



Elektronik – Analoge Schaltungstechnik

Vorlesung

Fakultät Ingenieurwissenschaften

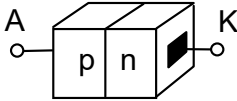
Prof. Dr.-Ing. Michael Kuhl
Prof. Dr.-Ing. Werner Günther
Dipl.-Ing. Dirk Menzel

basiert auf Ausgabe 2018 / Änderungen vorbehalten
Berücksichtigte Quelle: Elektronik für Multimediatechnik
(Prof. Dr.-Ing. habil. M. Vogel)

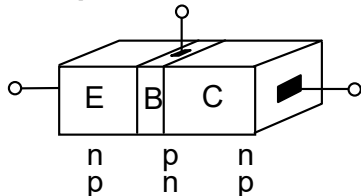
Bauelemente-Einsatz

Diskrete Bauelemente

❑ Dioden (pn-Übergang)

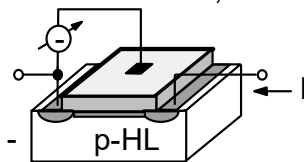


❑ Bipolartransistor



❑ Unipolartransistor

Metal Oxide Semiconductor
Field Effect Transistor (**MOSFET**)
(Metal Insulator Semiconductor
Field Effect Transistor, MISFET))



❑ Optoelektronische Bauelemente (GaAs-, Si-Basis)

- ♦ Fotoempfänger (Fotodioden, -transistoren, Solarzellen)
(Fotodioden, -transistoren, Solarzellen, CCD-Bildwandler)
- ♦ Fotosender
 - Lumineszenzdiode (Light Emitting Diodes) (**LED**)
 - Laserdioden

❑ Bauelemente der Leistungselektronik

- ♦ Vier-, Fünfschicht-pn-Strukturen: **Thyristor, Triac**
- ♦ Power-MOSFET
- ♦ Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)

❑ Sonderbauelemente

- ♦ High Electron Mobility Transistor (**HEMT**)
Höchstfrequenzanwendungen (Satellitentechnik)
- ♦ Floating Gate - MOSFETS
EPROM-Anwendungen
- ♦ Magnetfeldempfindliche Bauelemente
Hallsensoren

❑ Passive Bauelemente

- ♦ Widerstände, Kondensatoren, Spulen
- ♦ Stecker, Steckverbinder
- ♦ Leiterplatten

Integrierte Technik

Schaltkreis-Technologien

❑ bipolar: Grundelement Bipolartransistor

❑ Transistor-Transistor-Logic (**TTL**)

- ♦ Emitter Coupled Logic (**ECL**)
- ♦ Integrated Injection Logic (**I²L**)

❑ unipolar: Grundelement MOSFET

- ♦ n-Silicon Gate Technology (**n-SGT**)
- ♦ Complementary Metal Oxid
Semiconductor (Technology) (**CMOS**)

❑ unipolar/bipolar Kombination Bipolartechnik-CMOS (**BiCMOS**)

❑ Gallium Arsenid - Technologie (**GaAs**) Transistoren mit SFET-Prinzip auf GaAs-Basis

Einführung

Inhalte der Lehrveranstaltung

Grobgliederung der Vorlesung

- 0 Einführung**
- 1 Elektrotechnisch-elektronische und schaltungstechnische Grundlagen**
 - 1.1 Elektrotechnische Grundbegriffe (Wiederholung)
 - 1.2 Halbleiterphysikalische Grundlagen
 - 1.3 Schaltungstechnische Grundbegriffe
- 2 Bipolare Schaltungstechnik**
 - 2.1 Halbleiterdioden
 - 2.2 Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren
- 3 Unipolare Schaltungstechnik**
 - 3.1 Der MIS-Feldeffekttransistor
 - 3.2 Kleinsignalverstärker mit MIS-Transistoren
- 4 Operationsverstärker**
 - 4.1 Allgemeines und Begriffe
 - 4.2 Grundsaltungen
 - 4.3 Anwendungen
- 5 Transistor-Leistungsverstärker**
- 6 Signalerzeugung**
 - 5.1 Grundlagen
 - 5.2 Spezielle Oszillatorschaltungen und ihre Anwendung
- 7 Sonstige Bauelemente und Anwendungen (Übersicht)**
 - 7.1 Optoelektronik und Sonderbauelemente
 - 7.2 Leistungs-Bauelemente
 - 7.3 Integrierte Analogschaltungen (IC)
 - 7.4 Passive Bauelemente
 - 7.5 Strom-/Spannungsversorgung (Übersicht)

Literatur

- /1/ Tietze, U.; Schenk, Ch.; Gamm, E.: Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer Vieweg, ISBN 978-3-662-48354-1, 2016
- /2/ Deitert, H.; Vogel, M.: Analogtechnik multimedial, Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag München Wien 2001
- /2/ Koß, G.; Reinhold, W.: Lehr- und Übungsbuch Elektronik, Fachbuchverlag Leipzig im Carl Hanser Verlag 1998
- /3/ Reisch, M: Elektronische Bauelemente, Springer Verlag Berlin-Heidelberg New York 1998
- /4/ Specovius, J.: Grundkurs Leistungselektronik, Friedr. Vieweg & Sohn Verlag | GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2008
- /5/ Böhmer, E.; Ehrhardt, D.; Oberschelp, W.: Elemente der angewandten Elektronik, Friedr. Vieweg & Sohn Verlag | GWV Fachverlage GmbH, Wiesbaden, 2007

Einführung

Arbeitshilfe zur Lehrveranstaltung „Elektronik“

Allgemeine physikalische Konstanten

Lichtgeschwindigkeit	$c = 2,998 \cdot 10^8 \text{ m/s}$
Elementarladung	$e = 1,602 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
Planck'sches Wirkungsquantum	$h = 6,626 \cdot 10^{-34} \text{ Ws}^2$
Blotzmannkonstante	$k_B = 1,381 \cdot 10^{-23} \text{ Ws/K}$
Absolute Dielektrizitätskonstante (Feldkonstante)	$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/(Vm)}$

Materialparameter bei T = 300 K

Temperaturspannung	$U_T = 25,9 \text{ mV}$
--------------------	-------------------------

Eigenleitungsdichte

Ge	$n_i = 2,4 \cdot 10^{13} \text{ cm}^{-3}$
Si	$n_i = 1,48 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3}$
GaAs	$n_i = 2,25 \cdot 10^6 \text{ cm}^{-3}$

Permittivitätszahl ϵ_r , ϵ_{rel}

Ge	$\epsilon_r = 16,3$
Si	$\epsilon_r = 11,8$
GaAs	$\epsilon_r = 12,6$
SiO ₂	$\epsilon_r = 3,9$

Die Größe ϵ ist (mit entsprechendem Index), sofern nicht anders vereinbart, stets das Produkt aus der Feldkonstante und der Permittivitätszahl.

Bandabstand (Band Gap)

Ge	$W_G = 0,68 \text{ eV}$
Si	$W_G = 1,08 \text{ eV}$
GaAs	$W_G = 1,38 \text{ eV}$

Ladungsträger-Beweglichkeiten

Für Elektronen

Ge	$\mu_n = 3900 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$
Si	$\mu_n = 1500 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$
GaAs	$\mu_n = 8600 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$

Für Löcher

Ge	$\mu_p = 1900 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$
Si	$\mu_p = 450 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$
GaAs	$\mu_p = 480 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$

Grundlagen

Grundbegriffe

- **Elektronik (Festkörperelektronik):**

Teil der Elektrotechnik, der sich mit der **Funktionsweise** und den **Kenngrößen** von elektronischen Bauelementen als auch ihrer praktischen Anwendung in der **Schaltungstechnik** befasst

- Verhalten der Elektronen im Festkörper (FK)
 - * beeinflusst von außen (über Kontakte, Licht, elektr./magn. Felder) und
 - * Methoden ihrer technischen Nutzung
- **Kennzeichen: schnelle Vorgänge**
- **Bestandteile: Elektronische Bauelemente und ihre Zusammenschaltung für die analoge und digitale Signalverarbeitung**
- Physikal.-technolog. Grundlage der modernen **Informationstechnologie, Medien-Wirtschaft**
(**Stichworte:** Taschenrechner und Multi-Media-PC, numerische Maschinensteuerung, Satelliten-Übertragung (TV, Telefon), Quarzuhr/Funkuhr, CD-Player)

- **Festkörperbauelement (FK-BE oder einfach BE) =**

- Vorrichtung zur gezielten technischen Nutzung elektronischer Effekte im FK
- Festkörper (FK) = Halbleiter- (HL-) Kristall mit elektrischen Kontakten (Metall)
- Ausnutzung des Strom-Spannungs- (I/U-)Verhaltens an Kontakten
- Bauelemente-Wirkprinzip: Physikalisches Grundprinzip für bestimmte Klassen von BE (z. B. Bipolar-BE., Unipolar-BE)

- **Technologische Grundprinzipien**

- Strukturierung (Geometrie der Bauelemente und Schaltungen auf dem Chip) = Lithografie
- Technologische Grundvorgänge: Diffusion (Herstellung von pn-Übergängen), Oxydation, Metallisierung

Historische Entwicklung der Elektronik

- um 1900: Elektronenröhre, Steuerraum Vakuum
- 1948: Erfindung des Bipolartransistors als FK-BE
- 1959: Schaltungsintegration auf einem HL-Substrat (Chip): monolytische Integration (Planarprozess)
- um 1960 -65: Praktische Anfänge der Integration/MOSFET
- heute: über 10^9 Transistorfunktionen pro Chip/Integrated Circuit (IC)

Wiederholung aus der Elektrotechnik

- **Elektrische Feldstärke \vec{E}** [\vec{E}] = 1 V/m (im Halbleiter: 1 V/cm)

Physikalische Erscheinung im Raum, erkennbar durch Kraftwirkung auf elektrische Ladungen, mathematisch beschrieben als ortsabhängiges Vektorfeld \vec{E}

Kraftwirkung auf eine elektrische Ladung Q: $\vec{F} = Q \vec{E}$

Ursachen: elektrische Ladungen, zeitveränderliche magnetische Felder

- **Elektrisches Potential φ und elektrische Spannung U** [φ], [U] = 1 V

Ortsabhängiges skalares Feld, beschreibt die im elektrischen Feld vorhandene potentielle Energie einer elektrischen Ladung Q: $W_{\text{pot}} = Q \varphi + \text{const.}$

Die Potentialdifferenz zwischen zwei Punkten ist die elektrische Spannung

- **Elektrischer Strom I, elektrische Stromdichte \vec{J}**

Zahl der pro Zeit durch eine Querschnittsfläche / pro Flächeneinheit fließenden elektrischen Ladung

$$\vec{J} = e n \vec{v}$$

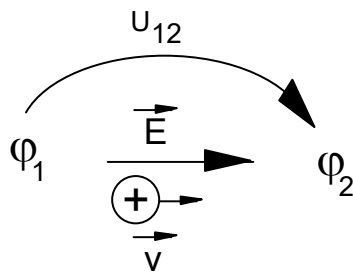
Elementarladung Geschwindigkeit

räumliche Dichte e-, [n] = 1cm^{-3}

Grundlagen

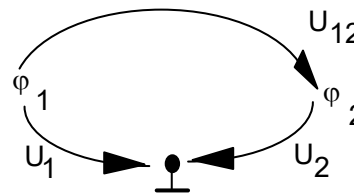
Wiederholung aus der Elektrotechnik

Definitionsarten der elektrischen Spannung



$$U_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 \quad (>0 \text{ bei } \varphi_1 > \varphi_2)$$

Elektrische Spannung mit Massebezug



Masse: $\varphi = 0$

$$U_{12} + U_2 - U_1 = 0$$

$$U_{12} = U_1 - U_2$$

Bei der Bewegung der Ladung Q durch die Potentialdifferenz $U = \varphi_1 - \varphi_2$ wird die potentielle Energiedifferenz $\Delta W_{\text{pot}} = Q U$ in zusätzliche kinetische Energie umgewandelt.

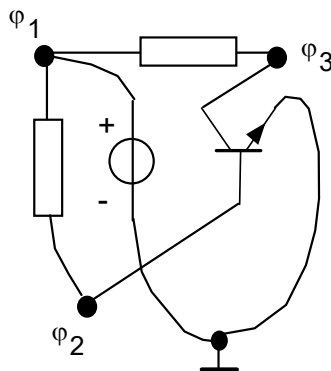
Beziehung zwischen Potential und elektrischer Feldstärke: $\vec{E} = -\text{grad } \varphi$ (Gradient)

eindimensional: $\vec{E} = -\frac{d\varphi}{dx}$; $|\vec{E}| = E_x = E = -\frac{d\varphi}{dx}$; $\varphi = -\int E(x) dx + \text{const.}$

□ Masse (Erde)

- (Unendlich) große, leitende Fläche in elektrischen Netzen
- unveränderliches Potential \Rightarrow Verwendung als Bezugspotential $\varphi = 0$
- in der elektronischen Schaltung: ein Pol der Betriebsspannung

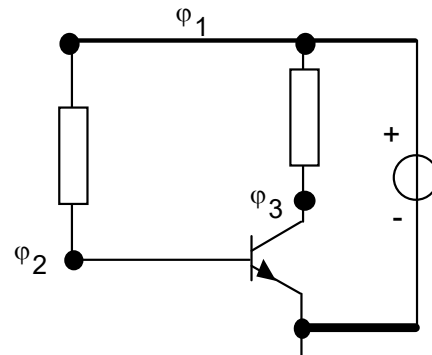
Das Schaltungsnetzwerk



Masse: $\varphi = 0$

" Drahtigel "

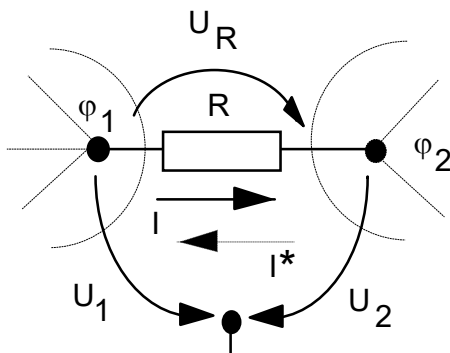
\equiv



Masse: $\varphi = 0$

Ordentlicher Schaltplan

Das Bauelement in der Schaltungsumgebung: Ohm'scher Widerstand



Schaltungsumgebung ist unwesentlich!

