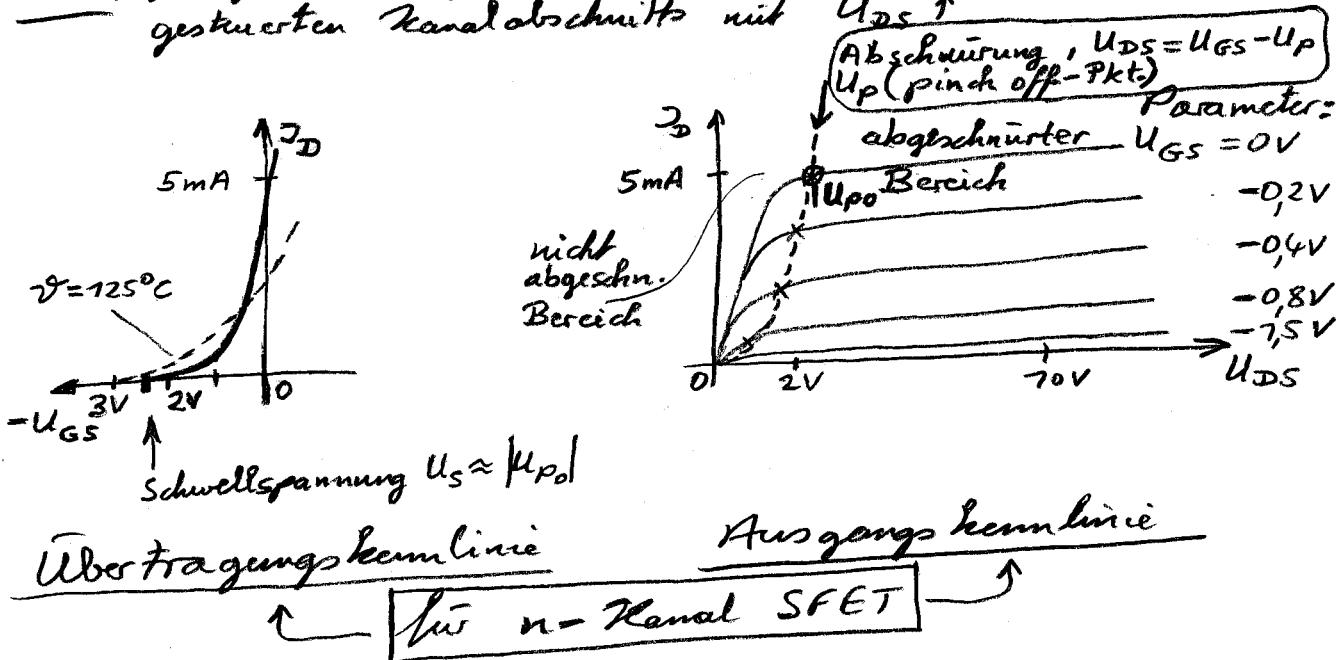
e^- des I_D fließen durch ein kleines Stück der Sperrschiicht (Bereich ΔL) des Gate-Kanal-pn-Übergangs:

hier ex. hohe Feldstärke E , da $U_{DS} \uparrow$ ab U_p praktisch vollständig über dem sehr kurzen ΔL abfällt!
($\hat{=}$ Verhältnisse in B-E-Übergang des BPT)

\rightarrow Praktisch alle aus dem linken von ΔL liegenden (durch U_{GS} gesteuerten) Kanal in ΔL einströmende e^- werden durch das ΔL -Gebiet "hindurchgesaugt" ($\vec{V} = b \cdot \vec{E}, \uparrow$)

→ daraus entsteht im Ausgangskennfeld das charakteristische Stromquellenverhalten für J_D bei Abschaltung
 $\hat{=}$ Schaltungstechnisch typischem Betriebsfall!

Bem: geringer Anstieg $J_D = f(U_{DS})$ infolge Verkürzung des gesteuerten Kanalabschnitts mit $U_{DS} \uparrow$



Kennliniengleichungen

$$J_D = J_{D50} \left[3 \frac{U_{DS}}{U_{p0} + U_D} - 2 \left(\frac{U_{DS} + U_{GS} + U_D}{U_{p0} + U_D} \right)^{\frac{3}{2}} + 2 \left(\frac{U_{GS} + U_D}{U_{p0} + U_D} \right)^{\frac{3}{2}} \right]$$

↑ ↑

Abschwurzg.
bei $U_{GS} = 0$
 $(\approx$ Schwellspannung U_S)

Diffusionsspannung
in gleicher Polarität wie U_{GS} ,
da Sperrpolung

$J_{D50} = - \frac{e N_D b_n H \cdot W}{3L} (U_{p0} + U_D)$

(n-Kanal-
Typ)

von Technologie/Layout
festgelegt!

a.) Nicht abgeschrüter Bereich:

$$|U_{DS}| < |U_{GS} - U_p|$$

Kennlinie wie oben!

b.) Abgeschrüter Bereich:

$$|U_{DS}| \geq |U_{GS} - U_p| \quad \text{d.h. für } U_{DS} = -(U_{GS} - U_p)$$

$$J_D = J_{D50} \left[-3 \frac{U_{GS} - U_p}{U_{p0} + U_D} - 2 \left(\frac{-(U_{GS} - U_p) + U_{GS} + U_D}{U_{p0} + U_D} \right)^{\frac{3}{2}} + 2 \left(\frac{U_{GS} + U_D}{U_{p0} + U_D} \right)^{\frac{3}{2}} \right]$$

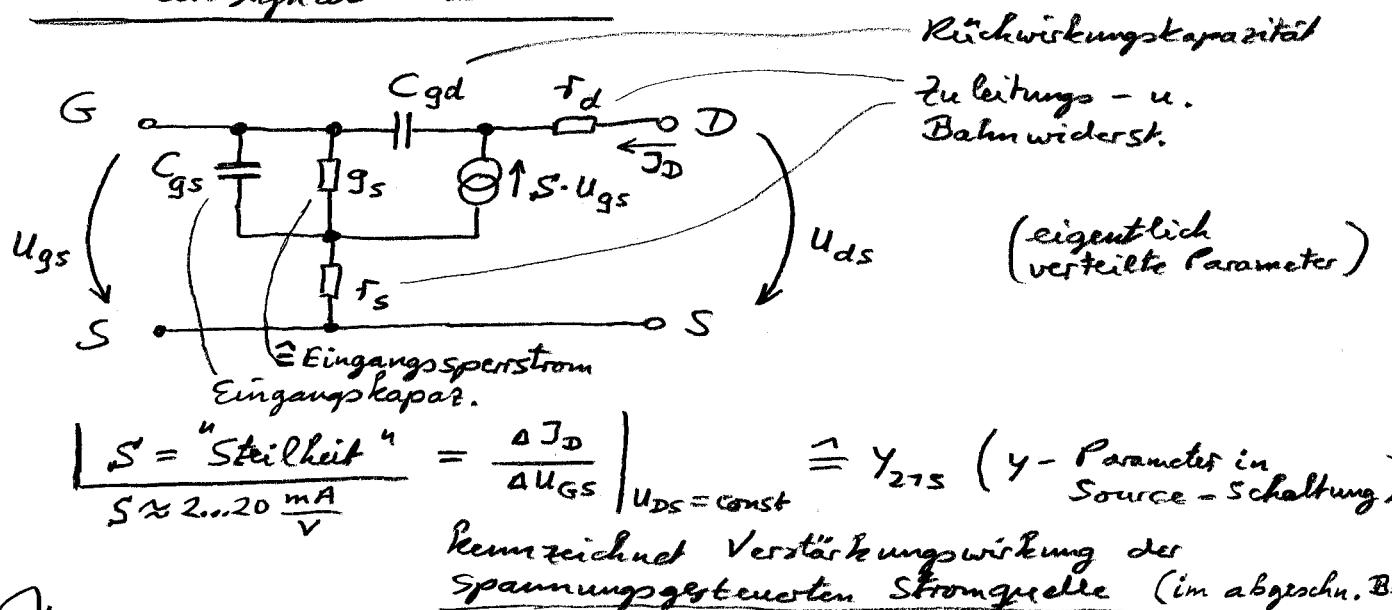
$$\rightarrow J_D = J_{DS0} \left[-3 \left(\frac{U_{GS} - U_p}{U_{P0} + U_D} \right) - 2 + 2 \left(\frac{U_{GS} + U_D}{U_{P0} + U_D} \right)^{\frac{3}{2}} \right]$$

"Probe": für $U_{GS} = U_p$ muß $J_D = 0$ werden!

SFET ist ein spannungsgesteuertes Bauelement

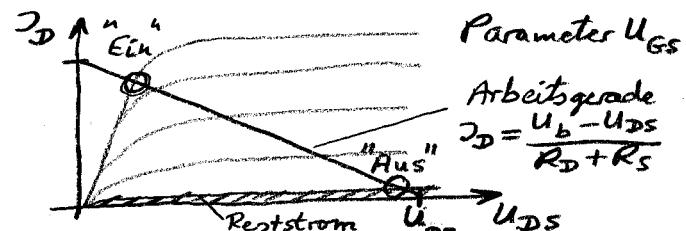
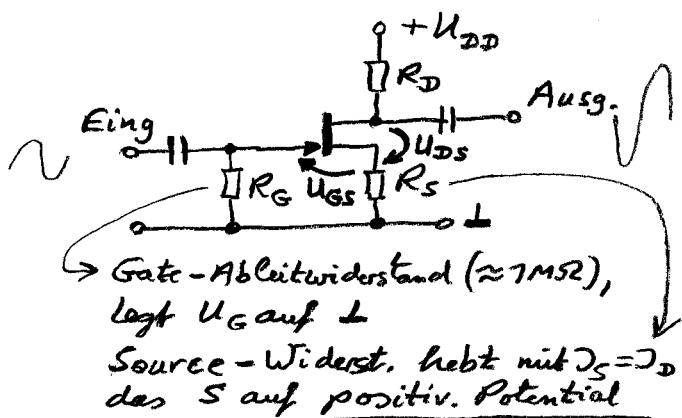
$$J_D = f(U_{GS}^{\frac{3}{2}}) \quad \text{d.h. } U^{\frac{3}{2}}\text{-Kennlinie!}$$

Klein signal - ESB



- Eigenschaften:
- hochohmiger Eingang (bis $10 \text{ M}\Omega$)
 - mit $U^{\frac{3}{2}}$ -förm. spannungsgesteuerte Stromquelle
 - geringes Rauschmaß bei Quellwiderständen $10^6 \dots 10^7 \Omega$