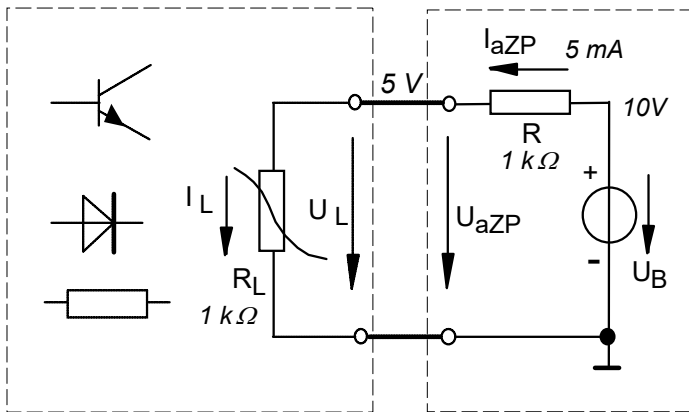
$$I = \frac{U_R}{R} = \frac{U_1 - U_2}{R}$$

$$I^* = -\frac{U_R}{R} = \frac{U_2 - U_1}{R}$$

Grundlagen

Wiederholung aus der Elektrotechnik

- ❑ **Grundstromkreis: Aktiver Zweipol (aZP) mit nichtlinearem passiven Zweipol (Last L)**
= Grundstruktur vieler Schaltungsanwendungen



passiver ZP, nichtlinear (Last L)

aktiver Zweipol (aZP)

Nichtlineare Kennlinie

$$I_L = f(U_L)$$

passive, aktive Bauelemente

Maschengleichung:

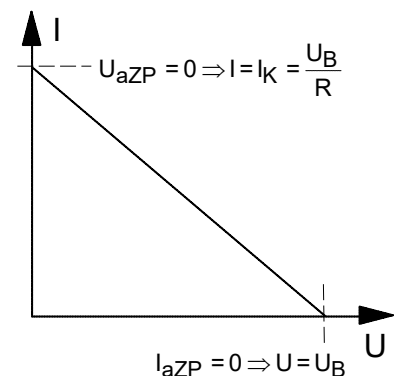
$$U_B - U_{aZP} - IR = 0,$$

"einfacher denken":

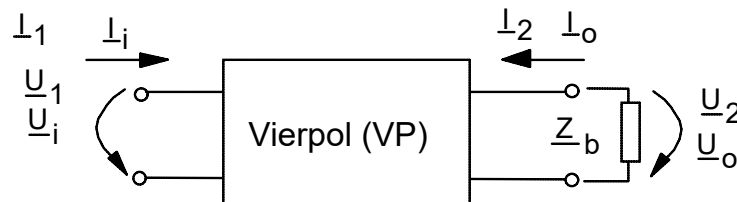
$$U_{aZP} = U_B - IR$$

Arbeitsgerade

$$I = \frac{U_R}{R} = \frac{U_B - U_{aZP}}{R}$$



- ❑ **Vierpol (Übertragungs-Vierpol, VP)**



- "Black Box", je zwei Ein- /Ausgangsklemmen, am Ausgang Abschluss mit Belastungsimpedanz Z_b
- VP-Inhalt: beliebige technische Gebilde
 - einfache Übertragungsglieder (z.B. Tief- und Hochpässe, Leitungen)
 - **Verstärker**
 - Filter
- VP-Frequenzgang = komplexe Übertragungsfunktion (Qualitätskriterium für elektronisch aktive VP, z.B. **Verstärker**)
- VP-Arten (harmonische Aussteuerung)
 - linear: keine Kurvenverformung, nur Phasenverschiebung \cong Verstärker Kleinsignalbetrieb
 - Nichtlinearer VP: zusätzlich Kurvenverformung (\Rightarrow Klirrfaktor, Verstärker Großsignalbetrieb)

Komplexe Übertragungsfunktion

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{U_o}{U_i} = \text{Re}[\underline{G}(j\omega)] + j \text{Im}[\underline{G}(j\omega)] = |\underline{G}(j\omega)| \exp(j\varphi(\omega)); \varphi(\omega) = \arctan\left(\frac{\text{Im}[\underline{G}(j\omega)]}{\text{Re}[\underline{G}(j\omega)]}\right)$$

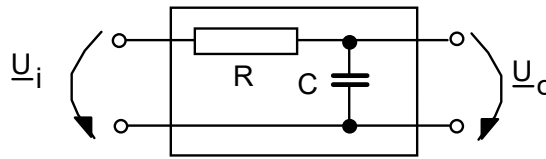
Re, Im: Real-, Imaginärteil kartesisch

$|\underline{G}(j\omega)|$ Betrag, $\varphi(\omega)$ Phasenwinkel, Phasendrehung

Grundlagen

Wiederholung aus der Elektrotechnik

Beispiel: RC-Tiefpass, ausgangsseitiger Leerlauf, harmonisches Eingangssignal $u_i(t) = \hat{U} \sin(\omega t)$



Berechnung der komplexen Übertragungsfunktion;

$$\underline{G}(j\omega) = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau} = \frac{1 - j\omega\tau}{1 + (\omega\tau)^2} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \exp(j\varphi(\omega))$$

$$\varphi(\omega) = -\arctan(\omega\tau); \tau = RC$$

Rücktransformation in den Zeitbereich

$$u_o(t) = \hat{U} |G(j\omega)| \sin(\omega t + \varphi(\omega)) = \frac{\hat{U}}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \sin(\omega t - \arctan(\omega\tau))$$

Nachbildung thermischer Prozesse als "thermischer Stromkreis" (Analogie zum elektrischen Bereich)

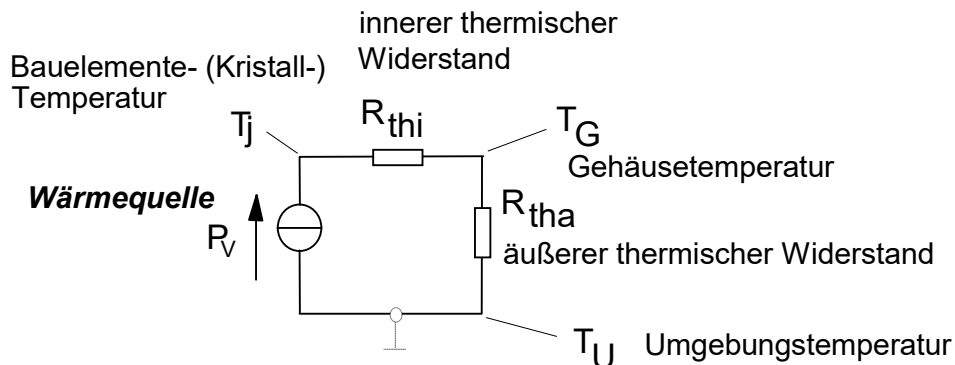
Hintergrund:

Die Verlustleistung elektronischer Bauelemente führt zur Wärmeentwicklung und damit zu einer (u. U. nicht zulässigen) Temperaturerhöhung.

Bedeutung, Anwendung:

Berechnung und Beurteilung von Bauelemente-Temperaturen und Konzipierung von Kühlmaßnahmen

Thermisches Ersatzschaltbild



"Ohm'sches Gesetz der Wärmeleitung" für stationäre (zeitunabhängige) Bedingungen :

$$\Delta T = R_{th} P_V; \quad R_{th} = R_{thi} + R_{tha}$$

Thermische Spannungsteilerregel:

$$P_V = \frac{T_J - T_U}{R_{th}} = \frac{T_J - T_G}{R_{thi}} = \frac{T_G - T_U}{R_{tha}}; \quad R_{th} = R_{thi} + R_{tha}$$

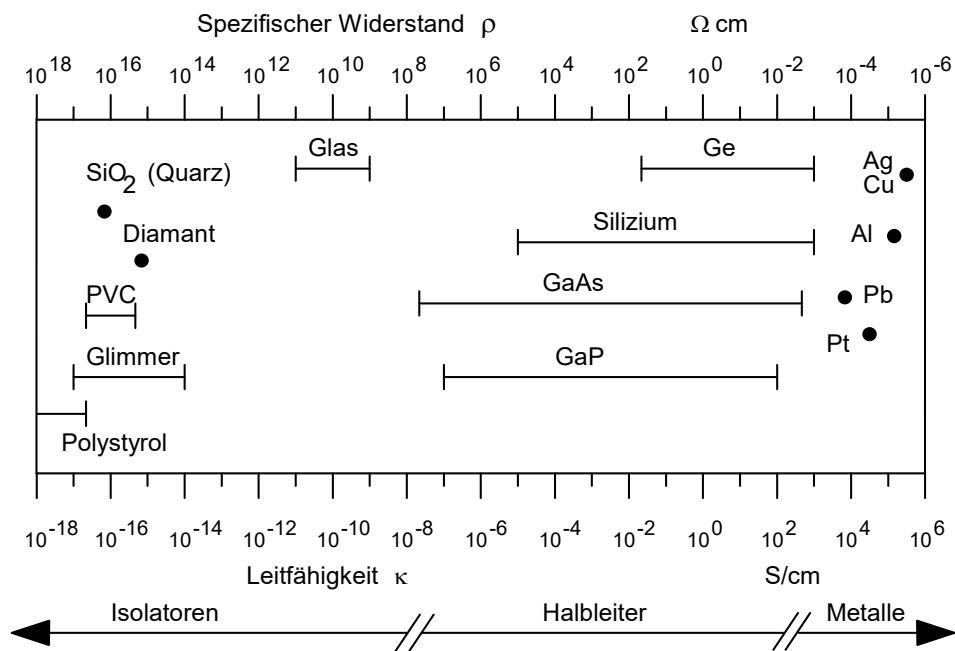
Grundlagen

Analoge Größen im thermischen und elektrischen Bereich (für kompakte Elemente)

elektrisch	thermisch
Energie W [Ws]	Wärmemenge Q [J, kcal] ; 1J = 1Ws = 1Nm
elektr. Potential φ [V]	Temperatur T [K]
elektr. Spannung U [V]	Temperaturdifferenz ΔT [K]
elektr. Strom I [A]	Wärmestrom $dQ/dt = P_V$ [J/s, W-]
elektr. Widerstand $[\Omega]$	thermischer Widerstand [K/W]
elektr. Leitfähigkeit κ	thermische Leitfähigkeit λ [W/(Km)]
Ohmsches Gesetz $R = \frac{U}{I}$	Ohmsches Gesetz der Wärmeleitung: $R_{th} = \frac{\Delta T}{P}$

1.2 Halbleiterphysikalische Grundlagen

Spezifischer Widerstand und Leitfähigkeit verschiedener Festkörper



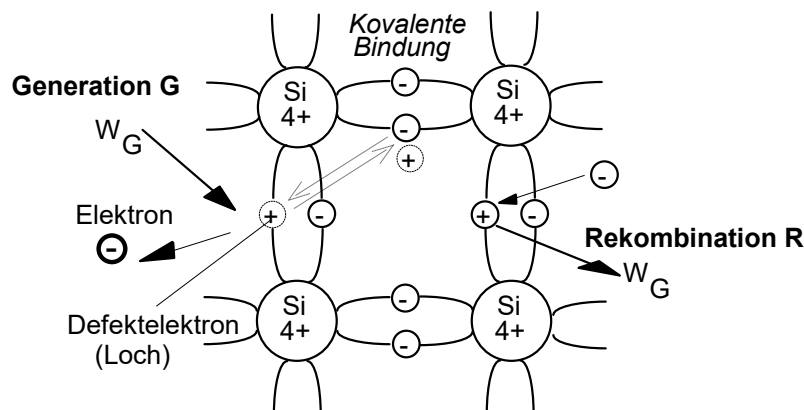
Leiter: hohe LT-Dichte, $\approx 10^{23} \text{ cm}^{-3}$;

Halbleiter (HL): mittlere LT-Dichte, $10^{20} \dots 10^{25} \text{ cm}^{-3}$ (einstellbar durch Dotierung)

Isolatoren (IS): geringe LT-Dichte, $< 10^{20} \text{ cm}^{-3}$

Eigenleitung in Silizium:

Elektron-Loch-Paarbildung

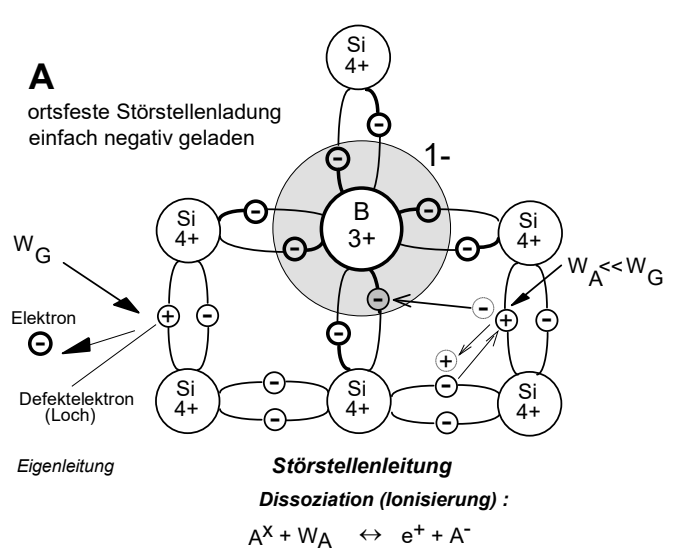
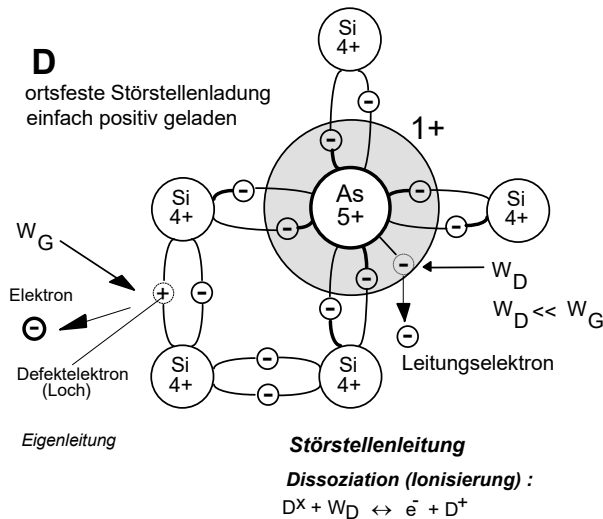


Grundlagen

Modulierte Leitfähigkeit im Halbleiter durch Dotierung

Erzeugung zusätzlicher Leitungselektronen durch Einbau von Donatoren

Erzeugung zusätzlicher Defektelektronen durch Einbau von Akzeptoren



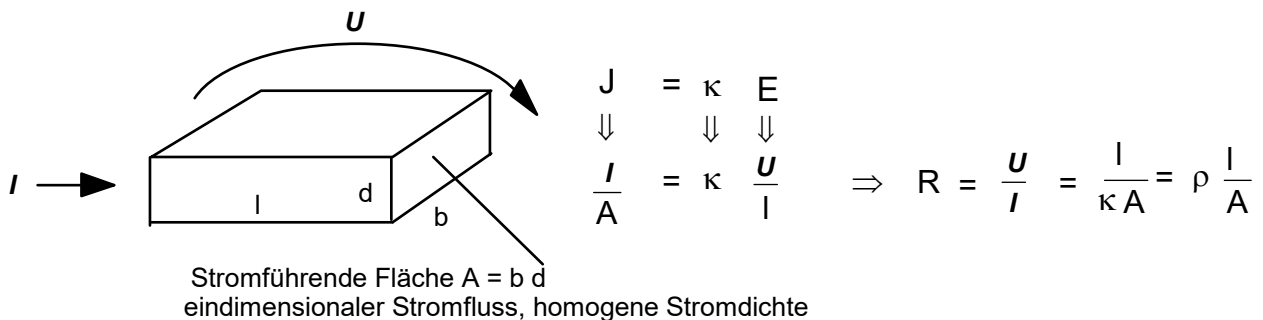
Ladungsträgerdichten im Betriebstemperaturbereich

Größe	p-HL	n-HL
Löcherdichte p_0	N_A	n_i^2 / N_D
Elektronendichte n_0	n_i^2 / N_A	N_D

Stromtransport im Halbleiter: Driftstrom

- Driftströme/Leitfähigkeit im HL: Summe aus Anteilen von e^- , e^+ :
 $\vec{J}_{Fn} = \kappa_n \vec{E}$; $\kappa_n = e n \mu_n$ $\vec{J}_{Fp} = \kappa_p \vec{E}$; $\kappa_p = e p \mu_p$
 $\vec{J}_{Fges} = \vec{J}_{Fn} + \vec{J}_{Fp} = (\kappa_n + \kappa_p) \vec{E} = \kappa \vec{E}$; $\kappa = \kappa_n + \kappa_p = e(n \mu_n + p \mu_p)$
- Sonderfall Störhalbleiter mit $N_{D,A} \gg n_i$,
 - n-HL: $n \gg p$: $\kappa \approx \kappa_n = e n \mu_n$
 - p-HL: $p \gg n$: $\kappa \approx \kappa_p = e p \mu_p$
- **Beweglichkeit** : unterschiedlich für e^- (μ_n) und e^+ (μ_p) ,
 in Si: Elektronen: $\mu_n = 1500 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$, Löcher: $\mu_p = 450 \text{ cm}^2/(\text{Vs})$

Bemessungsgleichung für quaderförmige Ohm'sche Widerstände



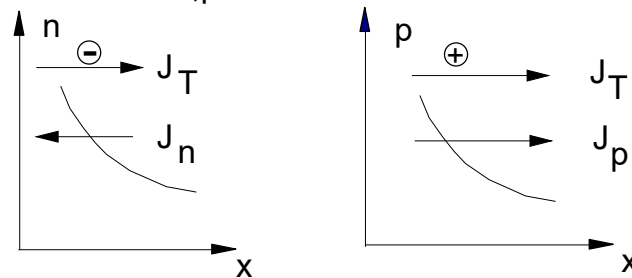
Grundlagen

Stromtransport im Halbleiter: Diffusionsstrom

Ursache: örtliche Konzentrationsunterschiede in der Ladungsträgerdichte

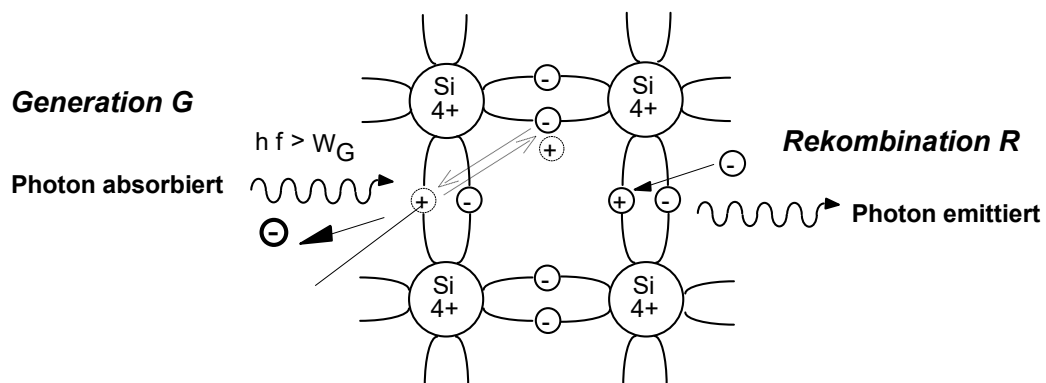
eindimensional: $J_{\text{Diff } n} = e D_n \frac{\partial n}{\partial x}$; $J_{\text{Diff } p} = -e D_p \frac{\partial p}{\partial x}$

$dn, p/dx < 0$



Ladungsträgergenetik: Generation und Rekombination

- **Generation G** = LT-Erzeugung, $[G] = 1 \text{ cm}^{-3}\text{s}^{-1}$, Unterscheidung nach Energie-Herkunft
 - G_{th} : innere G = thermische G mit thermischer Energie des Kristalls = Elektronen-Loch-Paarbildung (Band-Band_G) \Rightarrow Eigenleitung
 - G_a : äußere (Energie von "außen", z.B. Photonen: optische G.)
Bedeutung: **Fotoempfänger (Fotodiode-, -transistor)**
- **Rekombination R** = LT-Vernichtung, $[R] = 1 \text{ cm}^{-3}\text{s}^{-1}$ Unterscheidung nach Energie-Verwertung
 - strahlend: Band-Band-R W-Abgabe als elektromagn. Strahlung, Photonen, Licht
 \rightarrow **Fotosender (LED)**
 - (nichtstrahlend)



Grundlagen

Logarithmische Pegelmaße: Das Dezibel (dB)

Anwendung: Verstärkertechnik (NF, HF)

Primär definiert als logarithmisches Leistungsverhältnis (-verstärkung)

$$v = v_P = \lg \frac{|P_o|}{|P_i|} \quad B = 10 \lg \frac{|P_o|}{|P_i|} \quad \text{dB} \quad ; 1 \text{ B} = 10 \text{ dB}$$

Erweiterung auf andere Größenverhältnisse, z.B. die Spannungsverstärkung über $P = \frac{U^2}{R}$

$$v = 10 \lg \frac{|P_o|}{|P_i|} \text{ dB} = 10 \lg \frac{|U_o|^2/R}{|U_i|^2/R} = 20 \lg \frac{|U_o|}{|U_i|} \text{ dB} = 20 \lg \frac{|U_2|}{|U_1|} \text{ dB}$$

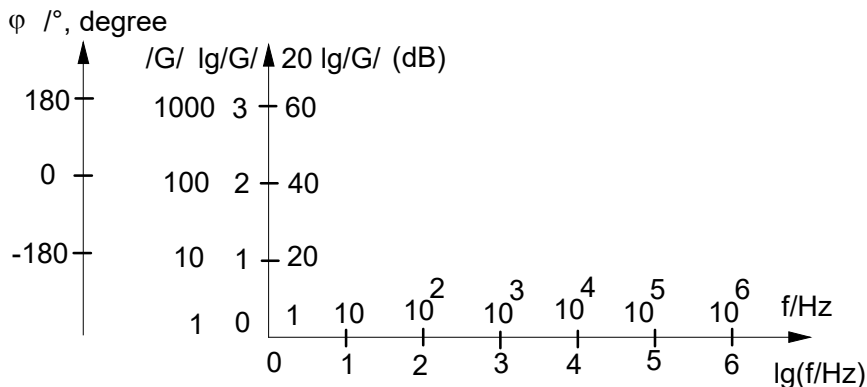
Benutzung als absolutes Pegelmaß: Bezugsgröße festlegen

- z.B. **Maßeinheit dB μ V**: Spannungsbezug $U_1 = 1 \mu\text{V}$
Beispiel: $U = 1\text{V} = 10^6 \mu\text{V} = 120 \text{ dB}\mu\text{V}$
- PSpice: Bezugswert $U_1 = 1\text{V}$, Aufruf in Probe: z.B. VdB(o)

Bode-Diagramm

Grafische Darstellung des komplexen **Frequenzganges** von $\underline{G}(j\omega)$ nach

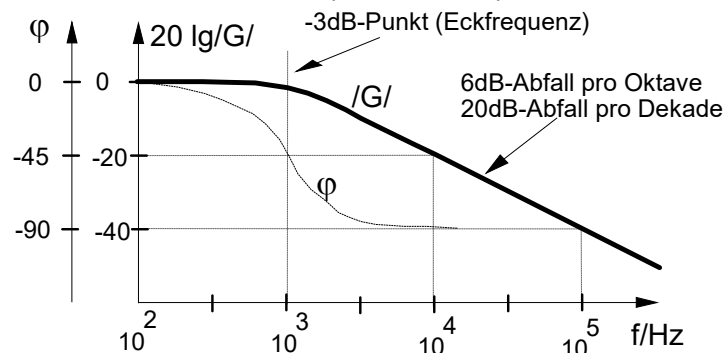
- Betrag $|G|$ (**Amplitudengang**, log. Maßstab, z. B. dB)
- Phasenwinkel $\varphi(\omega)$ (**Phasengang**)
- Abszisse: log. Frequenzachse



Anwendung und Vorteile:

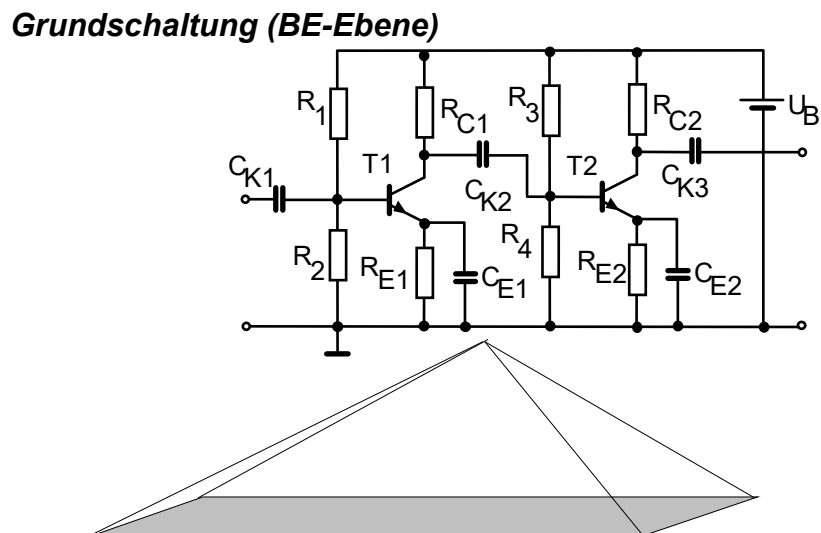
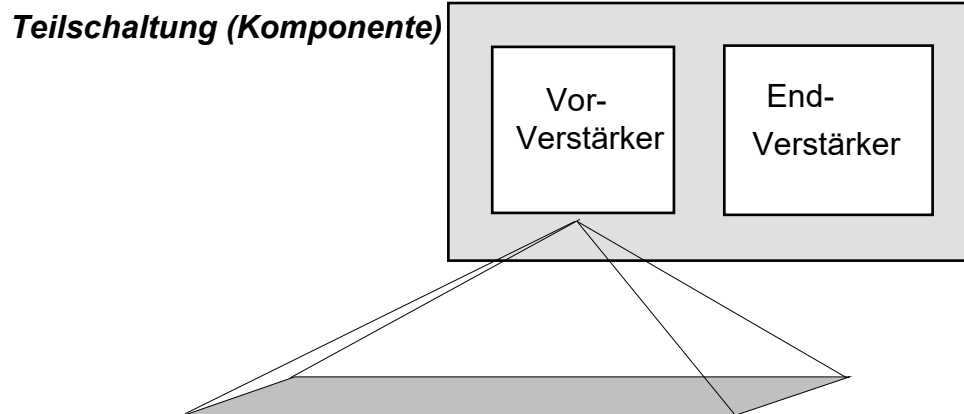
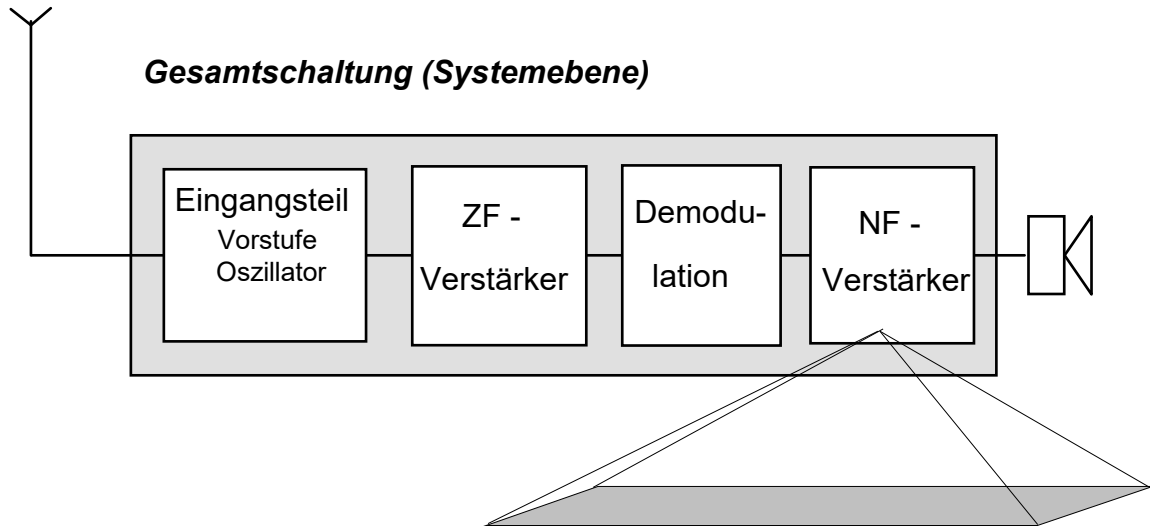
- Beschreibung der Frequenzgänge insbesondere von **Verstärkern**
- Möglichkeit der Definition von **Eckfrequenzen** und Näherungskonstruktionen für den Amplitudengang von Übertragungsvierpolen
- Vereinfachte grafische **Multiplikation** (für Kettenschaltungen) und der Inversion von Frequenzgängen

Beispiel: Bodediagramm eines RC-Tiefpasses ($\tau = 0,159\text{ms}$)

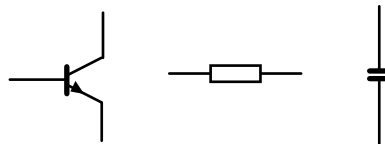


Grundlagen

Hierarchiekonzept beim Entwurf elektronischer Schaltungen



Bauelement (Innere Elektronik und Bauelemente-Modelle)

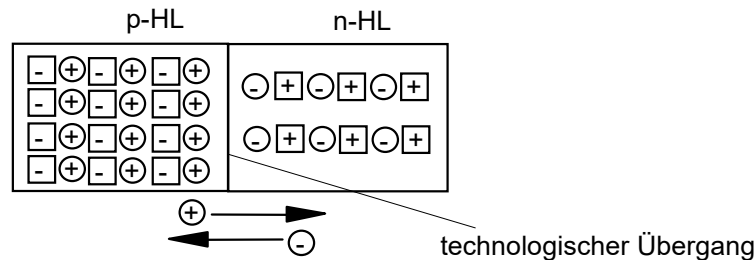


Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden

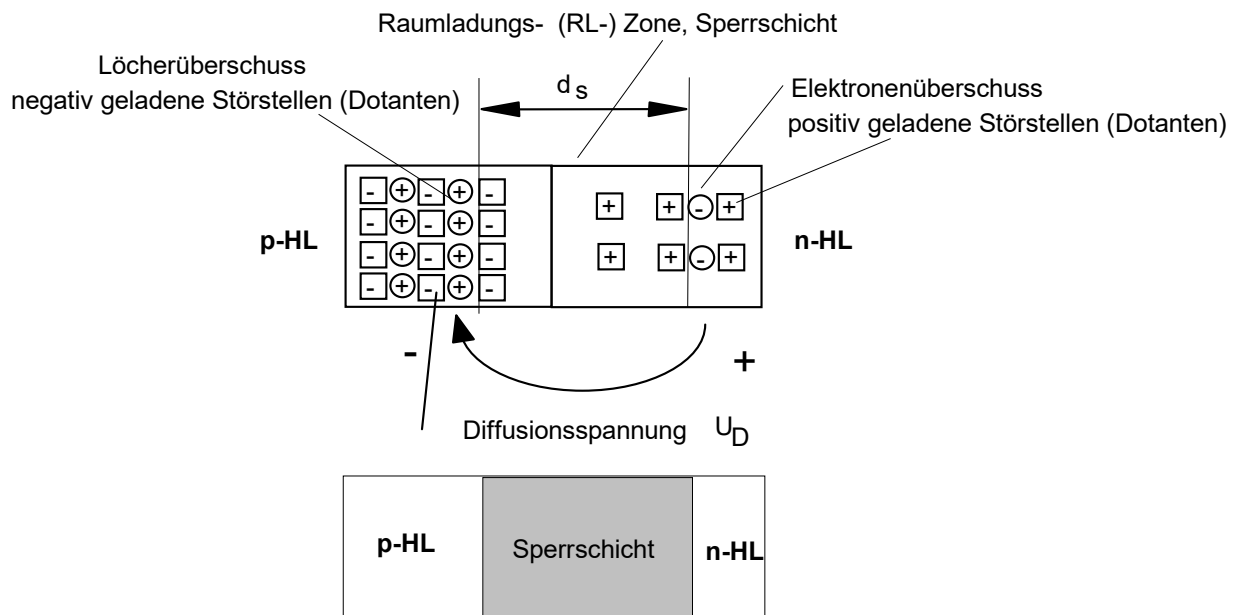
Grundvorgänge am pn-Übergang

Neuzustand



Ausbildung der Sperrschicht ohne äußere Spannung

1. Konzentrationssprung e^+ , $e^- \Rightarrow$ Diffusionsströme,
Ortsfeste Störstellen bleiben zurück \Rightarrow innere Raumladung \Rightarrow inneres E-Feld \Rightarrow inneres Potential (φ)-Feld
2. entgegengesetzte Feldströme kompensieren Diffusionsströme,
Gleichgewicht: $J_n = J_p = J_{\text{ges}} = 0$
 \Rightarrow Entstehung einer schmalen Zone nahezu ohne e^+ , e^- :
Raumladungs- (RL-) Zone (RLZ), Sperrschicht (Breite $\leq 1 \mu\text{m}$) mit Potentialbarriere **U_D**
= Diffusionsspannung



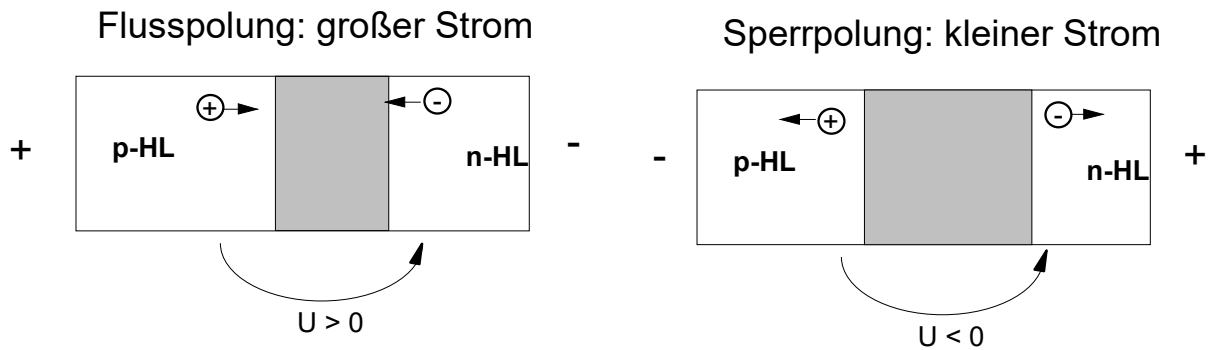
$$U_D = U_T * \ln\left(\frac{N_A + N_D}{n_i^2}\right)$$

mit $U_T = 25,9 \text{ mV} \mid_{\text{Si}}$

Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden

Der pn-Übergang mit äußerer Spannung



Flusspolung:

- im p-HL: Löcherinjektion (Majoritäten) über die Sperrschicht in den n-HL (dort Minoritäten)
- im n-HL: Elektroneninjektion (Majoritäten) über die Sperrschicht in den p-HL (dort Minoritäten)
- Sperrschichtbreite wird verringert, Dichte der Minoritäten wird angehoben, Dichte der Majoritäten bleibt nahezu konstant

Sperrpolung:

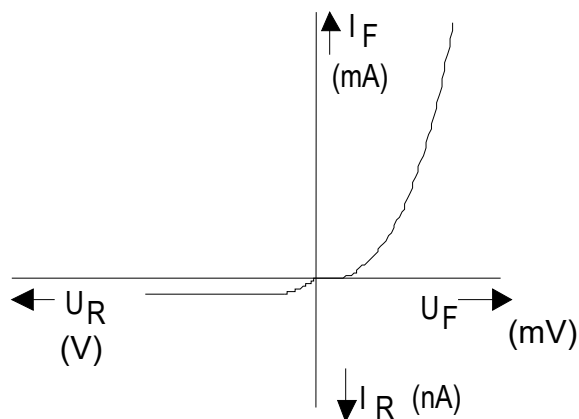
- im p-HL: Löcherextraktion (Majoritäten) aus der Sperrschicht, Löcherdichte im n-HL (als Minoritäten) wird sehr klein
- im n-HL: Elektronenextraktion (Majoritäten) aus der Sperrschicht, Elektronendichte im p-HL (als Minoritäten) wird sehr klein
- Sperrschichtbreite wird vergrößert, Dichte der Minoritäten wird abgesenkt, Dichte der Majoritäten bleibt nahezu konstant

Spannungsabhängigkeit der Minoritätsträgerdichte $\sim \left[\exp\left(\frac{U}{U_T}\right) - 1 \right]$

Sperrschichtbreite d_s :
$$d_s = x_n + x_p = \sqrt{\frac{2\varepsilon (U_D - U)}{e} \frac{N_A + N_D}{N_A N_D}}$$

Maximale Feldstärke:
$$-E_{\max} = \frac{e N_A x_p}{\varepsilon} = \sqrt{\frac{2 e (U_D - U)}{\varepsilon} \frac{N_A N_D}{N_A + N_D}} = \frac{2(U_D - U)}{d_s}$$

Ideale Kennlinie



Bezeichnungen:

I_F Durchlassstrom (forward current)

U_F Durchlassspannung (forward voltage)

I_R Sperrstrom (reverse current)

U_R Sperrspannung (reverse voltage)

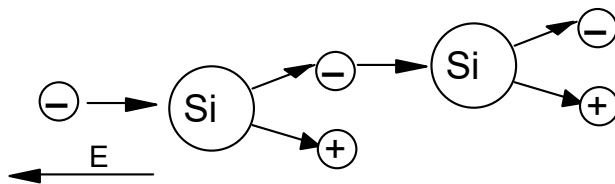
Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden

Reale Kennlinieneffekte der Diodenkennlinie

Durchbruch

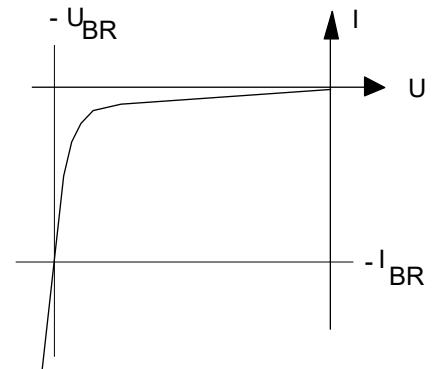
Stoßionisation/Lawineneffekt: **Avalanche-Effekt** (Trägermultiplikation)



$$E > E_{\text{krit}} = E_{\text{BR}} = 10^5 \dots 10^6 \text{ V/cm}$$

BR = break down

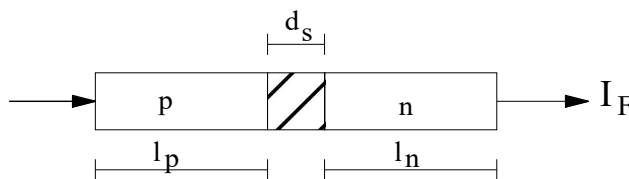
$$W_{\text{kin}} = \frac{m}{2} \overline{v^2} > W_G$$



- Prozess reversibel, sehr schnell
- Bezeichnung: 1. Durchbruch
- 2. Durchbruch: Thermische Folge des 1. Durchbruchs, irreversibel (Zerstörung des BE.) \Rightarrow Strombegrenzung durch Vorwiderstand R_V

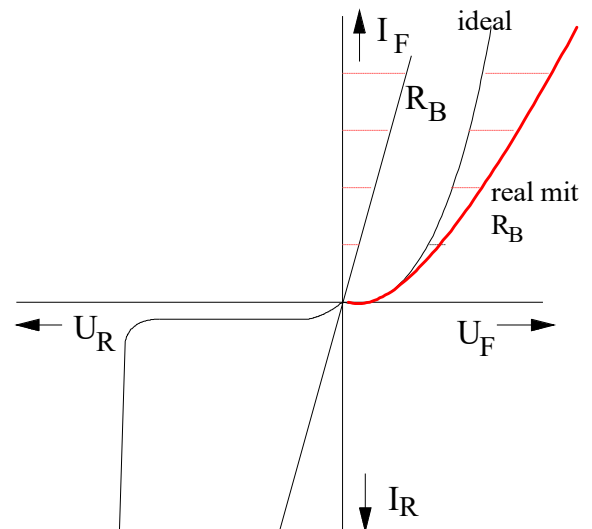
Serien- (Bahn-) Widerstände

- beschreiben elektrische Wirkung der Bahngebiete
- ohmsche (lineare) Serien-Widerstände nach geometrischer Bemessung



Ersatzschaltung:

$$R_B = \frac{1}{A} \left(\frac{l_p}{\kappa_p} + \frac{l_n}{\kappa_n} \right)$$



Kennlinie mit Serienwiderstandseinfluss

$$I = I_S \left(\exp \frac{U_{\text{RLZ}}}{U_T} - 1 \right) \rightarrow U_{\text{RLZ}} = U_T \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right); U_{\text{Bahn}} = R_B I$$

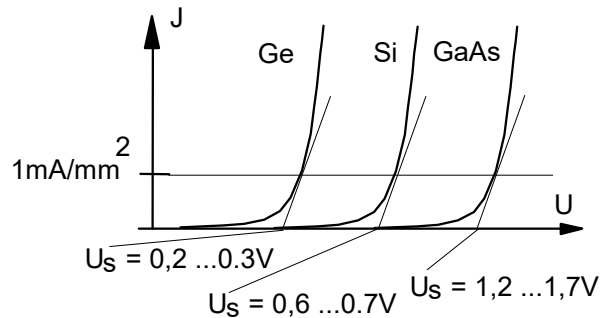
$$U = U_{\text{ges}} = U_{\text{RLZ}} + U_{\text{Bahn}} = U_T \ln \left(\frac{I}{I_S} + 1 \right) + R_B I; I = I_S \left(\exp \frac{U - R_B I}{U_T} \right)$$

Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden: Eigenschaften

□ Statische Kenngrößen

- Flussspannung/-Strom U_F , I_F : KL-Werte im Flussbereich (Index F)
- Schleusen- /Schwellspannung U_S ; Beginn der steilen Stromanstieges materialabhängig (Eigenleitungsdichte über I_S)



- Maximalwerte:
 - $I_{Fmax} = 0,1 \text{ A}$ (Mehrzweckdioden), $1 \dots 200 \text{ A}$ Gleichrichterioden
 - maximale Verlustleistung $P_{VDmax} = I_{Fmax} U_{Fmax}$ (mW bis kW), danach thermische Überlastung
- Sperrstrom I_R unterhalb U_{BR} , nahezu spannungsunabhängig
- Durchbruchspannung U_{BR}

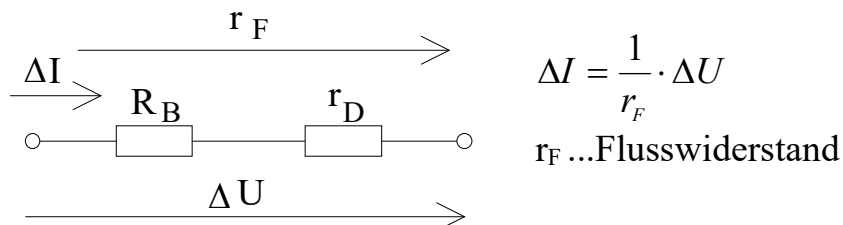
□ dynamisches Verhalten

- **Großsignal-/Schaltverhalten:** Schaltverzögerungen beim schnellen Umschalten über große KL-Bereiche, z. B. Fluss \Leftrightarrow Sperr, Diode verhält sich wie eine (spannungsabhängige) Kapazität, Umladeprozesse, Sperrverzögerung
- **Kleinsignalverhalten:** Aussteuerung am Arbeitspunkt mit kleinen harmonischen Signalen
- Einsatz in Sperrrichtung: **Sperrschichtkapazität**, Anwendung zur Abstimmung von Eingang-Schwingkreisen in klassischen Rundfunk-/Fernsehempfängern

□ Ersatzschaltung:

Nachbildung des elektrischen Verhaltens von BE durch äquivalente elektrische Netzwerke (gilt allgemein)

Kleinsignal-Ersatzschaltbild der Diode bei NF



Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden: Eigenschaften

Knickgeraden-Modell der Halbleiterdiode in Flussrichtung

- Reihenentwicklung am Arbeitspunkt (AP)

$$I = I_A + \left. \frac{dI}{dU} \right|_{AP} (U - U_A) = I_A + \frac{U - U_A}{r_F}$$

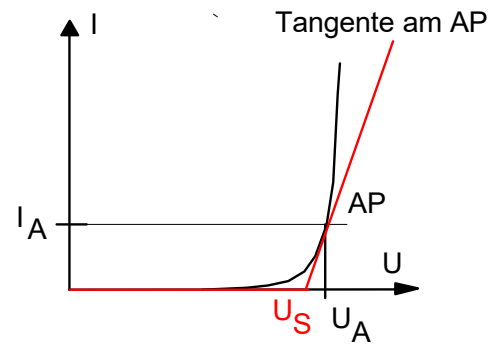
- KL-Näherung ("Knickgerade")

$$I = \frac{U - U_S}{r_F} \quad \text{für } U \geq U_S$$

$$I = 0 \quad \text{für } U \leq U_S$$

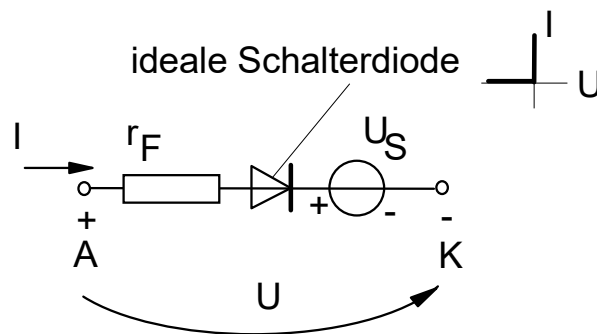
- ES

$$U = \underbrace{U_S}_{\text{unabh. } U\text{-Quelle Wert } U_S} + \underbrace{I r_F}_{\text{Ohm'scher Widerstand}}$$



$$U_S = U_A - I_A r_F$$

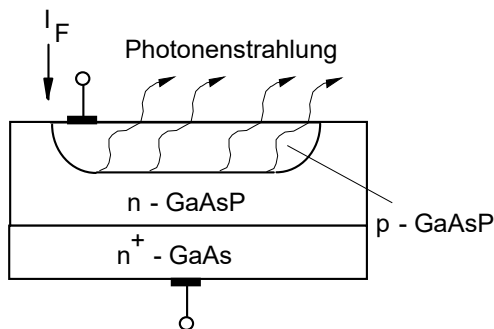
Dioden-Ersatzschaltung



Halbleiterdioden: Anwendung

LED (Light Emitting Diode)

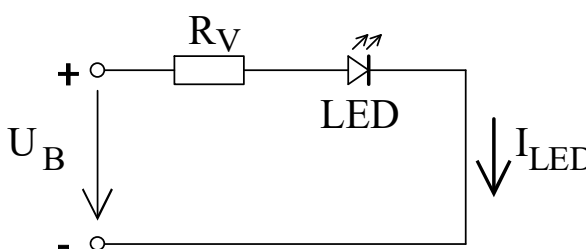
Prinzipaufbau/Arten/Anwendung



Dioden-Arten

- Einzeldioden in verschiedenen Farben (von rot bis blau) zur Anzeige von Betriebszuständen
- Sieben-Segment-Anzeigen (alphanumerische Zeichen)
- 7x5-Punktmatrizen

Anwendungsschaltung mit Vorwiderstand



$$R_V = \frac{U_B - U_{LED}}{I_{LED}}$$

mit

$$U_{LED} = 1,5 \dots 1,6 \text{ V (rot)}$$

$$U_{LED} = 2,0 \dots 2,5 \text{ V (grün/gelb)}$$

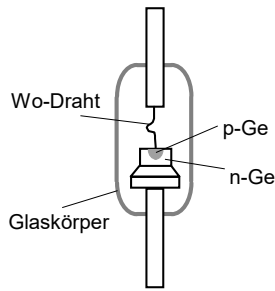
$$I_{LED} = 5 \dots 25 \text{ mA}$$

Bipolare Schaltungstechnik

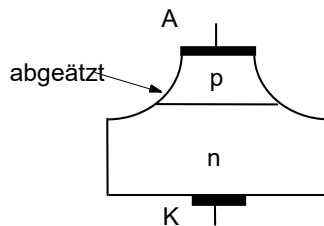
Halbleiterdioden

Dioden-Bauformen und –Grundstrukturen

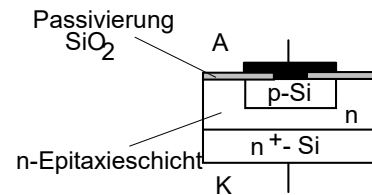
Germanium-Spitzendiode



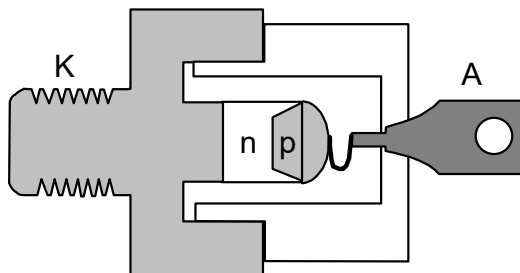
Mesa-Diode



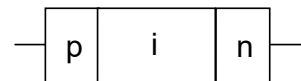
Epitaxie-Planardiode für universelle Anwendungen



Gleichrichter als Legierungsdiode



Gleichrichter für hohe Durchbruchspannungen als pin-Anordnung



eigenleitende Mittelschicht
(eigenleitend = intrinsic)

Einteilung

Diodentyp	Wesentliche Eigenschaft
Gleichrichterdioden	große I_F (1-1000 A), U_R bis 2000 V, geringe Frequenz
Universaldioden	kleine Abmessungen, kleine I_F , kleine U_{BR} , hohe Frequenz
Schaltdioden	sehr kurze Schaltzeiten (ns), großes Verhältnis von Sperr- zu Durchlasswiderstand
Z-Dioden	Definierte Durchbruchspannung, $r_Z \rightarrow 0$
Thyristoren (Vierschichtdiode)	3 pn-Übergänge; pnpn; "Zünden"
Kapazitätsdioden	durch Spannung einstellbare Kapazität
Tunneldioden	negativer Kennlinienbereich; Verstärker, Oszillator in GHz
Fotodioden	Umwandlung von Licht in elektrische Signale
Lichtemitterdioden	freiliegender pn-Übergang; LED, 7-Segment-Anzeigen
Schottkydioden	Metall-Halbleiter-Übergang, schnelle Schaltdioden

Einsatz

- Signalformwandlung mit den Schwerpunkten
 - + Gleichrichten (Netz- und HF-Gleichrichtung)
 - + Begrenzen (Messtechnik)
 - + Stabilisieren (Spannungsstabilisierung)
- als elektronischer Schalter (Digitaltechnik, Bereichsumschalter im Tuner)
- in Sperrichtung als variable Sperrschicht-Kapazität (AFC, Frequenzabstimmung)
- Schwingungserzeugung bei sehr hohen Frequenzen (cm/mm-Bereich)
- Wandler von Licht in elektrische Energie und umgekehrt (Fotodiode, LED)