Verstärker - Grundschaltung

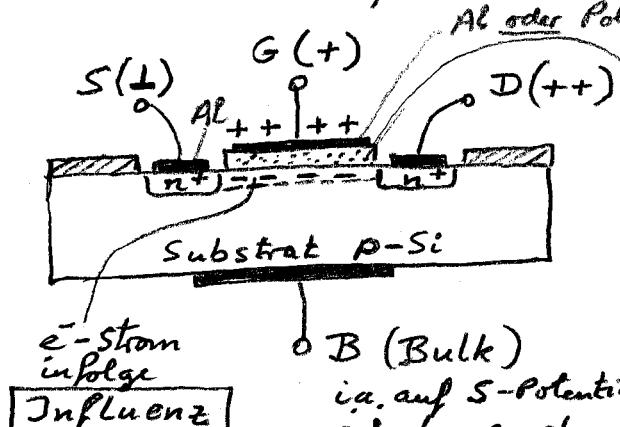


$$V_u = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} = -Y_{21} \frac{R_D}{R_D + Y_{22} R_D} \approx -S \cdot R_D$$

(Spannungsverstärkung)

MOS - FET (FET mit isoliertem Gate)

auch: MISFET, IGFET



Al oder Polikristallines Si (Silicon-Gate-Prozeß) als Kontakt

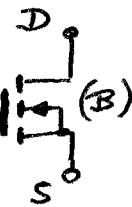
Gate-Oxid

SiO_2 (100...20 nm)

an:

Si_3N_4 (MNOSFET)

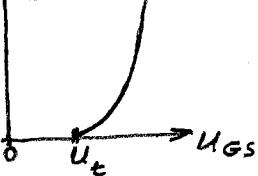
mit höherem ϵ



physikal. Grenze der
6 Atomlagen
 $\approx 6 \cdot 10^{-10} \text{ m}$ (6 \AA)

n-Kanal-MOSFET
hier: selbstsperrend
(Anreicherungstyp)

I_D



U_t - Schwellspannung

Gate vom Kanal durch Oxidschicht (Isolator) getrennt.
Bei $U_{GS} = 0$ nur Diodenreststrom durch n^+pn^+ -Struktur
($I_{Drest} \approx 10 \text{ nA}$), da eine der beiden pn^+ -Übergänge in Sperr-Richtg. gepolt!

Mit positiver Gate-Spannung entsteht durch Influenz ein zu S und D äquipotentialer Kanal (n-leitender K.):

d.h. Anreicherung von Minoritätsladeträgern u. Inversion des Leitungstyps - im Höhe $< 10 \text{ nm}$! der Influenz-Zone damit e^- -Anreicherung } durch Gate-Feld
Löcher-Verdrängung } (beim n-Kanaltyp)

→ Steuerung des Kanalwiderstands durch Leitfähigkeitsteuerung

Bem: auch MOSFET mit einem diffundierten (teuer!) bereits bei $U_{GS} = 0$ leitendem Kanal \Rightarrow selbstleitendem - (Verarmungs) - Typ 

- Bei $U_{GS} = 0$ selbstleitende / selbstsperrende MOSFET mgl.
- n-Kanal - gegenüber p-Kanaltypen wegen höherer e^- -Bewegl.
→ höhere Grenzfrequenzen, allg. bevorzugt; auch $U_t \downarrow$

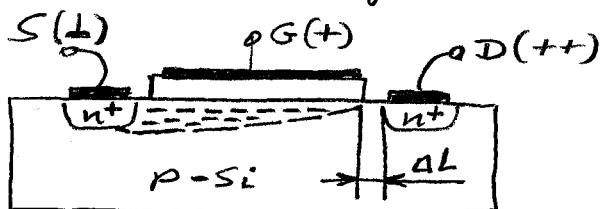
Technologieprobleme: Gitterbaufehler u. Oxidstörungen erzeugen ortsfeste Störbedingungen → Kennlinienverschiebungen längs U_{GS} zu tolerieren ...

"Kanaleinschnürung":

Der leitfähige Kanal \equiv Widerstandselementen:

$$\frac{S_q}{\text{Canal}} = \frac{\rho G}{R_{ki} \uparrow} \rho D^{(++)}$$

deren Potentialverteilung bei positiver U_{DS} führt zu einer in Richtung Drain immer geringer werdenden Potentialdifferenz in Bezug auf die darüberliegende Gate-Elektrode



Kanaleinschnürung im ΔL:

mit $U_{DS} \uparrow$ wird "zuerst" am D-seitigen Ende die erforderliche Potentialdifferenz zur Influenzierung unterschritten ($U_{\text{Gate-Kanal}} < U_t^*$)

Pinch-off-Spannung U_p ist jene U_{DS} , bei der die Einschnürung beginnt
es gilt hierbei: $U_{DS} \geq U_p = U_{GS} - U_t^*$

$$(d.h. U_{DG} \geq -U_t^*)$$

↑
Schwellspannung
für $U_{SB} = 0$

Damit Übergang zur n^+pn^+ -Struktur,
eine weitere U_{DS} -Vergrößerung wird fast ausschließlich von ΔL aufgenommen
 ↗ hohe E in $\Delta L \approx 10\text{ nm} \dots$
 ↗ e^- "fliegen" durch ΔL hindurch

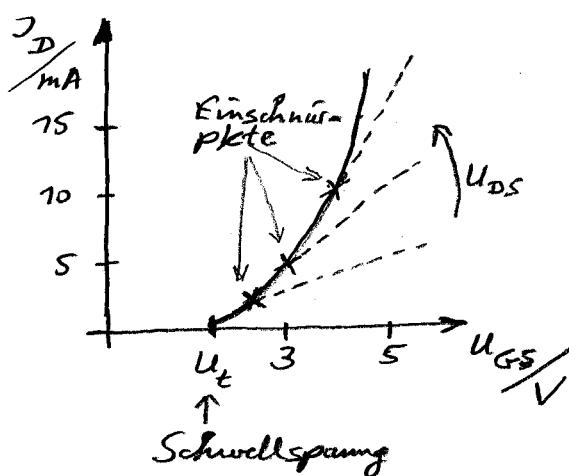
Da praktisch alle aus dem "leitenden" Kanal (gesteuert von U_{GS}) in ΔL einfließenden e^- abgesaugt werden,
ist I_D ab Kanaleinschnürung nicht mehr von U_{DS} abhängig.
d.h. nur noch von der Leitfähigkeit des nichteingeschr. Kanals!
(\equiv Stromquellenverhalten!)

$$\text{Nicht eingeschränkter Bereich: } I_D = f(U_{GS}, U_{DS})$$

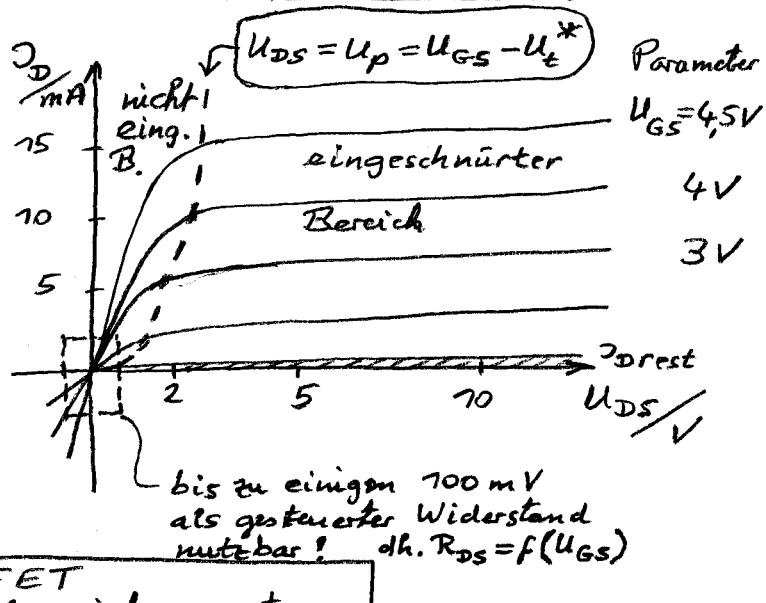
$$\text{Eingeschränkter Bereich: } I_D = f(\text{nur } U_{GS}) !$$

Bem: geringer Anstieg I_D mit $U_{DS} \uparrow$ wegen Kanalverkürzung des "leitenden" Kanals.

Übertragungskennlinie



Ausgangskennlinie



MOSFET
n-Kanal Anreicherungstyp

Kennliniengleichungen

a.) Nicht abgeschränkter Bereich : $U_{DS} \leq U_{GS} - U_t^*$

$$I_D = \frac{\epsilon_I \cdot \epsilon_0}{d_I} b_n \frac{W}{L} \left[(U_{GS} - U_t^*) U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]$$

Transistorkonstante k
Isolator

Schwellspannung
 U_t^* für $U_{SB} = 0$

b.) Abgeschränkter Bereich : $U_{DS} \geq U_{GS} - U_t^*$

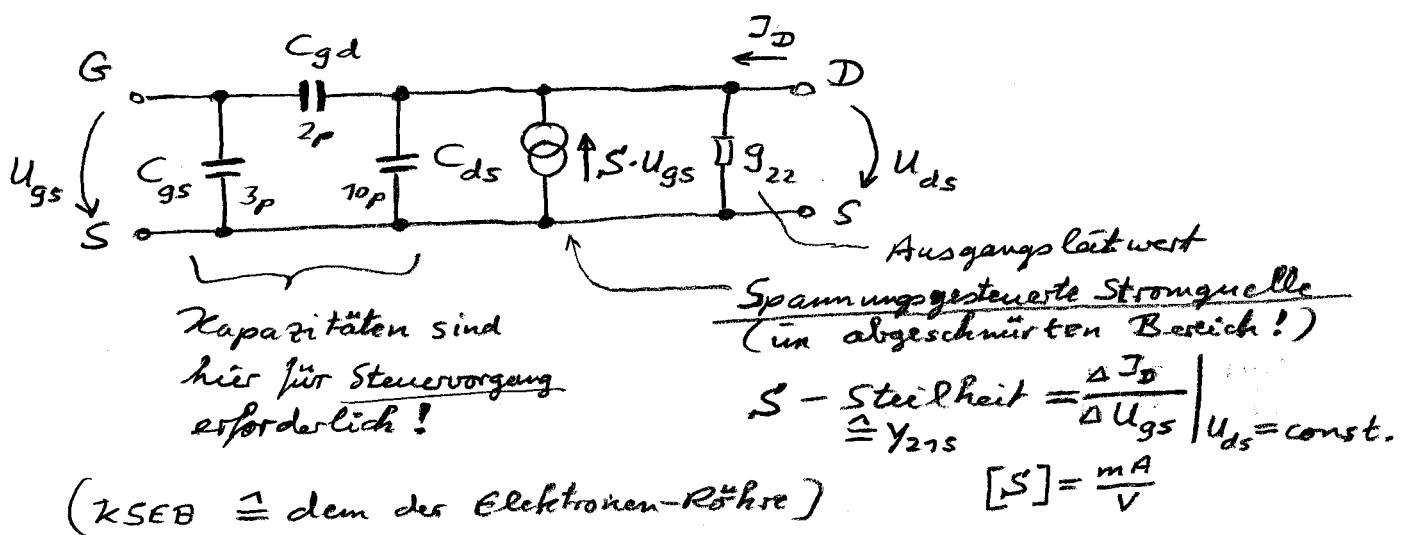
d.h. für $U_{DS} = U_{GS} - U_t^*$ einsetzen (Spannung zwischen Gate u. Kanal am Drainseitigen Ende $\equiv U_t$ (Schwellsp.))

$$I_D = k \cdot \left[\frac{(U_{GS} - U_t^*)^2}{2} \right] = k \cdot \underline{\underline{\frac{(U_{GS} - U_t^*)^2}{2}}}$$

MOSFET ist ein spannungsgesteuertes Bauelement

$$I_D = f(U_{GS}^2) \quad \text{d.h. quadratische Kennlinie!}$$

Kleinsignal - ESB



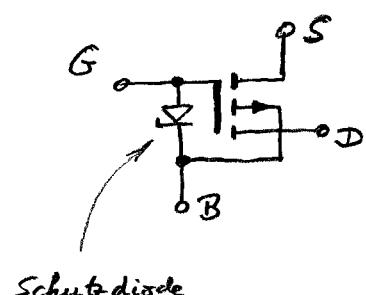
- Eigenschaften:
- extrem hochohmiger Eingang (Gate-Oxid) bis $10^{13} \Omega$
 - quadratische Übertragungskennlinie
(\rightarrow geringe nichtlineare Verzerrungen, sehr gut für Nachrichtentechnik geeignet)
 - ex. 4 versch. Typen \rightarrow s. Systematik S.50
(\rightarrow pos./neg. Betriebsspannung | Logik nutzbar)

! Gate-Schutzdioden (Z-Dioden) mitunter integriert:

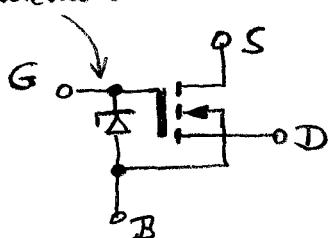
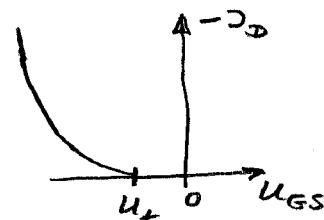
nur bei Anreicherungstypen mgl. (sonst $U_{GS} \approx 0V$) als Arbeitspkt.

zum Schutz gegen elektrostatische Aufladung und Zerstörung durch Hochspan.-Durchschlag! im Gate-Oxid Dicke

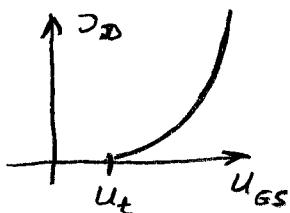
z.B.: $E_{Br} \approx 5 \cdot 10^6 \frac{V}{cm}$ \rightarrow bei $d_I = 80 \text{ nm}$ folgt $U_{GS\max} < 40 \text{ V} (!)$



pMOS - Anreicherungstyp
nur negative U_{GS}

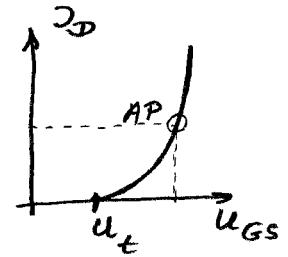
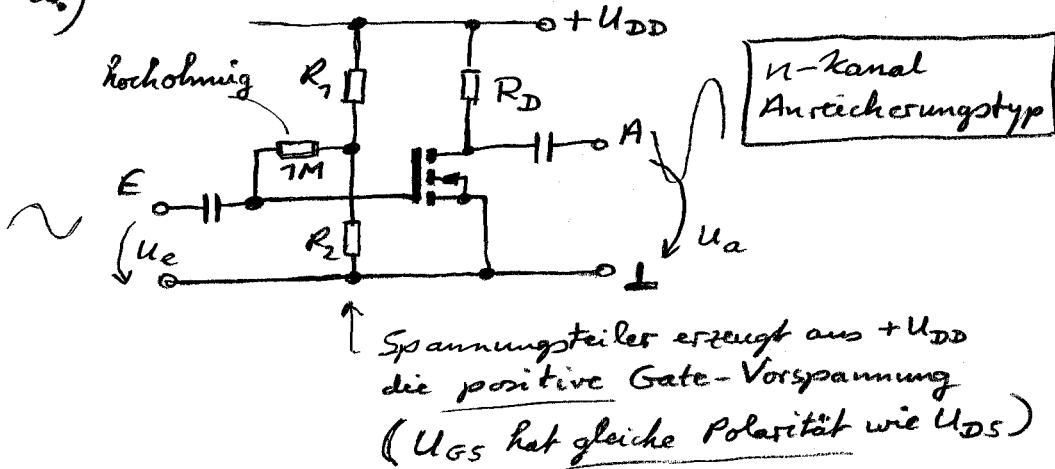


nMOS - Anreicherungstyp
nur positive U_{GS}

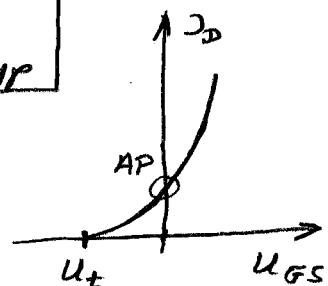
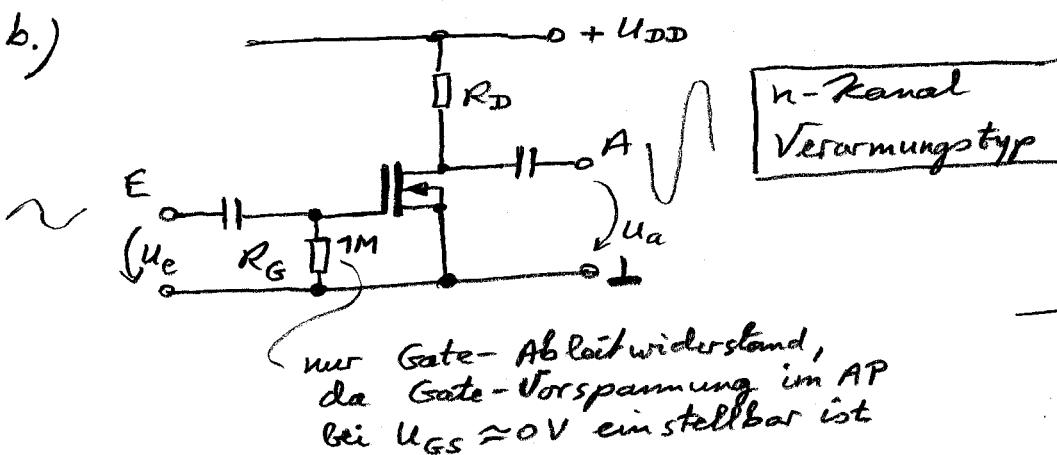


Verstärker - Grundschaltungen MOSFET

a.)

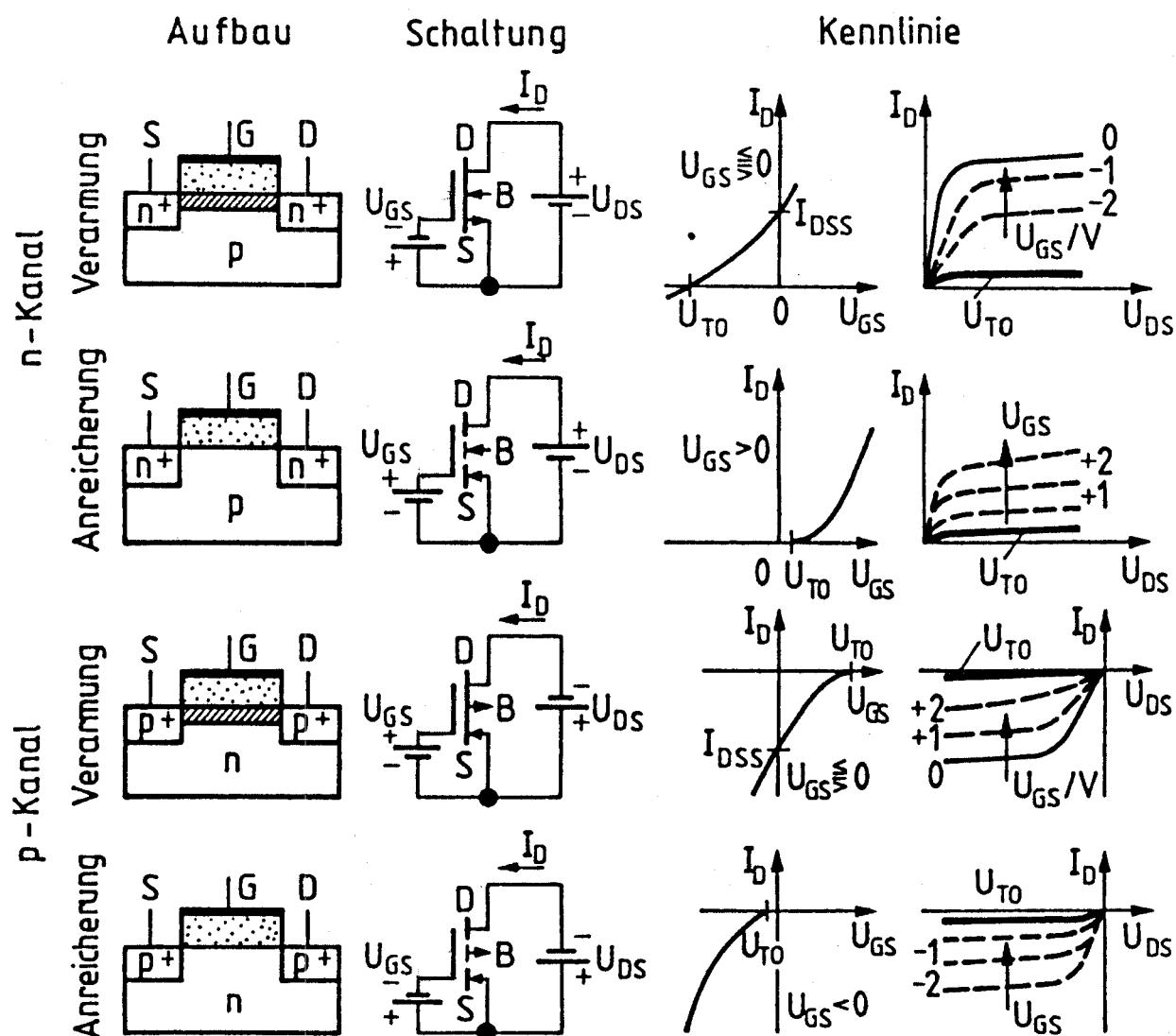


b.)