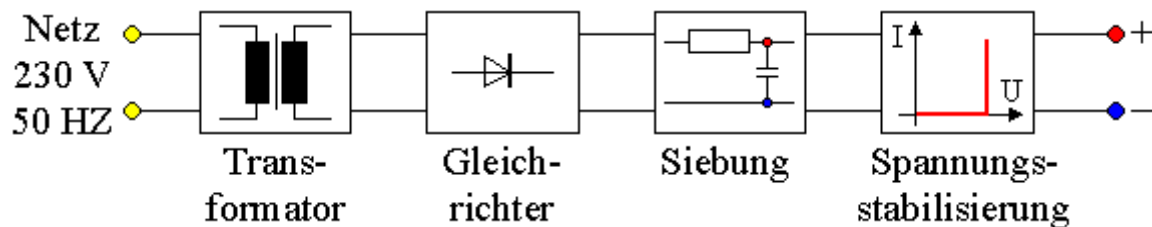
Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden

Gleichrichterdiode: Einsatz

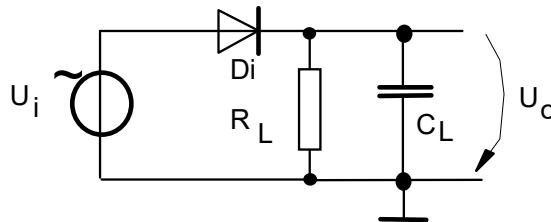
- Stromversorgung elektronischer Geräte: **Netzgleichrichtung**
- messtechnische Erfassung elektrischer Größen: **Messgleichrichter**
- Demodulation elektrischer Signale: HF-Gleichrichter; speziell **AM-Modulator** und **FM-Ratiodetektor**

Konventionelles Netzteil

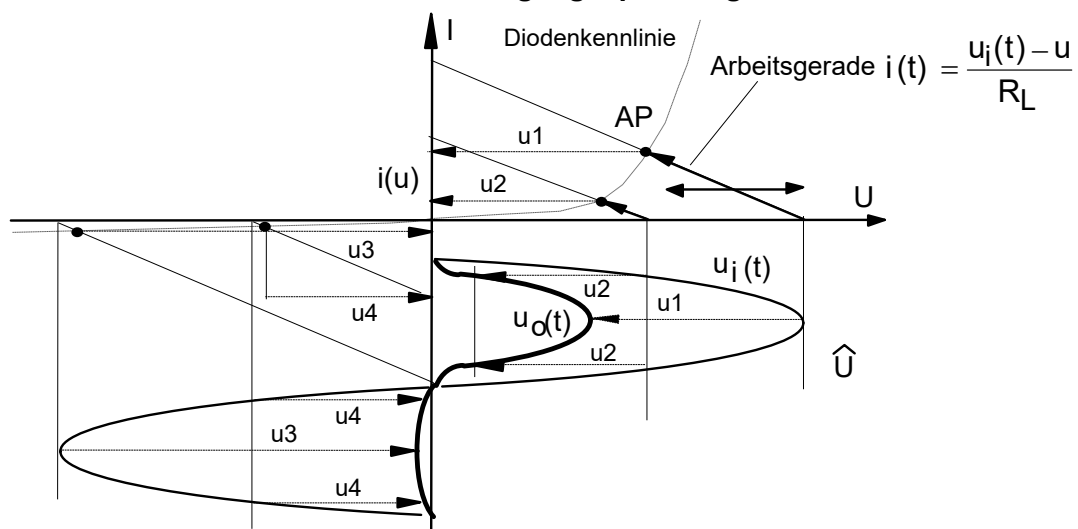


Gleichrichtung: Einweggleichrichtung

- Gleichrichtung = Umwandlung von U_{\sim} (wechselnder Polarität) in U mit einheitlicher Polarität = pulsierende Gleichspannung
- Ausnutzung der asymmetrischen Dioden-Kennlinie: Stromfluss in Durchlass-, kaum Stromfluss in Sperrrichtung
- Grundsaltung Einweggleichrichtung (Spitzenwertgleichrichter)



Grafische Konstruktion der Ausgangsspannung mit exakter Kennlinie



Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden

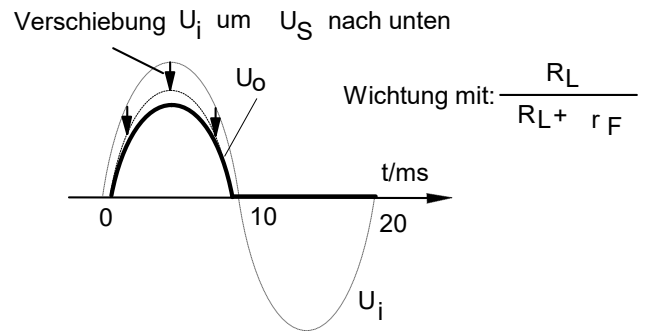
Grafische Konstruktion der Ausgangsspannung mit Knickgerade

1. $U_i \geq U_S$: $u = U_S + i r_F$

$$i(t) = \frac{u_i(t) - U_S}{R_L + r_F} \quad u_o(t) = R_L i(t)$$

2. $U_i \leq U_S$

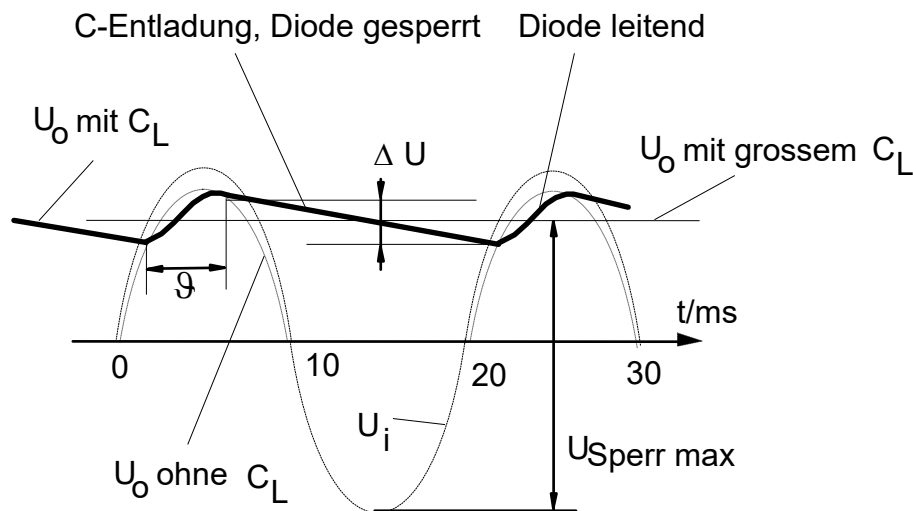
$$i(t) = 0 ; U_o = 0$$



Verlauf und Kenngrößen der Ausgangsspannung mit Ladekondensator

C_L ausreichend groß, wird geladen, erzeugt nahezu konstanten U_o -Wert

$U_o \approx U_{imax} - U_F$, $U_F \approx 1 \dots 2 \text{ V}$ (Ladephase: hohe Fluss-Impulsströme $\Rightarrow U_F$ groß)



Zeitbereiche:

- Ladephase ($U_{Diode} = U_i - U_o > U_S$, rel. kurz):
Diode leitend, Zeit \cong Stromflusswinkel ϑ , hoher Diodenstrom, Kondensator wird nachgeladen
- Entladephase Diode gesperrt, C_L liefert Strom
- Ladungsbilanz: $\int_{(T)} i(t) dt = \frac{\bar{U}_o}{R_L} T$
- max. Betriebskennwerte einhalten:
max. Verlustleistung als Mittelwert, periodische Spitzenströme
erforderliche U_{BR} : $U_{BR} > U_{Sperr} \geq 2 \hat{U}$

Welligkeit der Ausgangsspannung

$$\Delta U \ll \bar{U}_o ; \quad \bar{I}_L = I_L = \text{const.}$$

Ladungsverlust an C_L während Periodendauer T ($\vartheta = 0$ setzen): $\Delta Q = C_L \Delta U = I_L T$

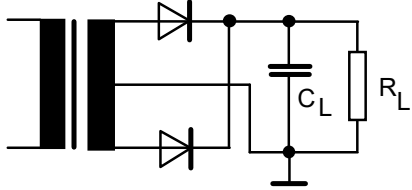
$$\Delta U = \frac{I_L T}{C_L} = \frac{I_L}{C_L f} ; \quad I_L = \frac{\bar{U}_o}{R_L} ; \quad \bar{U}_o = \hat{U} - (1..2) V$$

Bipolare Schaltungstechnik

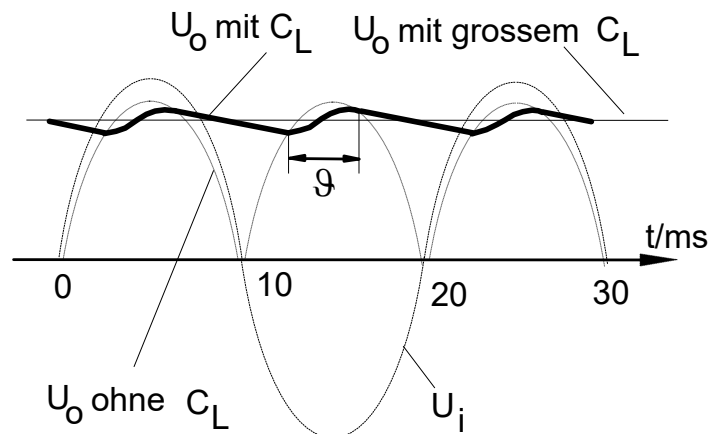
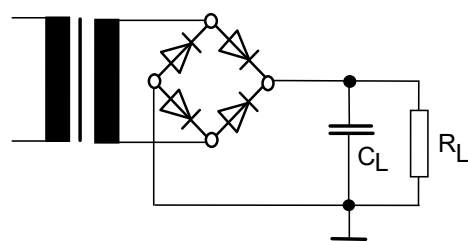
Halbleiterdioden

Zweiweggleichrichtung: Schaltungsvarianten und Ausgangsspannung

Transformator mit Mittenanzapfung

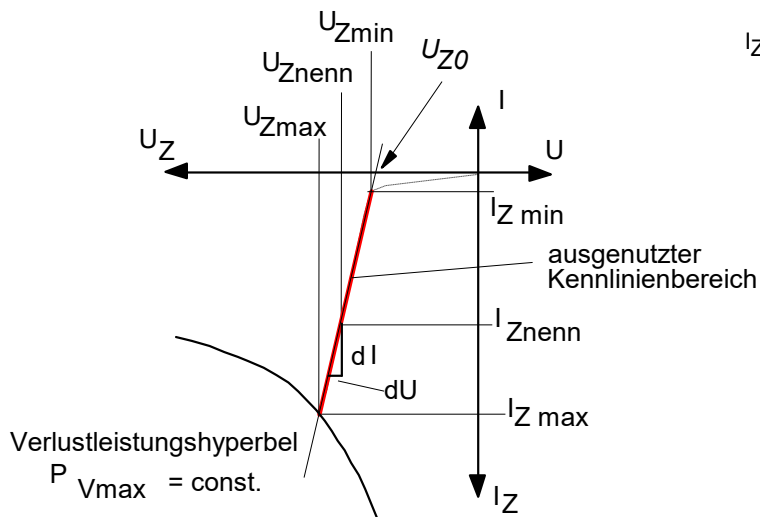


Graetz-Brücke

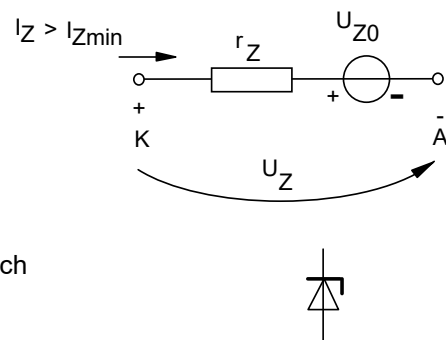


Z-Dioden

I/U-Kennlinie

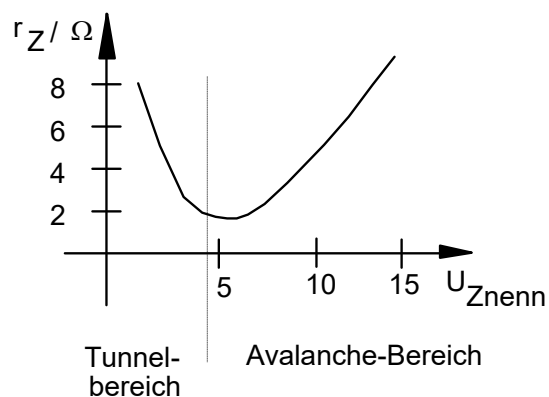


Ersatzschaltung und Schaltsymbol



Kennwerte

- Betriebsgrößen (Nenn-/Nominalwerte) U_{Znenn} , I_{Znenn} ($U_{Znenn} = 2 \dots 100V$), positiv zählen
- minimale Strom und Spannungswerte (min)
- dynamischer Z-Widerstand r_Z
- max. Verlustleistung: $0,1 \dots 10 W$



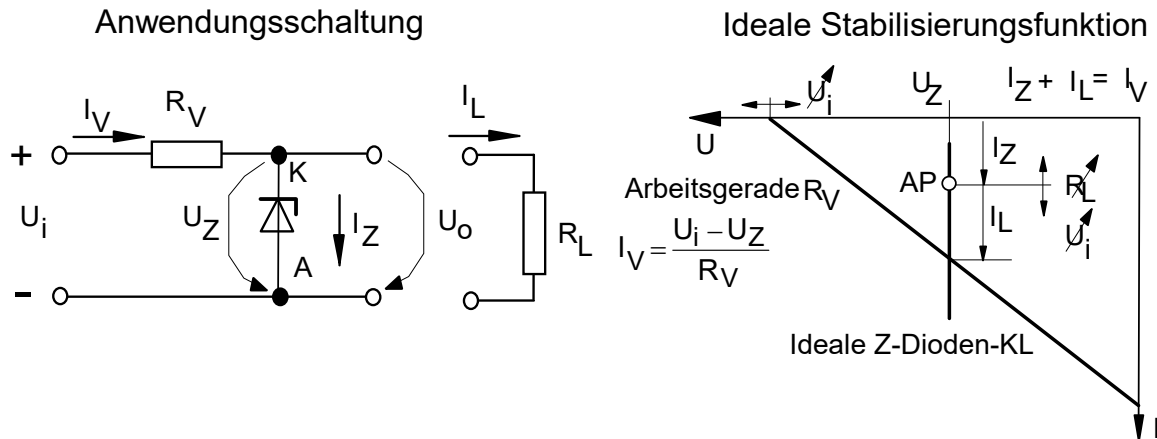
- Maximalwerte (max)
folgen aus maximal möglicher Verlustleistung $P_{Vmax} = U_{Zmax} I_{Zmax}$

Bipolare Schaltungstechnik

Halbleiterdioden

Z-Dioden

Grundprinzip der Stabilisierung



Grundgleichungen der realen Stabilisierungsfunktion

$$U_o = U_Z = U_i - R_V I_V$$

Arbeitsgerade Vorwiderstand R_V

$$I_V = I_Z + I_L$$

Knotenbilanz Ausgangsknoten

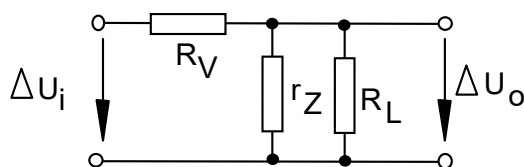
$$I_L = U_o / R_L$$

Kennlinie Lastwiderstand R_L

mit Kennlinie \Rightarrow

$$U_o = \frac{\frac{r_Z}{R_V} U_i + U_{Z0}}{1 + \frac{r_Z}{R_V}} - \frac{r_Z}{1 + \frac{r_Z}{R_V}} I_L$$

Wechselstrom-Ersatzschaltung und Glättungsfaktor G



$$G = \frac{dU_i}{dU_o} = \frac{\Delta U_i}{\Delta U_o} = 1 + R_V \left(\frac{1}{r_Z} + \frac{1}{R_L} \right) \\ = 1 + \frac{R_V}{r_Z \parallel R_V} \approx 1 + \frac{R_V}{r_Z}$$

Dimensionierung des Vorwiderstandes R_V

- bei (näherungsweise) konstanten Laststrom I_L bzw. Lastwiderstand R_L bei den Dioden-Nennwerten (nenn)

$$R_V = \frac{U_i - U_{Znenn}}{I_{Znenn} + I_L}$$

- als R_V -Wertebereich aus den Dimensionierungsgrenzen

- Mindestwert R_{Vmin} :

garantiert, dass bei maximaler Eingangsspannung U_{imax} und minimalem Laststrom I_{Lmin} die Maximalwerte I_{Zmax} und U_{Zmax} an der Z-Diode nicht überschritten werden.

$$R_V \geq R_{Vmin} = \frac{U_{imax} - U_{Zmax}}{I_{Zmax} + I_{Lmin}}$$

- Maximalwert R_{Vmax} :

darf bei vorgegebenen maximalen Laststrom I_{Lmax} und minimaler Eingangsspannung U_{imin} nicht überschritten werden. Ansonsten werden die Minimalwerte I_{Zmin} und U_{Zmin} an der Z-Diode unterschritten und die Diode verliert ihre Stabilisierungswirkung.