Spannungsverstärkung (ist unabhängig vom Typ) für Source-Schaltung:

$$V_u = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} = -\gamma_{21} \frac{R_D}{1 + g_{22} \cdot R_D} \approx -\gamma_{21} \cdot R_D \approx -S \cdot R_D$$

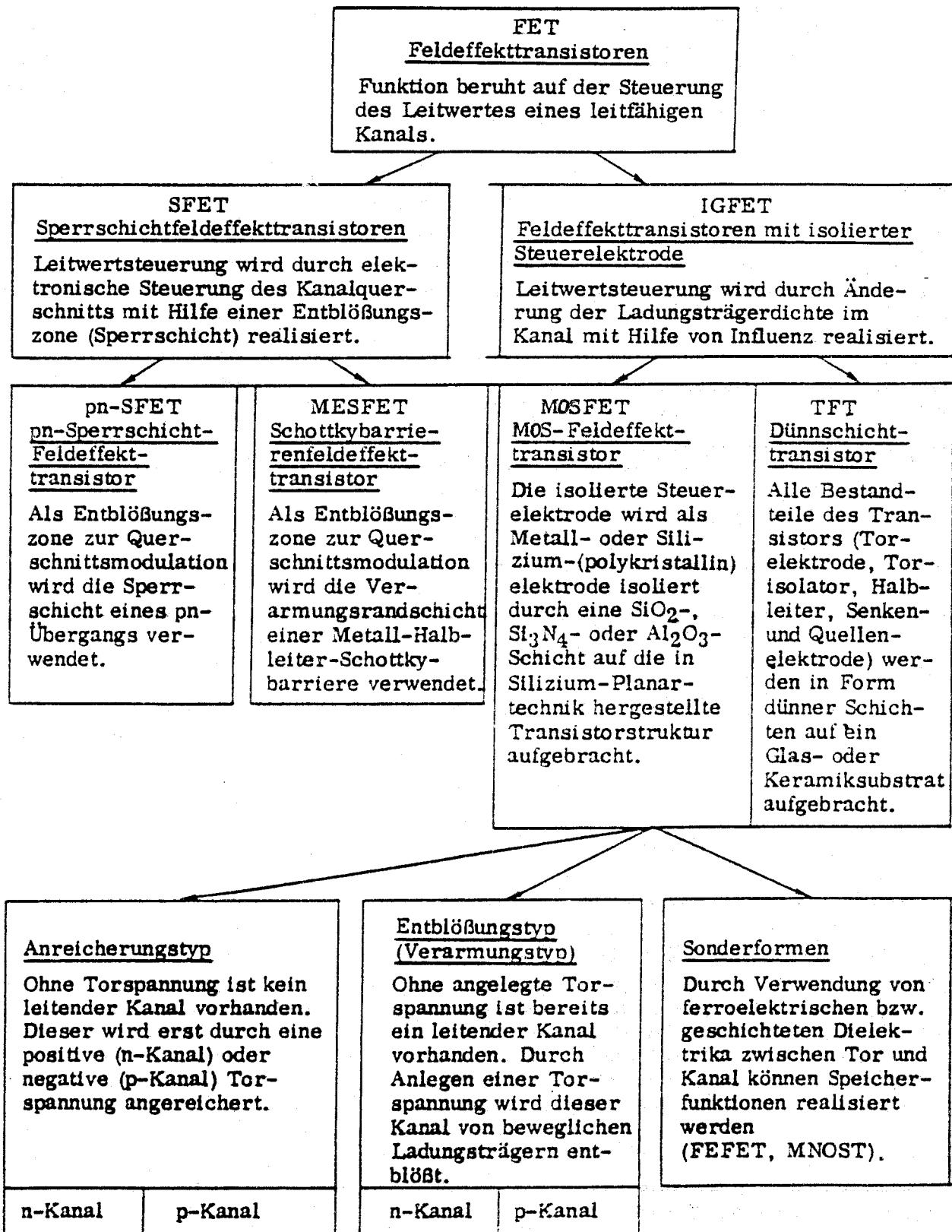


Systematik der MOS-Feldeffekttransistoren

Feldeffekttransistor

Überblick über feldeffektgesteuerte Bauelemente. Funktionsprinzip

Bei Feldeffekttransistoren wird der Stromfluß einer Trägersorte, der Majoritätsträger, gesteuert. Sie gehören deshalb zu den Unipolartransistoren.



Operationsverstärker und dessen Grundschaltungen

Operationsverstärker (OPV):

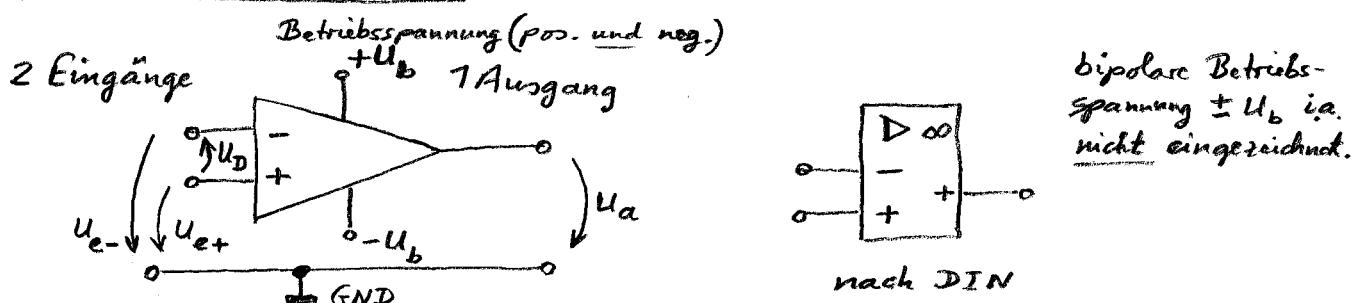
sind gleichspannungsgekoppelte Verstärker mit sehr hoher Verstärkung, hohem Eingangswiderstand und geringem Ausgangswiderstand.

Bis in die 80-er Jahre Anwendung in Analogrechnern zur Auf. mathemat. Operationen (Addition, Subtr., Integration, Komposition), daher entstand Bezeichnung.

Heute als DC (1 bis 4 OPV pro Chip) ein elementares Bauelement in der Schaltungstechnik für:

- Verstärkerzwecke (Miksverstärker, aktive Filterschaltungen)
- Digitaltechnik (Kippschaltungen, Schwellwertschalter, als Eingangsst. in ADC und Ausg.st. in DAC)

Eigenschaften von OPV



- Eingang: "Invertierender Eingang" (U_a um 180° phasenumgekehrt gegenüber U_{e-} ; bei $U_{e+} = \text{const.}$)
- + Eingang: "Nichtinvertierender Eingang" (U_a in Phase mit U_{e+} bei $U_{e-} = \text{const.}$)

Eingangsstufe ist ein Differenzverstärker, der die Spannungsdifferenz $U_D = U_{e+} - U_{e-}$ auf den Ausgang U_a verstärkt / vorverstärkt.

Differenzverstärkung des OPV

$$V_o = \frac{\partial U_a}{\partial U_D} = \begin{cases} + \frac{\partial U_a}{\partial U_{e+}} & \text{für } U_{e-} = \text{const.} \\ - \frac{\partial U_a}{\partial U_{e-}} & \text{für } U_{e+} = \text{const.} \end{cases}$$

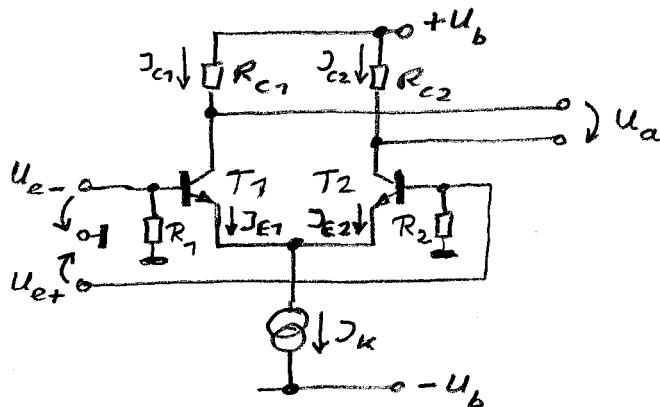
auch: "offene Verstärkung" (open loop gain), d.h. Verstärkung ohne Gegenkopplung

$V_o = 10^4 \dots 10^6$ ($\approx 80 \dots 720 \text{ dB}$) ist für Verstärkungsanwendungen praktisch nicht nutzbar, da parasitäre Leckkopplung sofort zum Schwingen bzw. "Festfalten" (latch up) des Ausgangs auf $\pm U_b$ führen würde!

→ Verstärkeranwendungen nur in Gegenkopplungsschaltung betreibbar

Funktion des Differenzverstärkers

als Eingangsverstärkerstufe und für nachfolgende Stufen, verstärkt die Differenz der Spannungen an 2 Eingängen: $U_D = U_{e+} - U_{e-}$



Symmetrischer Aufbau!

T₁ und T₂ sind Doppeltransistoren, auf einem Chip benachbart
(\rightarrow gleiche Temperatur)

statt \ominus auch gemeinsamer "hochohmiger" Emittierwiderstand mgl.

2 Transistoren mit "genau gleichen" Kennlinien werden in Emitterschaltung über eine gemeinsame Stromquelle J_K betrieben:

es gilt: $J_{E1} + J_{E2} = J_K = \text{const.}$

bzw. $J_{C1} + J_{C2} = J_K$

bei Vernachlässigung von J_B

und
$$\begin{aligned} U_{C1} &= U_b - J_{C1} \cdot R_{C1} \\ U_{C2} &= U_b - J_{C2} \cdot R_{C2} \end{aligned} \left. \right\} \text{für die Kollektorspannungen}$$

$$(U_a = U_{C1} - U_{C2})$$

Mit Anlegen der Eingangsspannungen findet zwischen J_{C1} und J_{C2} eine Stromverteilungssteuerung (bzw. J_K) statt.

d.h. wird J_{C1} größer (infolge U_{e-} positiver), so muß J_{C2} um den gleichen Betrag kleiner werden!

Fall der Differenzaussteuerung

für $U_{e-} \neq U_{e+}$ wird die Eingangsdifferenzspannung $U_D = U_{e+} - U_{e-} \neq 0$
wegen unterschiedlicher Kollektorströme wird $U_a \neq 0$

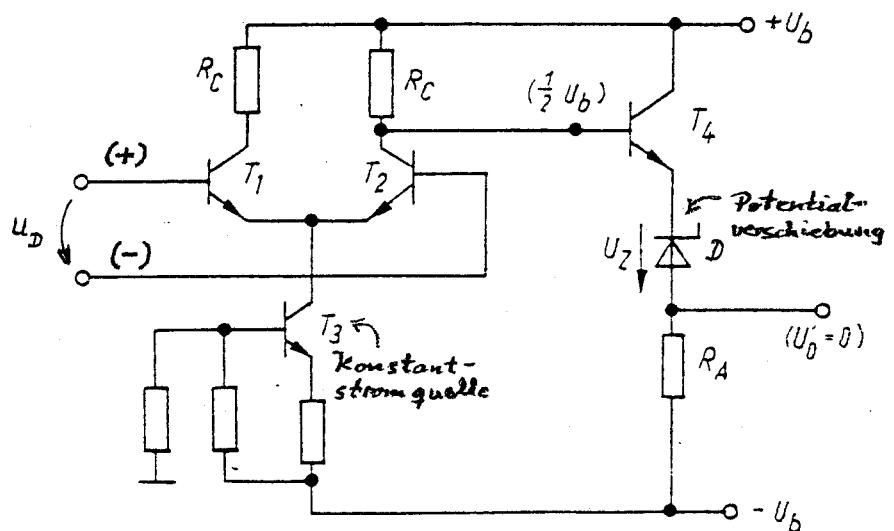
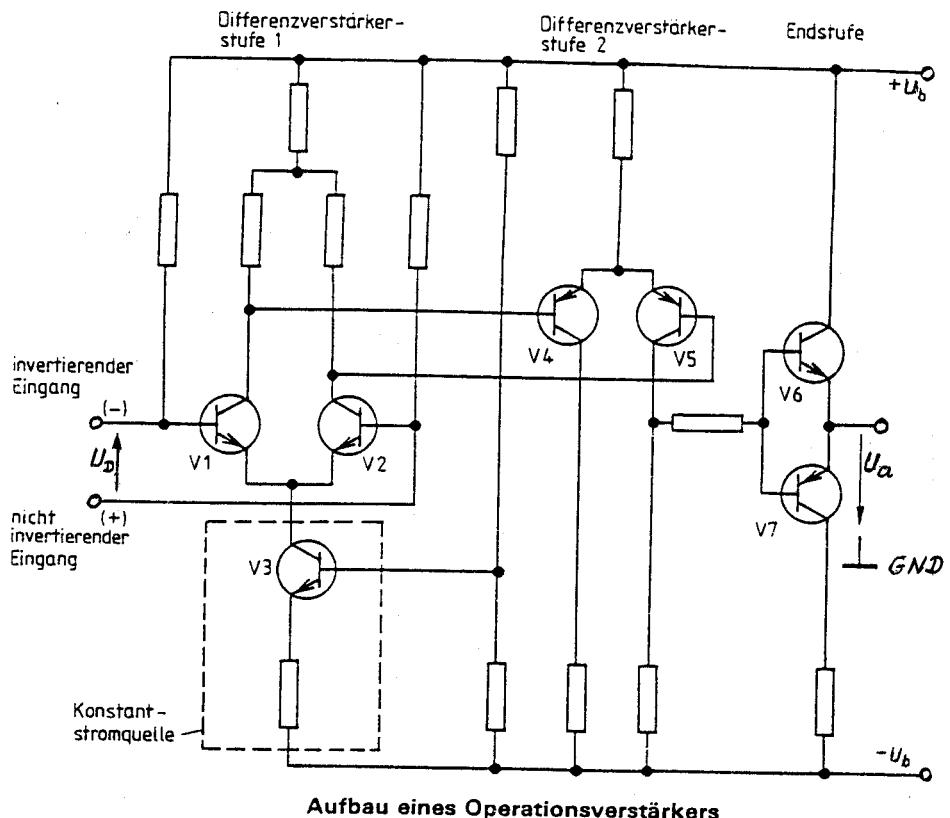
es entsteht die Differenzverstärkung $V_D = \frac{\partial U_a}{\partial U_D} \approx \frac{B_N}{f_{BE}} \cdot R_C$

Fall der Gleichtaktaussteuerung

für $U_{e-} = U_{e+}$, d.h. z.B. beide Eingänge kurzgeschlossen werden T₁ u. T₂ gleich ausgesteuert $\rightarrow J_{C1} = J_{C2}$ und es wird $U_a = 0$

dann ist für beliebige Eingangsspannungsweite die Ausgangsspang. = 0!

d.h. die Gleichtaktverstärkung $V_{GL} \rightarrow 0$



Operationsverstärker : einfachste Innenschaltung

Bem: dies gilt natürlich nur innerhalb des zulässigen Eingangsspannungs-Aussteuerebereichs zwischen $\pm U_b$ und für ideale Symmetrie des Schaltungsaufbaus und der Gleichheit der Transistorleitlinien!

Für reale OPV wird für $V_{GL} \ll 1$ im Verhältnis zu V_D die Kleingröße Gleichaktunterdrückung definiert.

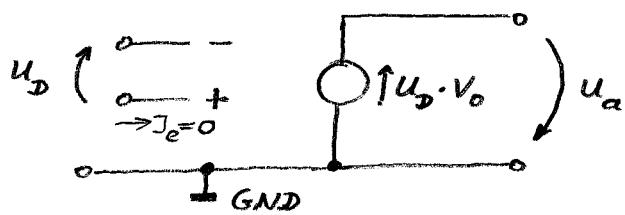
Die Schaltungstechnik des Differenzverstärkers erlaubt den Aufbau mehrstufiger Gleichspannungsverstärker, da Gleichaktssignale (z.B. Drift) weitgehend unterdrückt werden.

Der "ideale Operationsverstärker"

es werden ideale (vereinfachende) Eigenschaften vorausgesetzt:

- große Differenzverstärkung $V_o \rightarrow \infty$
- großer Eingangs widerstand $R_e \rightarrow \infty$
- kleiner Ausgangswiderstand $R_a \rightarrow 0$
- Gleichaktverstärkung $V_{GL} \rightarrow 0$
- sehr große Verst.-Bandbreite $f_{gro} \rightarrow \infty$

(jeweils idealisierbar gegenüber den Werten bzw. Eigenschaften der äußeren Beschaltung)



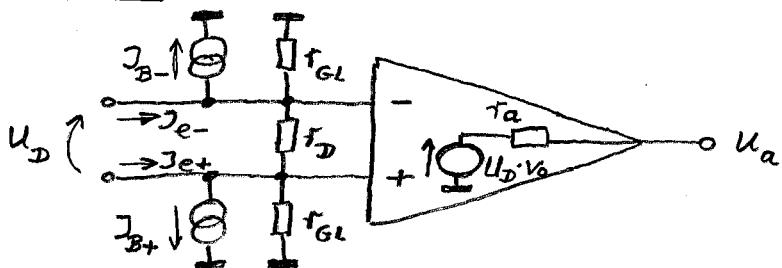
Ersatzschaltbild:

mit U_D -spannungsgesteuerte ideale Spannungsquelle, offene Eingangsklemmen ("massefrei")

Nutzbar für viele Standardanwendungen zur Berechnung der äußeren Beschaltung (Ver nachlässigung innerer OPV-Kleingrößen)

Der reale Operationsverstärker

je nach schaltungstechnischen Erfordernissen müssen verschiedene Kleingrößen des technisch realen OPV berücksichtigt werden:



r - sind differentielle Widerstände, d.h. arbeitspunktabhängig

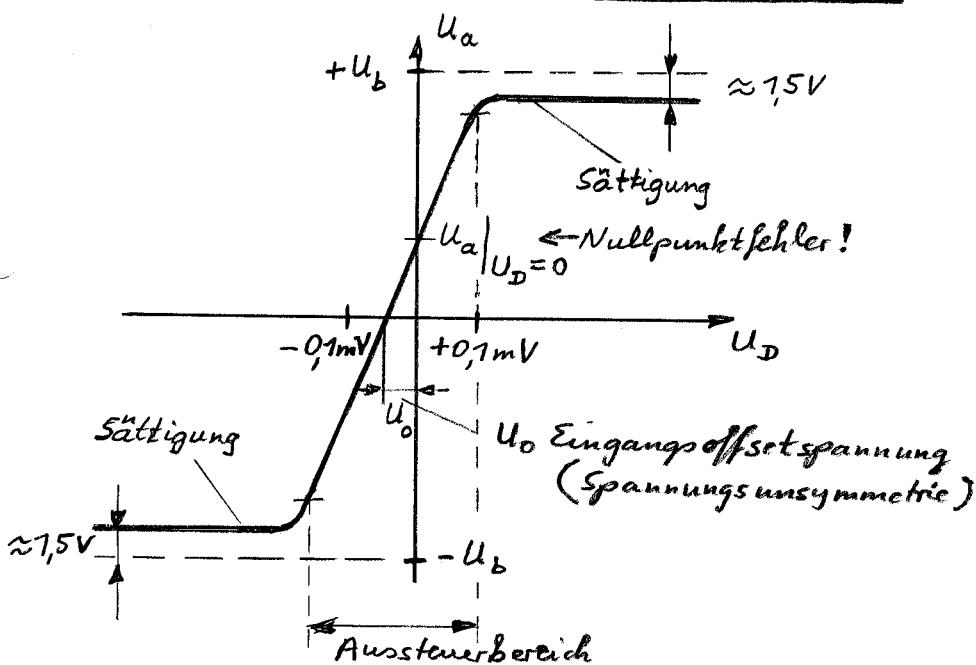
I_{B-} - an den Eingängen überlagerte Konstantströme