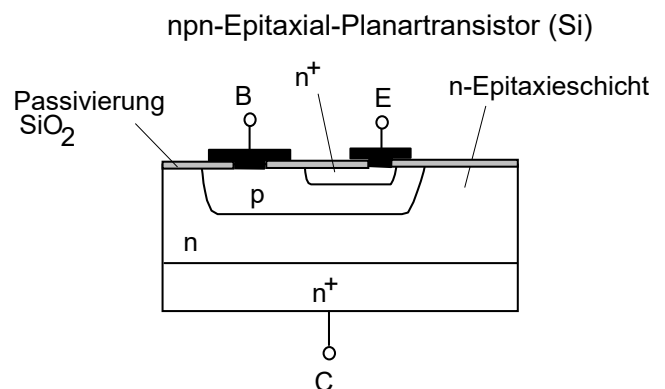
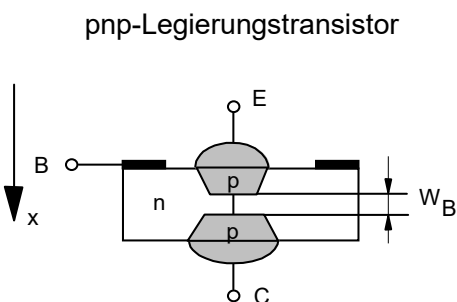
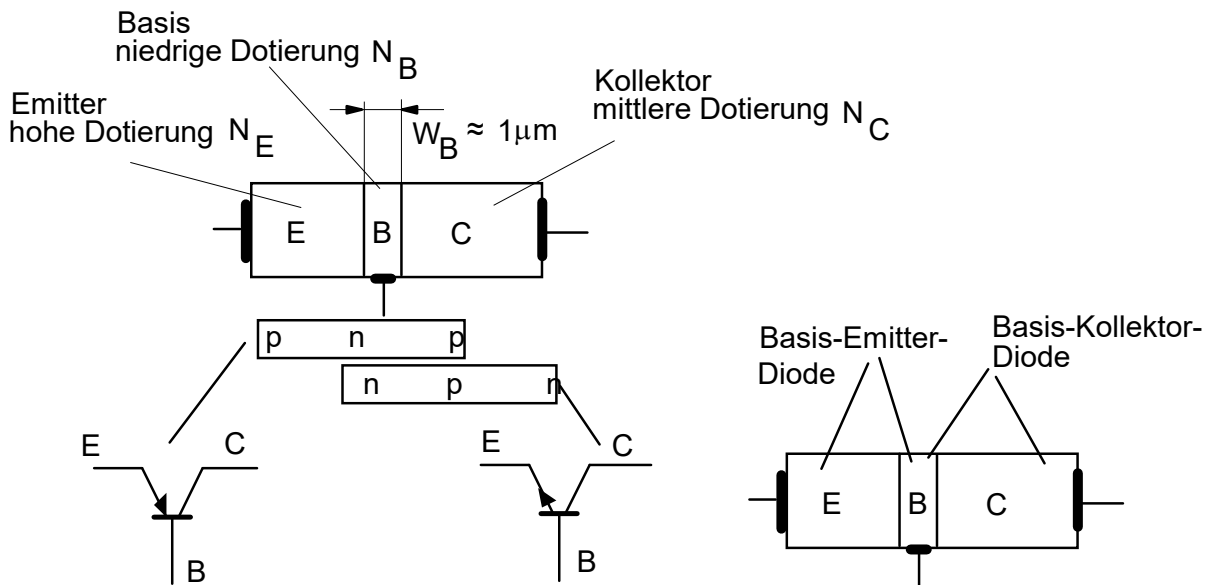
$$R_V \leq R_{Vmax} = \frac{U_{imin} - U_{Zmin}}{I_{Zmin} + I_{Lmax}}$$

Bipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Transistor Grundprinzip

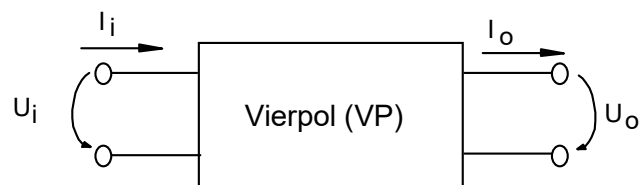
Technologischer Prinzipaufbau und Arten



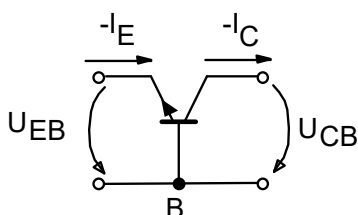
Transistor-Grundsaltungen

Transistor-Einsatz erfolgt als Vierpol-Grundsaltung

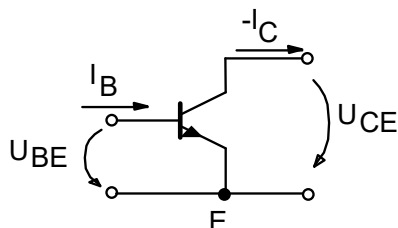
Ein Anschluss wird am Ein- und Ausgang gemeinsam genutzt und gibt der Grundsaltung ihren Namen



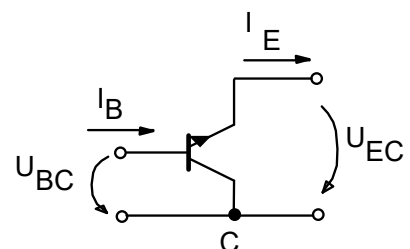
Basisschaltung (BS)



Emitterschaltung (ES)



Kollektorschaltung (KS)



Bipolare Schaltungstechnik

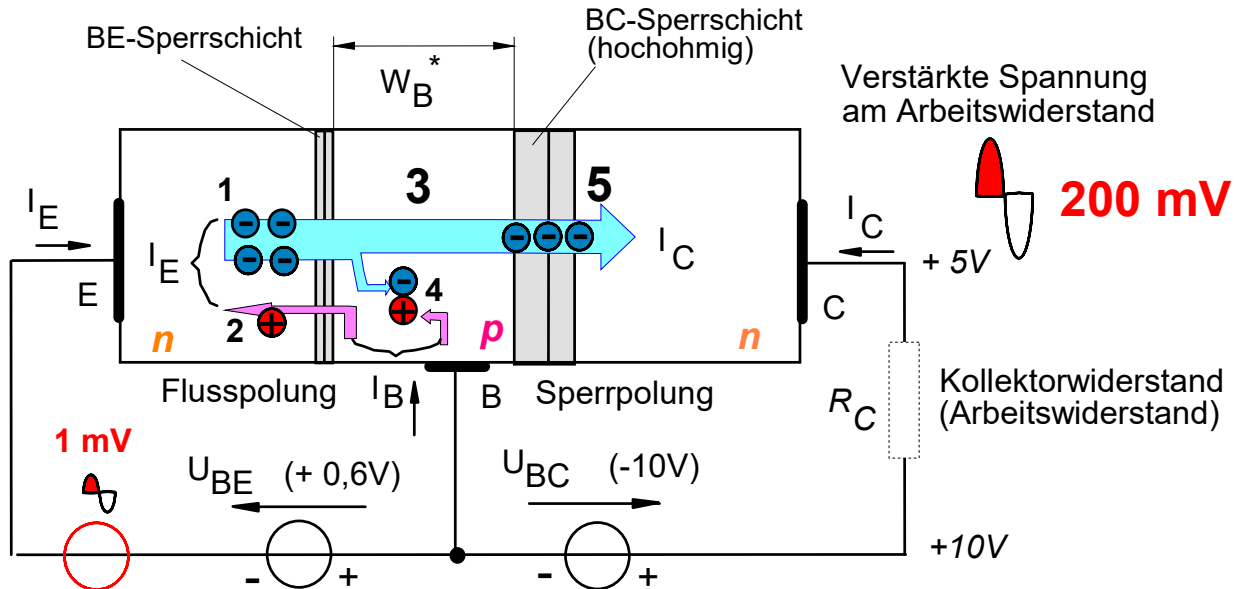
Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Funktionsprinzip des Bipolartransistors

Die Wirkungsweise des Bipolartransistors beruht auf der elektronischen Verkopplung zweier pn-Übergänge, des Basis-Emitter- und des Basis-Kollektor-Übergangs.

Die im niederohmigen Emitterring fließenden Ladungsträger durchlaufen nahezu vollständig die dünne Basisschicht hin zum hochohmigen Kollektorkreis, ohne über den Basisanschluss abzufließen.

Funktionserläuterung an der Basisschaltung:



1. Injektion e^- (Maj.) von E nach B (dort Min.), Injektions-Strom I_{En}
2. Injektion e^+ (Maj.) von B nach E (dort Min.), Injektions-Strom I_{Ep} (ist störend)
Forderung: $I_{En} \gg I_{Ep} \Rightarrow N_E \gg N_B$ (n^+p)
3. Transport e^- von E nach C (eff. Basisbreite), Strom I_{CT} , Trägerverluste durch 4.
4. Rekomb.-Verluste im Basisraum, I_B -Anteil $I_{B\text{Rek}}$,
Basis-Gesamtstrom: $I_B = I_{B\text{Rek}} + I_{Ep}$
5. BE-gesteuerter Elektronen-Diffusions-Strom durch Basis (Min.), dringt in hochohmige BC-Sperrschicht ein, $I_C \approx I_E$

Eigenschaften:

- BC-Sperrschicht wirkt wie gesteuerte Stromquelle
große Sperrspannung U_{BC} bleibt erhalten, I_C unabhängig von U_{BC} Änderungen,
großer Spannungshub an äußerem Lastwiderstand wird möglich

\Rightarrow **Spannungsverstärkung**

Anschaulich erklärt als **Widerstandsmodulation der BC-Sperrschicht**,
für Name: "Übertragungswiderstand" = **transfer resistor** = **Transistor**

Stromverstärkung Basischaltung: $A_N = \frac{I_C}{I_E} \leq 1$, nahe 1 (z. 0.995)

Ausgehend vom Funktionsprinzip wird das Strom-Spannungs-Verhalten des Bipolartransistors durch 2 Kennliniengleichungen beschrieben. Sie werden für die Basisschaltung abgeleitet. Die Diodengleichungen der beiden pn-Übergänge sind miteinander verknüpft.

Die Kennliniengleichungen der Basisschaltung können auf die Emitter- und Kollektorschaltung umgeschrieben werden. Sie enthalten dabei die Strom- und Spannungsgrößen der jeweiligen Grundschaltung.

Bipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Transistor-Betriebsbereiche (Polung für npn)

Betriebsbereich	BE-Diode	BC-Diode	Vorkommen/Anwendung
aktiv normal	$U_{BE} > 0$ (fluss)	$U_{BC} < 0$ (sperr)	Verstärker
aktiv invers	$U_{BE} < 0$ (sperr)	$U_{BC} > 0$ (fluss)	Spezialanwendungen (z.B. niederohmige Schalter)
Sättigungsbetrieb	$U_{BE} > 0$ (fluss)	$U_{BC} > 0$ (fluss)	Transistor-Schalter
Sperrbetrieb	$U_{BE} < 0$ (sperr)	$U_{BC} < 0$ (sperr)	Transistor-Schalter

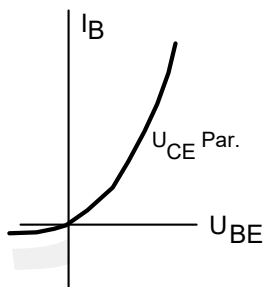
Begriff Kennlinienfeld (KF)

Grafische Darstellung einer I/U-Größe als Funktion von zwei unabhängigen I/U-Größen

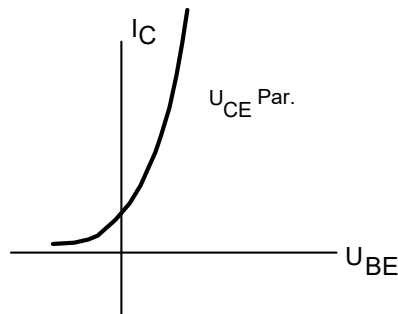
- 1. Unabhängige kontinuierlich verändern
- 2. Unabhängige als diskrete Parameter \Rightarrow **Kurvenscharen**

Kennlinienfelder der Emitterschaltung

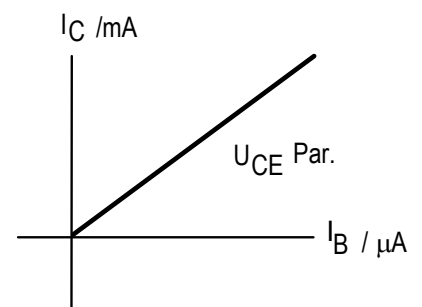
Eingangs-KF



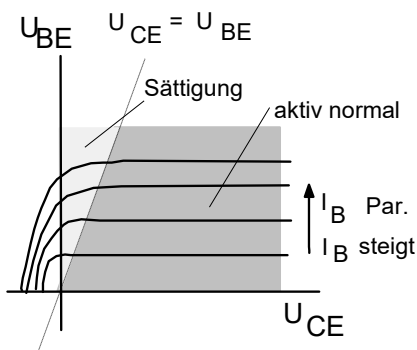
Strom-Spannungs-
Übertragung vorwärts



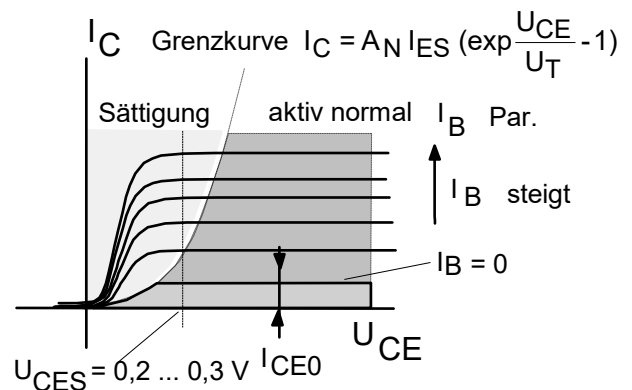
Strom-Strom-Übertragung vor



Spannungsübertragung/-Rückwirkung



Ausgangs-KF



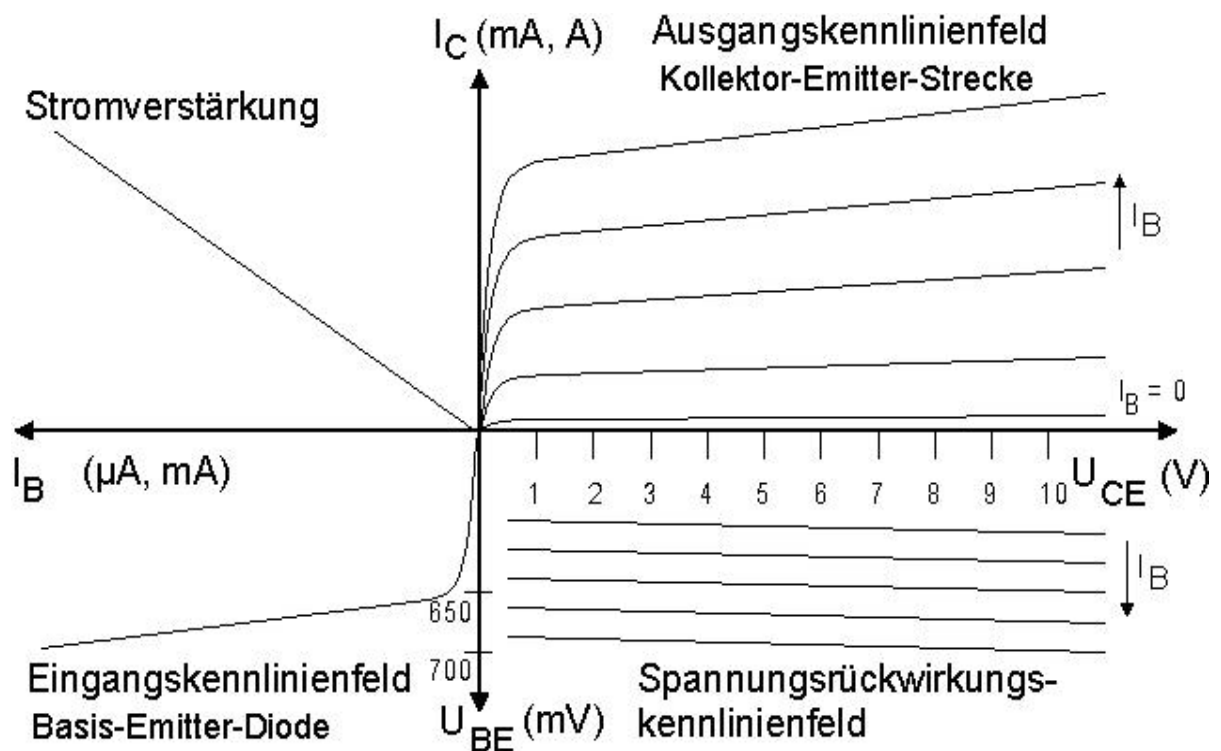
Bipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Reale Kennlinieneffekte