- Differenz-Eingangs widerstand $r_D = \frac{\Delta U_D}{\Delta I_e}$ $50k\Omega \dots 10M\Omega$
(bis $10^2\Omega$ FET-Eingang)
- Gleichakt-Eingangs widerstand $r_{G1} = \frac{\Delta U_{ec}}{\Delta I_{ec}}$ $r_{G1} \geq 100 \cdot r_D$
(c=common, Eingänge kurzgeschlossen)
- Differenzverstärkung (offen) $V_o = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_D}$ $10^4 \dots 10^6$ (80...120dB)
- Ausgangs widerstand $r_a = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}$ $75 \dots 200 \Omega$

Die Ströme durch die Eingangs widerstände betragen nur wenige nA.
Wesentlich größer sind die an den Eingängen überlagerten Konstantströme I_{B-} und I_{B+} : \rightarrow Def. der Kenngrößen:

- Eingangsruhestrom $I_B = \frac{I_{B+} + I_{B-}}{2}$ $0,01 \dots 2 \mu A$
(input bias current) Mittelwert beider Eing.-Ströme (wenige pA FET-Eingang)
- Eingangsoffsetstrom $I_o = |I_{B+} - I_{B-}|$ $0,004 \dots 0,5 \mu A$
(input offset current) Ruhestrom unsymmetrie

Übertragungskennlinie des OPV



Betriebsspannung
 $\pm U_b = 3 \dots 18 V$
i.a. symmetrisch gegen GND

- Bereits bei Bruchteilen eines mV als Eingangsspannung U_D ist der OPV übersteuert und geht in die Sättigung.
- Die Übertragungskennl. ist um die Offsetspannung U_o aus dem Nullpunkt verschoben (exemplarabhängig, technolog. bedingte Eing.unsymmetrisch)
- hierzu ist für präzise Messverstärker eine Offsetkompenstation erforderlich!
- Sog. "rail to rail"-OPV erlauben U_a nahe der Betriebsspannung $\pm U_b$.

- Eingangsoffsetspannung

$$U_0 = \text{Differenz-}\newline \text{Eingangsspannug.}\newline \text{für } U_a = 0$$

0,1 ... 5 mV,
10 μ V für Präzisions OPV

- Offsetspannungsdrift

$$\frac{\partial U_0}{\partial T} \text{ (Temperaturdrift)} \quad 0,1 \dots 25 \mu\text{V}/\text{K}$$

→ Min. bei U_0 -Abgleich!

Für präzise Messverstärker sind weitere Kompensationsmaßnahmen zur Sicherung der thermischen Stabilität, auch wegen der Temperaturabhängigkeit der Eingangsströme, erforderlich!

Für Betriebsfälle mit sehr großem Gleichakt eingangssignal (zwischen $\pm U_b$) ist folg. Kenngröße wichtig:

- Gleichaktuntersdrückung
bzw. CMRR (engl.
common mode rejection ratio)

$$G = \frac{V_o}{V_{GL}}$$

$$\text{CMRR} = 20 \cdot \lg G \cdot \text{dB}$$

Bem:
 V_{GL} pos. oder neg.!
mgl. 2/G angeg.
60 ... 720 dB

als das Verhältnis der Differenzverstärkung zur Gleichaktverstärkung, das mgl. sehr groß sein sollte!

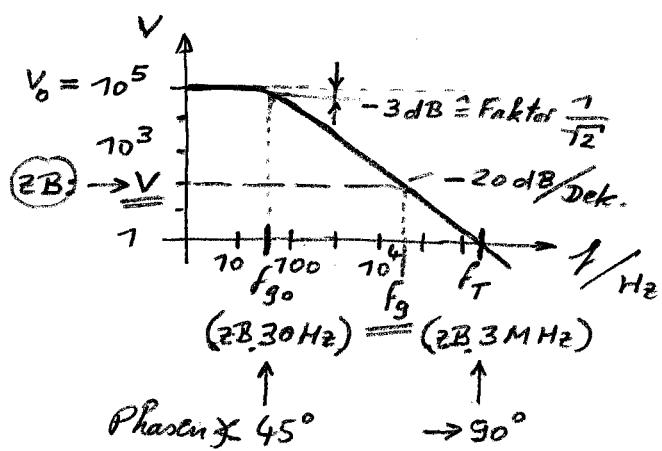
Kompensationsmaßnahmen

a.) "Frequenzgangkomensation"

wegen Phasendrehung der verstärkten Differenzspannung mit f muss der OPV einen Frequenzgang eines Tiefpasses 7. Ordnung aufweisen, der bei der Transitfrequenz f_T die Verstärkung 1 erzeugt (Verstärkungsabfall -20 dB/Dekade), s. Bild.

→ dies wird zwangsläufig durch ein Kompensations-C im OPV erzeugt (3 ... 75 μ F)

Ein nicht kompensierter OPV würde bei einer Schleifenverstärkung $V > 1$ und einer Phasendrehung von 360° schwingen!
(= Schwingbedingung für Oszillator)



Allg. gilt bei Verstärkung V das sog.

Verstärkungs-Bandbreite-Produkt:

$$|V| f_g = V_o \cdot f_{go} = f_T = \text{const.}$$

wobei bei f_T $|V| = 1$ wird

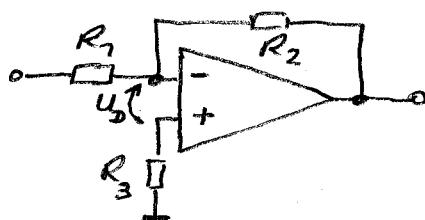
zur Verstärkungseinstellung V siehe S. 60ff.

Damit sinkt mit steigender (eingestellter) Verstärkung v linear die obere Grenzfrequenz f_g , d.h. die Bandbreite!
(üblich $v = 1 \dots 700$)

b.) "Ruhestromkompensation"

Die Eingangsruhestrome (Biasströme) erzeugen an den Außen vor die OPV-Eingänge angeschalteten Widerständen entspr. Spannungsabfälle und verschieben damit die Spannungen an den OPV-Eingängen, d.h. sie verschieben die Eingangsdifferenzspannung U_d !

ZB:



für $I_{e-} \approx I_{e+}$ muß gelten

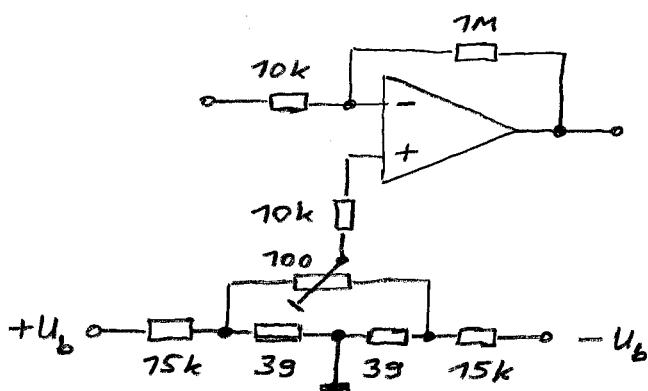
$$R_3 \approx R_1 \parallel R_2$$

Bei gleichen Ersatzwiderständen aus der Sicht der Eingänge erfolgt gleiche Spannungsdrift an beiden Eingängen und damit eine (näherungsweise) Konstanz der austretenden Differenz-Eingangsspannung!

c.) "Offset(spannungs)kompensation"

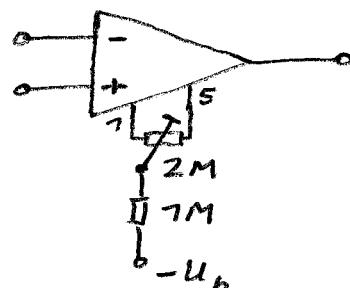
Extern:

Gleichspannungsversatz von U_o am + Eingang einstellen, wenn dieser Eingang für Schaltungs-zwecke nicht genutzt wird



Intern:

Behebung der Eingangsunsymmetrie durch elektr. Symmetrierung des Eingangs-Differenzverstärkers.
Einstellung der Stromaufteilung über angezapfte Emitter-(Source)-Widerstände



1,5 : am DC herausgeführte Offset-abgleichanschlüsse (Pins)

Grundschaltungen des OPV

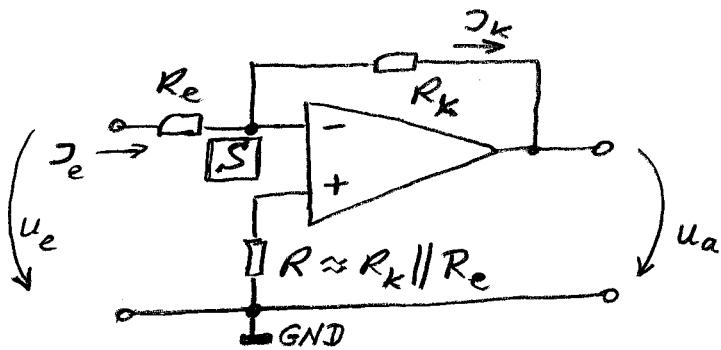
Für viele Fälle können folg. Voraussetzungen / Vereinfachungen für die Schaltungsberechnung gelten:

$$\left. \begin{array}{l} \mathfrak{I}_e, \mathfrak{I}_{GL} \rightarrow 0 \text{ damit } \mathfrak{I}_e \rightarrow 0 \\ \mathfrak{I}_a \rightarrow 0 \\ V_o \rightarrow \infty \\ U_o \rightarrow 0 \quad (\text{bzw. interner Offsetabgleich}) \end{array} \right\} \stackrel{\cong}{=} \begin{array}{l} \text{Eigenschaften des} \\ \text{idealen} \\ \text{OPV} \end{array}$$

OPV werden nahezu immer in Gegenkopplungsschaltungen betrieben (außer bei Schwellwert - bzw. Triggerschaltungen!). d.h. ein (kleiner) Teil der Ausgangsspannung wird über die äußere Beschaltung auf den invertierenden Eingang zurückgeführt.

Beispiel:

Invertierender Verstärker (= Umkehrverstärker)



! Voraussetzung: idealer OPV

R_k - Gegenkopplungswiderst.