- ❑ Early-Effekt: Reduktion der Basisbreite durch Ausdehnung der Basis-Kollektor-Sperrschicht
Wirkungen:
 - Endlicher Kollektorstrom-Anstieg im Ausgangs-KF,
 - Spannungs-Rückwirkung Ausgang \Rightarrow Eingang
 - Erhöhung der Stromverstärkung. $B_{NEa} = B_{Nideal} (1 + \frac{U_{CE}}{U_{Ea}})$; $I_C \approx B_{NEa} I_B$
- U_{Ea} ... Early Spannung
- ❑ Durchbruch und Durchbruchspannungen (Ursache s. pn)
- ❑ Bahn-/Serienwiderstände (wichtigster: Basis-Bahnwiderstand)

Vierquadranten-Kennlinienfeld (Emitterschaltung)



Quadrant	Gleichung	Parameter	Bezeichnung
1	$I_C = f(U_{CE})$	I_B	Ausgangskennlinienfeld
2	$I_C = f(I_B)$	U_{CE}	Übertragungskennlinienfeld
3	$U_{BE} = f(I_B)$	U_{CE}	Eingangskennlinienfeld
4	$U_{BE} = f(U_{CE})$	I_B	Rückwirkungskennlinienfeld

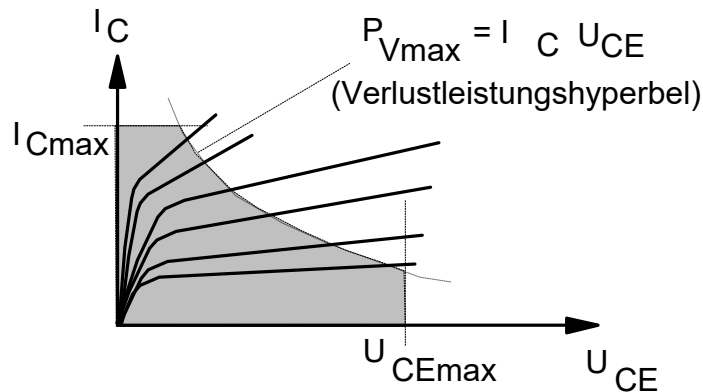
Bipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

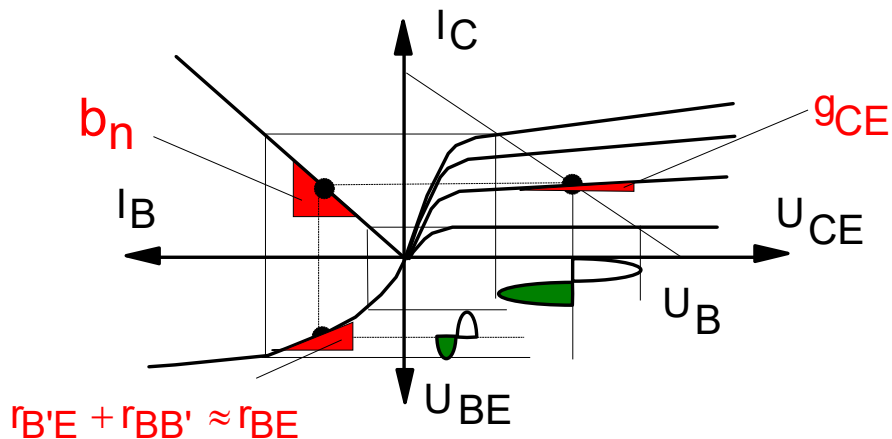
Transistor Grenzwerte

- Maximale Ströme (technologisch bedingt), minimale Ströme (Restströme)
- Maximale Spannungen (Durchbruch),
Minimale Spannungen (Rest- oder Sättigungsspannung U_{CES} , U_{CER})
- Maximale Verlustleistung P_{Vmax}
Ohm'sches Gesetz der Wärmeleitung: $T_{jmax} = T_U + R_{th} P_{Vmax}$

Ausnutzbarer KL-Bereich



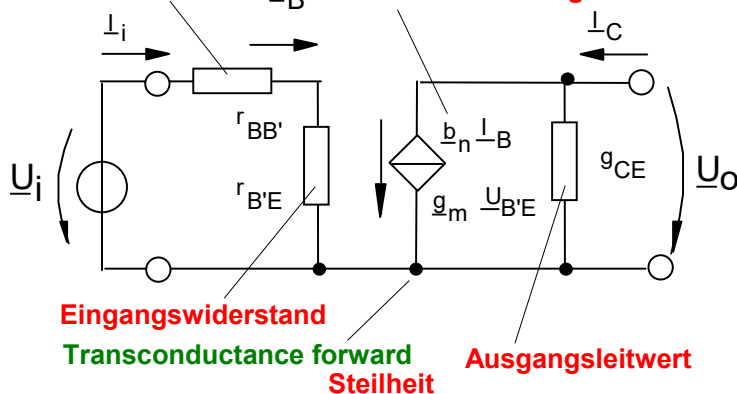
Aussteuerung im reduzierten Kennlinienfeld (ohne Rückwirkung) Definition der Kleinsignalparameter für NF



Ersatzschaltung nach Giacoletto bei NF (tiefe Frequenzen)

Basis-Bahnwiderstand

Stromverstärkung



$$r_{BE} = \left. \frac{dU_{BE}}{dI_B} \right|_{AP} = \frac{U_T}{I_{BA}}$$

$$g_{CE} = \left. \frac{dI_C}{dU_{CE}} \right|_{AP} = \frac{I_{CA}}{U_{CEA} + U_{Ea}}$$

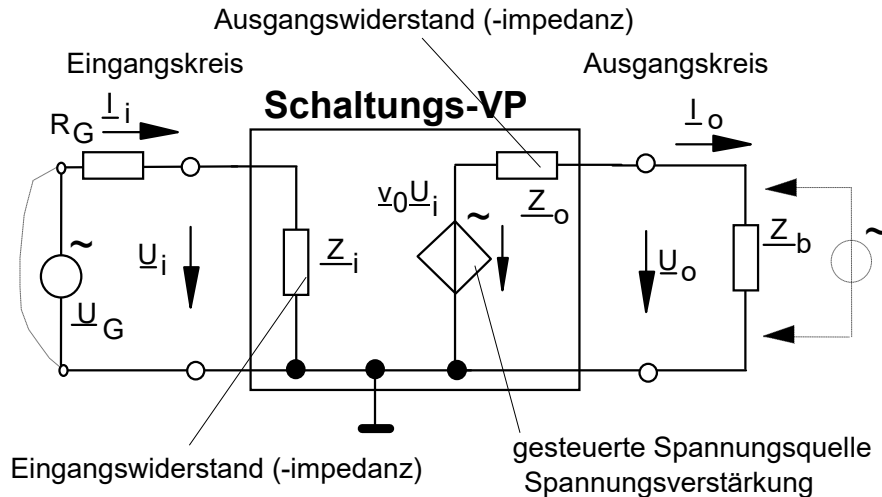
$$g_m = \left. \frac{dI_C}{dU_{BE}} \right|_{AP} = \frac{b_n}{r_{BE}} = \frac{I_{CA}}{U_T} = S$$

$$b_n = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{AP} = B_N \left(1 + \frac{U_{CEA}}{U_{Ea}} \right)$$

Bipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Verstärker-Grundsaltung mit Kennwerten



- **Eingangswiderstand:** Charakterisiert Belastung einer Signalquelle (*Erläuterung s. u*)
- **Ausgangswiderstand:** Reduzierung der verfügbaren Ausgangsspannung bei Strombelastung durch Belastungswiderstände
- **Spannungsverstärkung:** Fähigkeit zur Nutzarmachung kleiner Eingangssignale

Ersatzschaltelemente für den Kleinsignal-Transistorverstärker nach F 2-17

(Ausgangs-Koppelkondensator ist ausreichend groß → Wechselspannungs-Kurzschluss)

Tiefe Frequenzen: Einfluss des Eingangs-Koppelkondensators vorhanden

Höhere Frequenzen (Koppelkondensatoren sind Wechselspannungs-Kurzschluss)

$$\underline{Z}_i = \frac{1}{j\omega C_{K1}} + Z_i$$

$$\underline{Z}_i = Z_i = R_1 \parallel R_2 \parallel r_{BE}$$

$$\underline{v}_0 = -g_m \underline{Z}_o \cdot \underline{G}_{HP};$$

$$\underline{v}_0 = -g_m \underline{Z}_o$$

$$\underline{G}_{HP} = \frac{j\omega\tau_i}{1 + \omega\tau_i}; \quad \tau_i = Z_i C_{K1}$$

$$\underline{Z}_o = R_C \parallel g_{CE}$$

Grundsaltungs-Vergleich

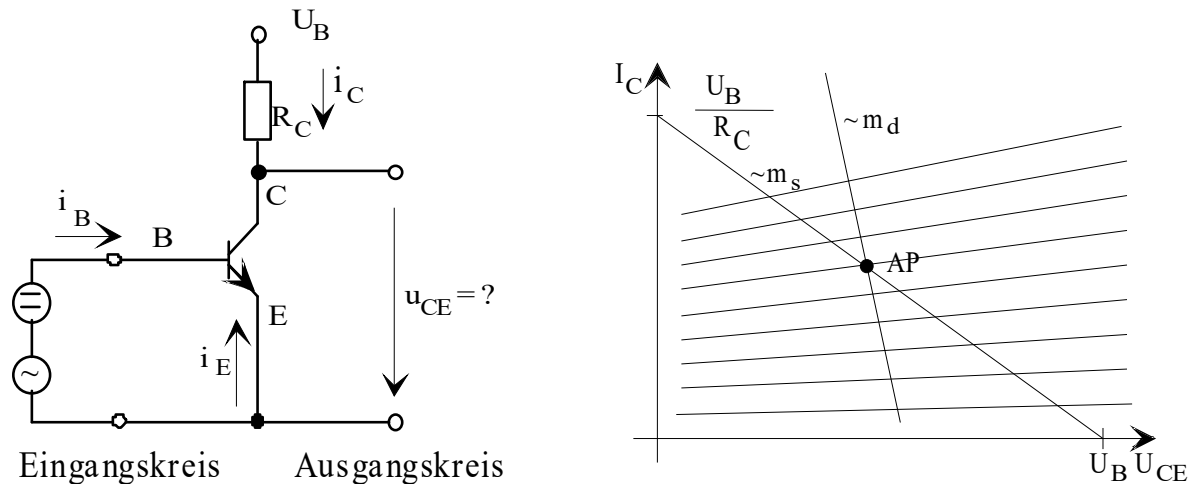
	Basis	Emitter	Kollektor
Verstärkungen			
U	hoch	hoch	< 1
I	<1	hoch	hoch
P	hoch	sehr hoch	hoch
Widerstände			
Eingang	sehr klein (<100 Ω)	mittel (1 k)	hoch (> 100 k)
Ausgang	sehr hoch (1 M)	mittel (10 ...100 k)	klein (wenige Ω)
Typische Anwendung	Spannungs-Verstärker mit hoher Grenzfrequenz	Spannungs- und Leistungs-Verstärker	Impedanzwandlung (Widerstands.-Transformation) Endstufen

Bipolare Schaltungstechnik

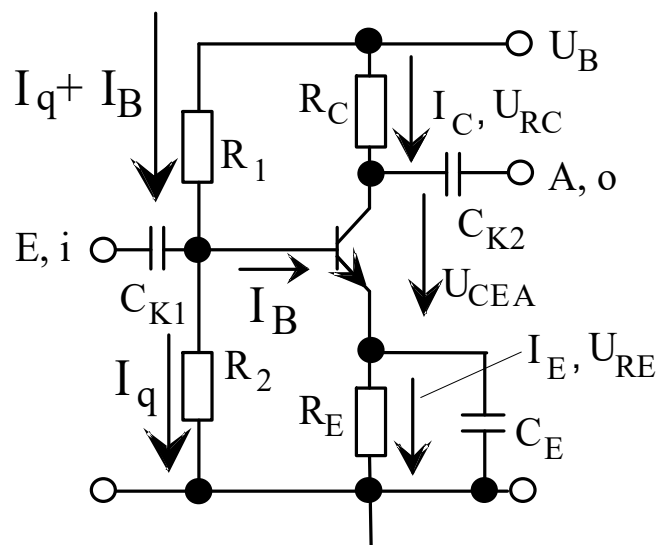
Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Arbeitspunkt

- ❑ Jeder Verstärkertransistor braucht einen (Gleichstrom-) Arbeitspunkt, der mit kleinem Wechsel-signal angesteuert wird. Er liegt im **aktiv normalen** Bereich.
- ❑ In der Verstärkerschaltung werden nur die Wechselanteile betrachtet/genutzt.
- ❑ Im Ausgangs-Kennlinienfeld werden die statische und die dynamische Arbeitsgerade festgelegt.