R_e - Eingangswiderstand

Ist $u_e > 0$, fließt \mathfrak{I}_e in den Knotenpunkt S hinein. Das Potential am invert.(-)-Eingang des OPV steigt (minimal). Mit der Leerlaufverstärkung $V_o \rightarrow \infty$ wird der Ausgang zu negativem Potential hin ausgesteuert (invertierende Verstärkung). Mit dem Spannungssteilverhältnis der Widerstände R_k / R_e wird ein (kleiner) Teil der Ausgangsspannung u_a auf den invertierenden Eingang zurückgeführt (Gegenkopplung).

- Wenn $\mathfrak{I}_{e+} = 0$, ist $U_R = 0$ damit liegt der nichtinvert. Eingang auf GND (Massepotenzial)

- Wegen $V_o \rightarrow \infty$ verbleibt zwischen den Eingängen nur eine verschwindend kleine Differenzeingangsspannung

↓ Damit erwirkt die Rückkopplung am Knotenpunkt S Massepotenzial (= GND) für jeden Wert u_e bzw. u_a innerhalb des linearen Aussteuerbereichs.

N Knotenpunkt \boxed{S} wird in der OPV-Schaltungsberechnung als **Stromsummenpunkt** (Kirchhoff'scher Satz) genutzt, mit der Eigenschaft **virtuellen Massopotentials** !

("Virtual": Pkt. \boxed{S} hat Massopotential ohne direkte galvanische Verbindung zu GND, dem gemeinsamen Massopotential von Eingangs- und Ausgangsspannung)

damit wird

$$\mathcal{I}_e = \frac{U_e}{R_e} , \text{ da } \mathcal{I}_{e-} = \mathcal{I}_{e+} = 0 \quad (\text{OPV-Eingangsströme vernachl.})$$

weiter gilt am Pkt. \boxed{S} (Stromsummenpkt.):

$\mathcal{I}_e = \mathcal{I}_k$, d.h. der Eingangsstrom \mathcal{I}_e fließt als "eingeprägter Strom" über R_e und R_k vom Eingang zum Verstärkerausgang!

und $-U_a = R_k \cdot \mathcal{I}_k$, d.h. U_a liegt über R_k , da der Pkt. \boxed{S} auf (virtuellem) Massopotential ist, mit neg. Potential am Ausgang

Somit folgt

$$U_a = -\frac{R_k}{R_e} \cdot U_e \text{ bzw. Spannungsverstärkung:}$$

$$V_u = \frac{U_a}{U_e} = -\frac{R_k}{R_e}$$

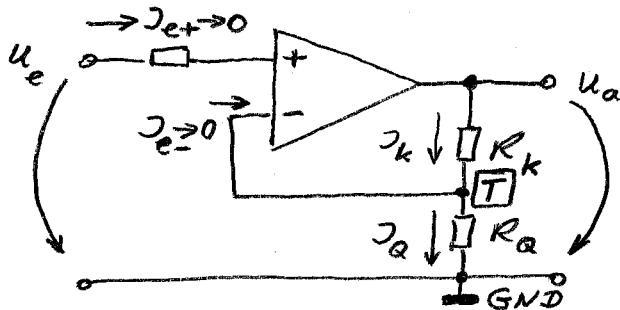
Invertierung, d.h. 180°-Phasenumkehr von U_a gegenüber U_e

! Erkennbar ist:

Die Verstärkung der Schaltung wird nur von den außen zugeschalteten Bauelementen (Widerständen) bestimmt und nicht von der Differenzverstärkung V_o (sehr hoch) des OPV. Dies ist die Wirkung des Gegenkopplungsprinzips.

Bem: Die Eigenschaft "virtuelle Masse" gilt natürlich nur dann, wenn ein Eingang des OPV auf GND bezogen wird (wegen $U_g \rightarrow 0$). (sonst für andere Potentiale)

Nichtinvertierender Verstärker (Elektrometerverstärker)



da besonders hochohmiger Eingang ($I_e \rightarrow 0$)

Knotenpunkt T liegt auf gleichem Potential wie invertierender Eingang, da $U_D \rightarrow 0$ auch auf Potential des nichtinvert. Eingangs

$$\sim U_{R_Q} = \text{Eingangsspannung } u_e$$

$$\begin{aligned} \text{damit } I_Q &= \frac{u_e}{R_Q} \\ I_K &= \frac{u_a}{R_K + R_Q} \end{aligned} \quad \left. \begin{array}{l} \text{und } I_Q = I_K, \text{ weil } I_e \rightarrow 0 \\ \qquad \qquad \qquad \end{array} \right\}$$

nach Gleichsetzen und Umformen folgt die

Spannungsverstärkung

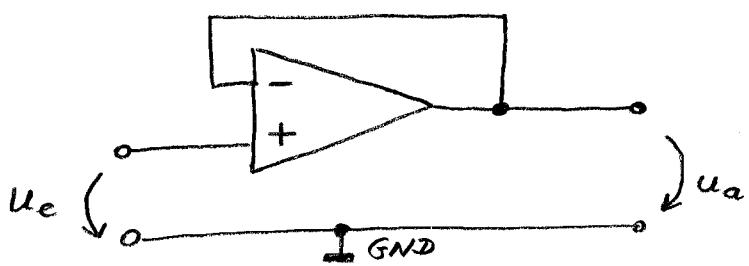
$$V_u = \frac{u_a}{u_e} = \frac{R_K + R_Q}{R_Q} = 1 + \frac{R_K}{R_Q}$$

Der Eingangswiderstand ist besonders hochohmig, da er nur vom Gleichakt eingangswiderstand r_{GL} des OPV bestimmt wird und nicht von einer äußeren (Widerstands)beschaltung! (r_{GL} bis $10^{12} \Omega$ bei FET-OPV)

- Anwendung:
- als nicht phasenumkehrender Verstärker
 - Impedanzwandler, wandelt hochohmigen Eingang auf niederohmigen Ausgang um, bei
 - einstellbarer Verstärkung $V_u \geq 1$

62

Spannungsfolger (Impedanzwandler)



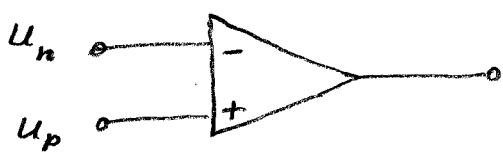
Vgl.: Elektrometerverstärker
wobei
hier gilt: $R_K = 0$
 $R_Q \rightarrow \infty$

$$\Rightarrow V_u = \frac{u_a}{u_e} = 1$$

u_a "folgt" u_e (\Rightarrow "Spannungsfolger") \rightarrow keine Phasenumkehrung
Eingangswiderstand besond. hochohmig (wie nichtinv. Verst.)
Ausgangswiderstand niederohmig (< Ausg.-wid. des Op.-verst.)

Anwendung: Widerstandstransformation bei unverändertem Spannungspegel.

Komparator (Spannungsvergleich)

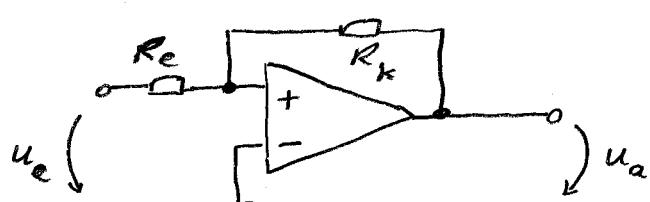


Komp. vergleicht u_p mit u_n

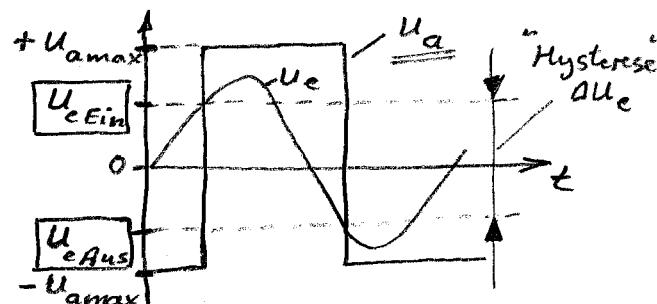
für $u_p > u_n \Rightarrow$ Ausgang "H"
 $u_p < u_n \Rightarrow$ Ausgang "L"

Der Op.-verstärker wird nicht rückgekoppelt betrieben (d.h. er wird mit großen Differenzeing.-Spannungen in die Sättigung getrieben). Als Ausgang meist nur OC-Transistor mit externem pull-up-Widerstand gebräuchlich.

Trigger (Schwellwertschalter)



(hier: nicht invertierend)



Erst mit Erreichen der 2 Schwellen (hier Rückkopplung!)

u_{cEin} und u_{cAus} wird das Umschalten von u_a bewirkt.

Anwdg: Verhinderung des Mehrfachumschaltens gestörter Eingangssignale (z.B. Leistungsempfänger, Anw. zur Signalregeneration)

63

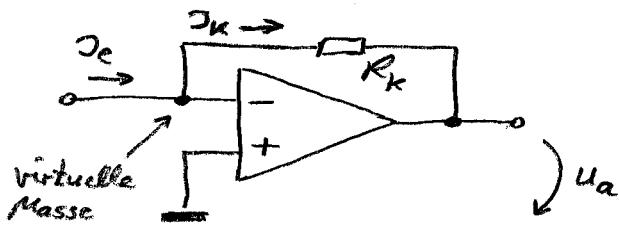
Schaltschwellen:
(Bezug auf \pm)

$$U_{e\text{Ein}} = - \frac{R_e}{R_k} \cdot U_{\text{amax}} \quad (\text{für } U_{\text{amax}} \text{ negativ!})$$

$$U_{e\text{Aus}} = - \frac{R_e}{R_k} \cdot U_{\text{amax}} \quad (\text{für } U_{\text{amax}} \text{ positiv!})$$

bzw. Hysterese aus $\Delta U_e = [U_{\text{amax}} - (-U_{\text{amax}})] \frac{R_e}{R_k} = 2U_{\text{amax}} \frac{R_e}{R_k}$

Strom-Spannungs-Wandler



wandelt einen gegen virtuelle Masse eingespeisten Strom I_e in eine Spannung U_a um.

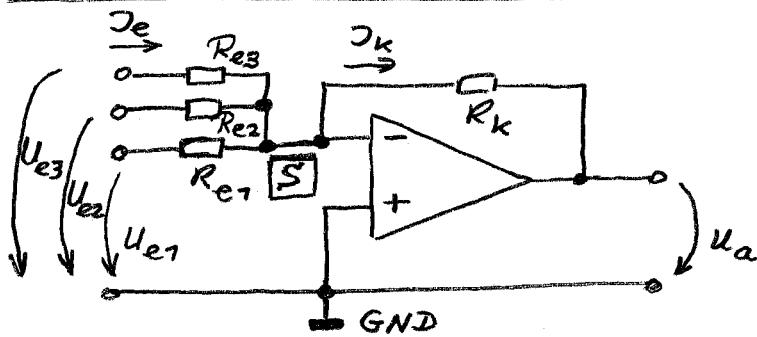
mit $I_e = I_k$ und $I_k = \frac{U_a}{R_k}$ (Vorzeichen für pos. I_e und negative U_a)

$$\rightarrow U_a = - I_e \cdot R_k$$

Extrem niederohmiger Eingang (für Stromeinspeisung I_e), da Stromsummationspkt. auf (virtueller) Masse liegt!

- Anwendung:
- $I-U$ -Wandler in AD- und DA-Wandlern
 - Messung von (kleinen) Strömen, z.B. Fotodiodenströme als Kurzschlußströme über 7 Dekaden genau messbar.
(Belichtungsmaß, in Fotokameras...)

Summierverstärker (Addierer)



vgl. Invertierender Verstärker...
hier mit mehreren Eingängen

Addition und Verstärkung mehrerer Spannungen U_e

Bzw. Addition mehrerer Ströme I_e und Wandlung in Spannung U_a .

(Subtraktion mgl. nach Invertierung der entspr. Spannung)

Im Stromsummenpunkt S gilt: (Knotenpunktsatz)

$$\left. \begin{aligned} I_{e1} &= \frac{U_{e1}}{R_{e1}} \\ I_{e2} &= \frac{U_{e2}}{R_{e2}} \\ &\vdots \\ \text{usw...} & \end{aligned} \right\}$$

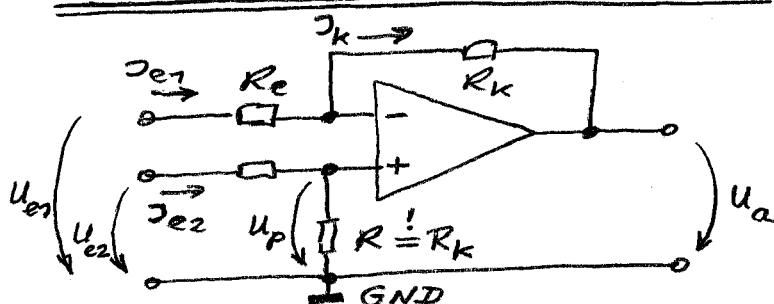
$$I_{e1} + I_{e2} + \dots = I_k = - \frac{U_a}{R_k}$$

invertierend!

$$-U_a = \frac{R_k}{R_{e1}} U_{e1} + \frac{R_k}{R_{e2}} U_{e2} + \dots$$

"Verstärkungsfaktoren" ($\hat{=}$ Bewertungsfaktoren)
der einzelnen Eingänge, ev. einstellbar!

Differenzverstärker



Anwendung für Verstärkung einer Messsignalspannung

$$U_m = U_{e2} - U_{e1}$$

aus einer Spannungsdifferenz die potentialfrei bleiben soll,

ZB: Ausgangsspannung von Brückenschaltungen!

$$I_{e1} = \frac{U_{e1} - U_p}{R_e} = I_k = - \frac{U_a - U_p}{R_k}$$

$$I_{e2} = \frac{U_{e2} - U_p}{R_e} = I_p = \frac{U_p}{R_k}$$

$$\frac{U_{e1}}{R_e} + \frac{U_a}{R_k} = \frac{U_p}{R_e} + \frac{U_p}{R_k}$$

$$\frac{U_{e2}}{R_e} = \frac{U_p}{R_e} + \frac{U_p}{R_k}$$

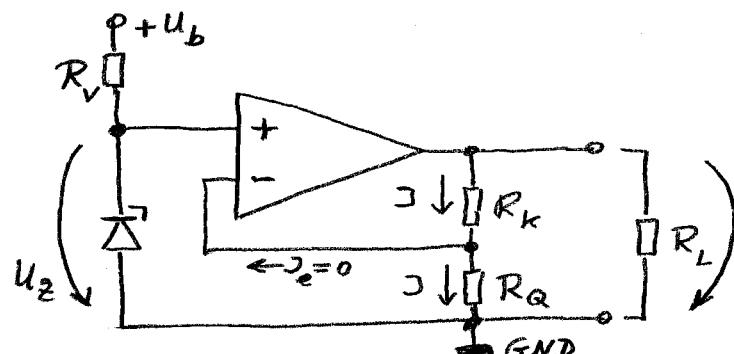
Subtraktion d. rechten Gleichungen:

$$= \frac{U_{e1}}{R_e} + \frac{U_a}{R_k} - \frac{U_{e2}}{R_e} = 0$$

$$\boxed{U_a = (U_{e2} - U_{e1}) \frac{R_k}{R_e} = U_m \frac{R_k}{R_e}}$$

Konstantspannungsquelle

Oft sind stabilisierte (konstante) Spannungen erforderlich mit einstellbarer (Quell-)Spannung, kleinem Temperaturkoeffizienten und niedrigem Innenwiderstand.



R_V - Vorwiderstand für Z-Diode

U_k - Ausgangsspannung
 $U_k = \text{const.}$

(Temperaturkoeffizient entspr.
nur dem der Z-Diode!)

Z-Spannung
(einfache Spannungsstabilisierung)

$$\beta = \frac{U_k}{R_k + R_Q} = \frac{U_Z}{R_Q}$$

$$U_k = U_Z \frac{R_k + R_Q}{R_Q}$$

Somit $U_k \geq U_Z$ über Widerstandsverhältnis einstellbar!

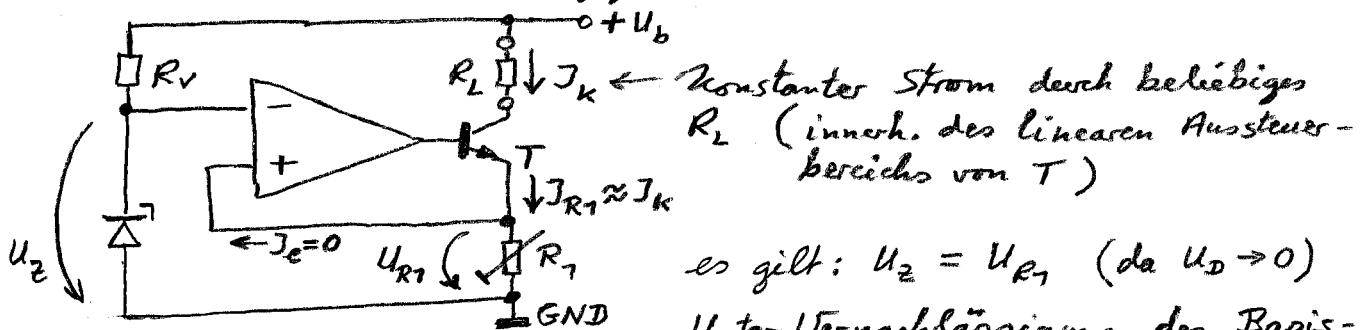
Ausgang hochohmig.

(Hier und ff. reicht eine $+U_b$ aus, da die Potentiale der OPV-Eingänge zwischen $+U_b$ und GND liegen!)

Konstantstromquelle

Oft sind konstante Ströme durch beliebige bzw. veränderliche Lastwiderstände R_L erforderlich

mit einstellbarem (Quell-)Strom, kleinem Temperaturkoeffizienten und gegen ∞ gehendem Innenwiderstand.



$$\text{es gilt: } U_Z = U_{R_1} \quad (\text{da } U_D \rightarrow 0)$$

Unter Vernachlässigung des Basisstroms von T fließt der Emitterstrom ($= I_{R_1}$) auch durch den Kollektoranschluss, der durch Stromquellenverhalten gekennzeichnet ist! (s. Ausgangskennfeld des BPT)

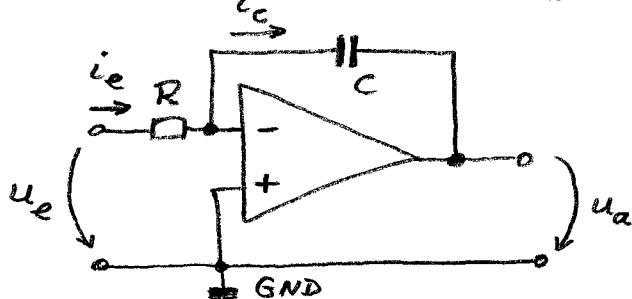
Ausgang hochohmig

$$I_K = \frac{U_Z}{R_1}$$

Integrator

bildet das zeitliche Integral über eine Spannung $u_e(t)$ als Ausgangsspannung

$$u_a(t) = \text{const.} \cdot \int_0^t u_e(t) \cdot dt + u_{a(t=0)}$$



Anfangsladespannung
($\hat{=}$ Anfangsbedingung)

Der Gegenkopplungswiderstand R_f ist hier durch Kond. C ersetzt, der mit i_c geladen wird.

$$\text{da } i_c = i_e = \frac{u_e}{R} \quad (\text{eingepflegter Strom über Stromsummenpkt.})$$

$$\text{und } u_c(t) = \frac{1}{C} \int i_c \cdot dt \quad (\text{Strom-Spannungs-Bez. an Kapaz.})$$

$$\text{folgt: } u_a(t) = - \frac{1}{RC} \int_0^t u_e(t) \cdot dt + u_{a(t=0)}$$

da invert. Eingang belegt
d.h. wenn u_e positiv, wird u_a negativ gegen GND

$$\text{z.B.: für } u_e = U_e = \text{const.} \quad \rightarrow u_a = - \frac{U_e}{RC} \cdot t + u_{a(t=0)}$$

steigt zeitlinear an

\rightarrow Anwendung: Dreieck-, Sägezahngeneratoren ...

$$\text{für } u_e = \hat{U}_e \cdot \cos \omega t \quad \rightarrow u_a = - \frac{\hat{U}_e}{\omega RC} \sin \omega t + u_{a(t=0)}$$

Amplitude ist $\frac{1}{\omega}$ - abhängig!

$R \cdot C = \tau_x$ ist hier die Integrationszeitkonstante (zeitl. Bezuggröße)

(Bem: schaltungstechn. Problem: Biasstrom des OPV führt als Fehlerstrom zur ungewollten Umladung des C \rightarrow FET-OPV)

Anwendung: im ADC, DAC

Bem: Bei Vertauschung von C und R entsteht ein

Differenzierator, es wird $u_a(t) = - R \cdot C \cdot \frac{du_e}{dt}$

Anwendung: Differenzieren v. Signalen