Kleinsignal-Verstärker in Emitterschaltung mit vollständiger äußerer Beschaltung



Dimensionierungsgleichungen zur Arbeitspunkteinstellung

$$R_2 = \frac{U_{BEA} + U_{REA}}{I_q}; \quad R_1 = \frac{U_B - (U_{BEA} + U_{REA})}{I_q + I_{BA}};$$

$$R_C = \frac{U_B - (U_{CEA} + U_{REA})}{I_{CA}}; \quad R_E = \frac{U_{REA}}{I_E} \approx \frac{U_{REA}}{I_C}$$

Vorgaben zur Arbeitspunkteinstellung:

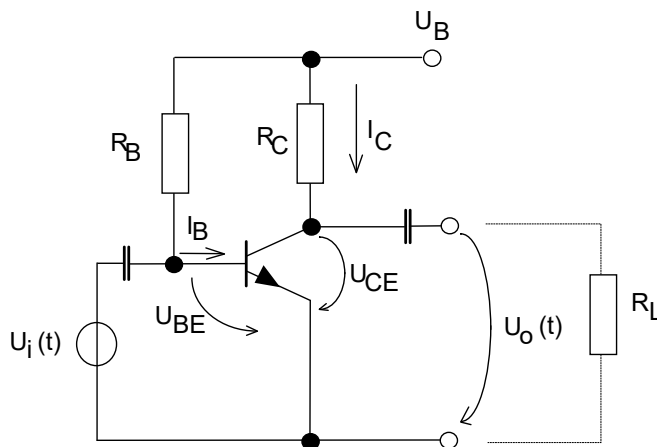
- Spannung U_{BE} ist „geklemmt“: $U_{BE} \approx 0,6 \dots 0,7 \text{ V}$ (vorgeben oder annehmen)
- Querstrom $I_q \approx (2 \dots 10) \cdot I_{BA}$
- Spannung $U_{RE} = 1 \dots 2 \text{ V}$

Bipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Beispielschaltung mit reduzierter Beschaltung (idealer Transistor)

Arbeitspunkt-Einstellung/Dimensionierung



$$I_{BA} = \frac{I_{CA}}{\beta_N}$$

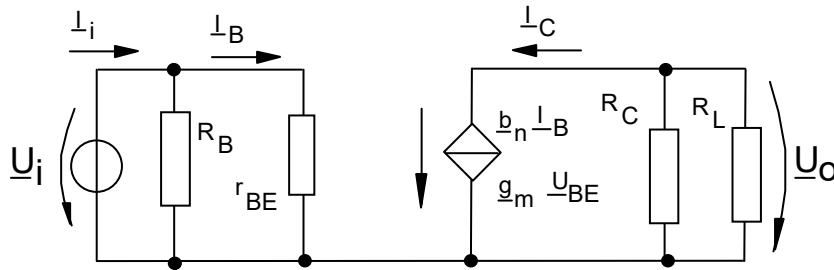
$$R_C = \frac{U_B - U_{CEA}}{I_{CA}}$$

$$U_{BEA} \approx U_T \ln \left(\frac{I_{BA}}{I_{ES}(1 - A_N)} \right)$$

Praxis: $U_{BEA} = 0,6 \dots 0,7 \text{ V}$ ansetzen

$$R_B = \frac{U_B - U_{BEA}}{I_{BA}}$$

Wechselstrommäßiges Ersatzschaltbild



Knotensatz am Ausgang: $\beta_n I_B = - \frac{U_o}{R_C \parallel R_L} \Rightarrow U_o = - \beta_n I_B R_C \parallel R_L$

Maschensatz am Eingang: $U_i = r_{BE} I_B$

Spannungsverstärkung

$$\underline{v}_U = \underline{v} = \frac{U_o}{U_i} = - \frac{\beta_n R_C \parallel R_L}{r_{BE}} = - g_m R_C \parallel R_L \quad \text{AP-Abhängigkeit: } g_m = \frac{I_{CA}}{U_T}$$

Leerlauf am Schaltungsausgang ($R_L \rightarrow \infty$) $\underline{v}_U = \underline{v} = \frac{U_o}{U_i} \approx - g_m R_C$

Schaltungs-Eingangswiderstand

$$\underline{Z}_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_B + I_{RB}} = R_B \parallel r_{BE}$$

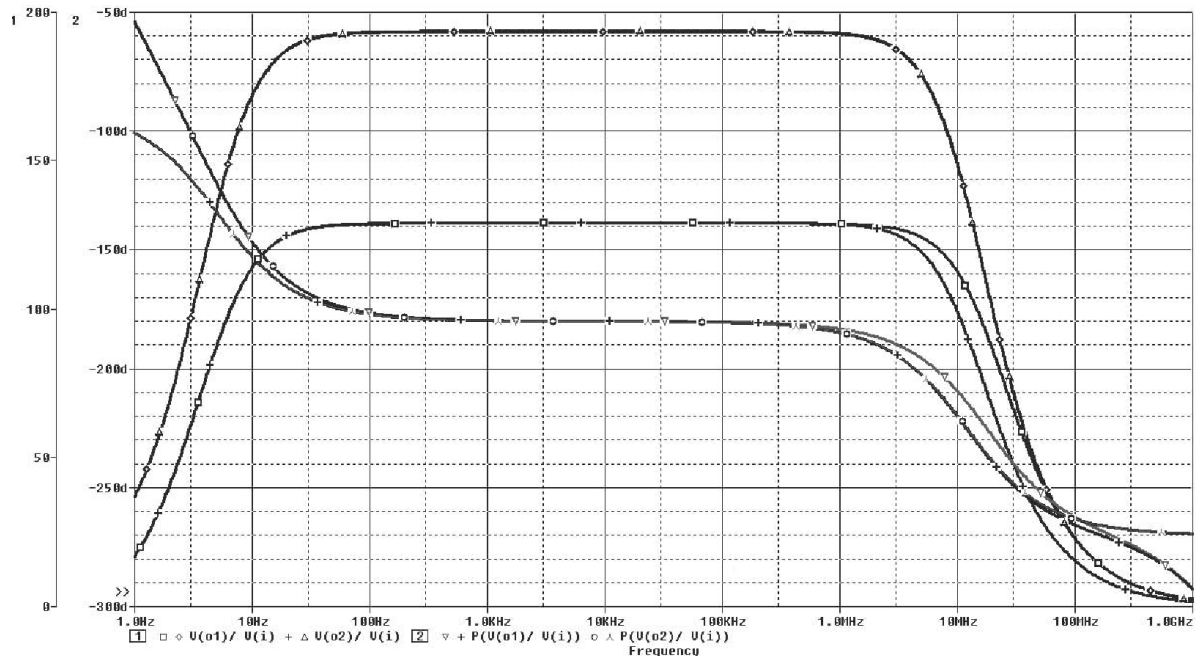
Durch Verzicht auf R_2 im Basis-Spannungsteiler wird $R_1 = R_B$ vergrößert und somit auch der Wechselstrom-Eingangswiderstand.

Bipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit Bipolartransistoren

Kenngrößen von Verstärkerschaltungen

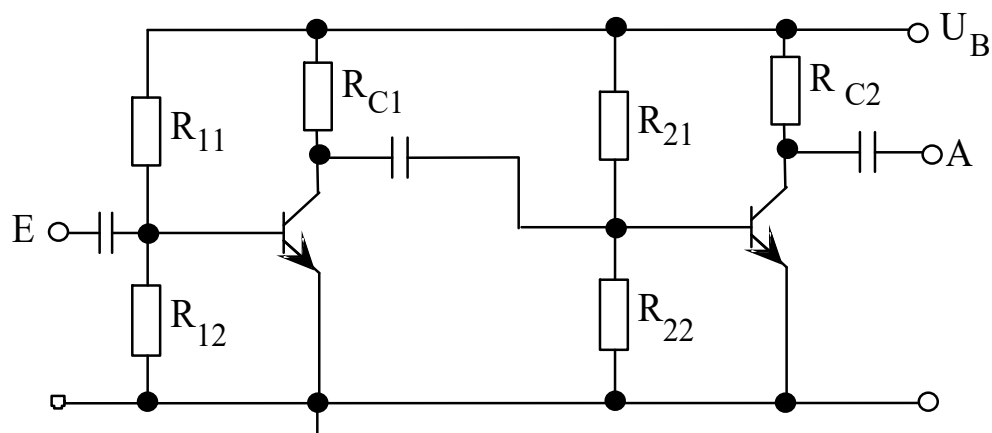
- Frequenzabhängige Spannungsverstärkung = Frequenzgang nach Betrag (Amplitudengang) und Phase (Phasengang) im Bode-Diagramm



- Nichtlineare Verzerrungen: **Der Klirrfaktor k**
Ein periodisches, nichtharmonisches Signal wird in eine Fourierreihe zerlegt \Rightarrow Grund- und Oberwellen
Definition über die Leistung

$$k = \sqrt{\frac{\text{Summe der Leistung der Oberwellen}}{\text{Wechselstrom – Gesamtleistung}}} = \sqrt{\frac{\bar{P}_{2\omega} + \bar{P}_{3\omega} + \dots}{\bar{P}_{\omega} + \bar{P}_{2\omega} + \bar{P}_{3\omega} + \dots}} = \sqrt{\frac{\hat{U}_{2\omega}^2 + \hat{U}_{3\omega}^2 + \dots}{\hat{U}_{\omega}^2 + \hat{U}_{2\omega}^2 + \hat{U}_{3\omega}^2 + \dots}} = \sqrt{\frac{\hat{i}_{2\omega}^2 + \hat{i}_{3\omega}^2 + \dots}{\hat{i}_{\omega}^2 + \hat{i}_{2\omega}^2 + \hat{i}_{3\omega}^2 + \dots}}$$

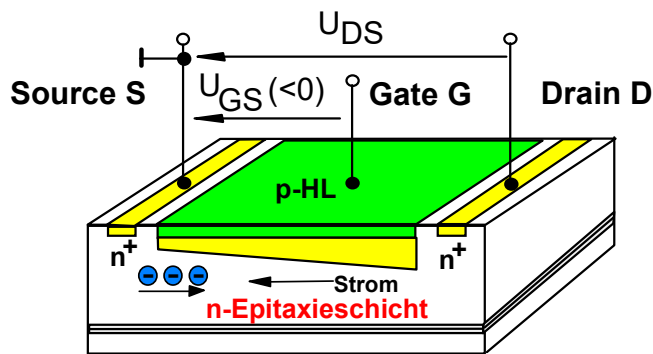
Mehrstufige Verstärker Prinzip der RC-Kopplung



Unipolare Schaltungstechnik

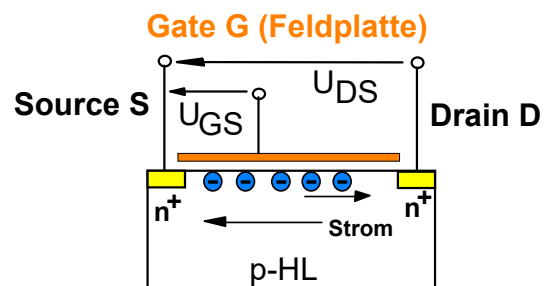
Unipolartransistoren sind Halbleiterbauelemente, in denen die Leitfähigkeit eines halbleitenden **Kanals** durch ein elektrisches, auf den Kanal einwirkendes Feld gesteuert werden kann. Der Kanal ist in die Oberfläche einer Siliciumkristallscheibe (Substrat) eingebettet.

Feldeffekt-Grundprinzipien



Steuerbarer Strom in Epitaxieschicht durch Querschnittsänderung der stromführenden Fläche infolge Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtbreite

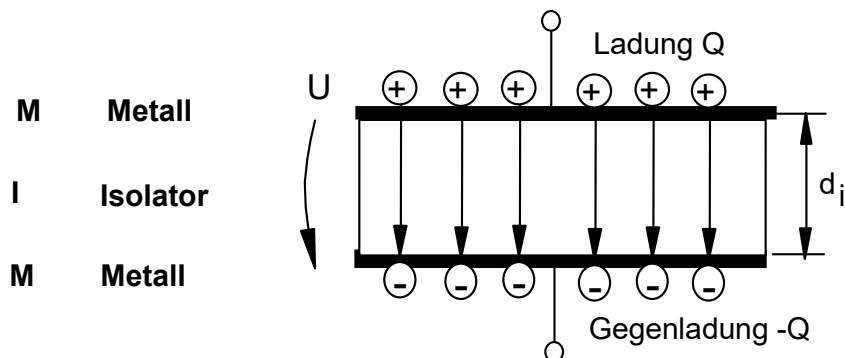
Junction Field Effect Transistor, JFET
Sperrschicht-Feldeffekttransistor SFET



Steuerbarer Strom in Halbleiter-Grenzschicht durch Leitfähigkeitsänderung (Trägerdichte über Ladungsinfluz) über Spannung an der Feldplatte (Gate)

Insulated Gate Field effect Transistor IGFET
Metal Insulator (Oxide) Semiconductor MISFET/ MOSFET

Das Prinzip der Ladungsinfluz am Plattenkondensator

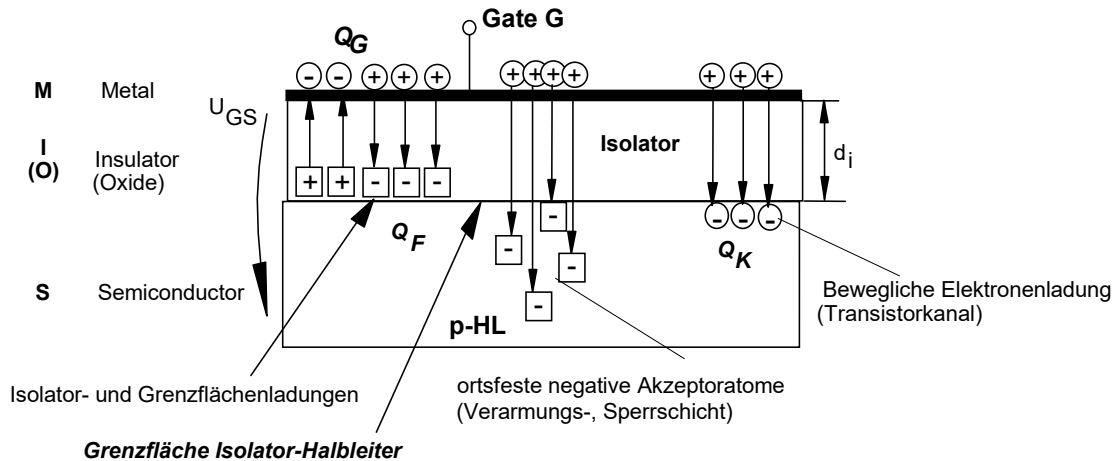


- Positive Ladungen senden Feldlinien aus und ziehen damit negative Ladungen an (stoßen positive ab)
- Feldliniendichte wird durch die Verschiebungsflusddichte $D = Q/A$ erfasst, $[D] = 1 \text{ As/cm}^2$
- Die Verschiebungsflusddichte ist mit der elektrischen Feldstärke verbunden:
 $E = D/\epsilon$; Permittivität $\epsilon = \epsilon_{\text{rel}} \epsilon_0$; $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{\text{As}}{\text{Vm}}$... absolute Feldkonstante
- Die elektrische Feldstärke erzeugt über eine Länge einen Spannungsabfall: $U = E \cdot d_i$

$$U = \frac{D}{\epsilon} \cdot d_i = \frac{Q}{\epsilon A} \cdot d_i = \frac{Q}{C}$$
- Ladungs-Spannungs-Bilanz: $Q = C \cdot U$; Kennwert: Platten-, Isolatorkapazität $C = \frac{\epsilon A}{d_i}$

Unipolare Schaltungstechnik

Die MIS-Grundstruktur: MIS/MOS = Metal -Insulator(Oxide)-Semiconductor



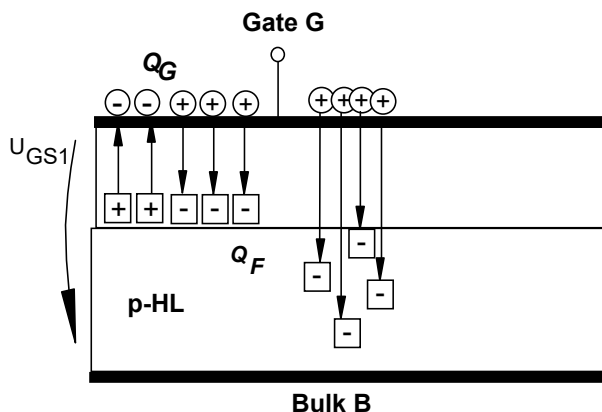
Bestandteile:

- **Metal (Gate):** Metall: Al, hochdotiertes Poly-Silizium
- **Insulator:** Isolator: SiO_2 (10 ... 100nm), thermische Oxydation, Al_2O_3 , Si_3N_4 (Abscheidung)
Kennwerte: Dicke d_i , d_{ox} , Permittivität ϵ_i , ϵ_{ox}
- **Semiconductor:** n: p-, n-Halbleiter (Substrat),
Ladungsträger im Transistorkanal sind bezüglich Substrat Minoritäten
(Umkehrung Leitungstyp = Inversion)
- **Grenzfläche Isolator-HL (GF):**
bedeutsam für lateralen Ladungsträger-Transport (Drainstrom)

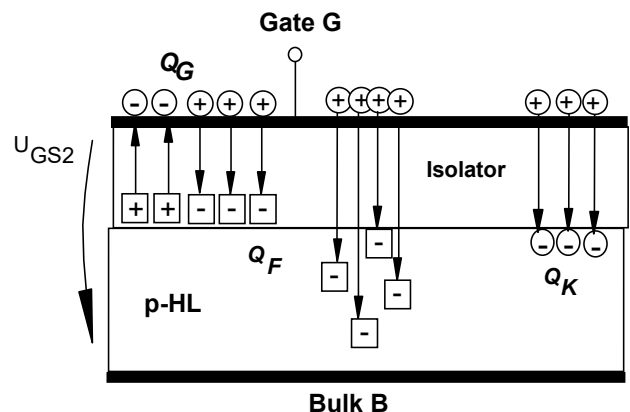
Ladungsanteile und Ladungs-Spannungs-Splitting (n-Kanal)

Die Ladungsanteile in der MIS-Struktur (flächenbezogen, zweigestrichen ") werden eingeteilt in

- **ortsfeste, stets vorhandene, spannungsunabhängige Ladungen Q_F**
 - im Isolator (positive Alkali-Ionen als Verunreinigungen), an der Grenzfläche (Schwellspannungs- Implantate),
 - im Halbleiter (Verarmungs-/Sperrschicht zwischen Transistorkanal und Substrat)
- **bewegliche, spannungsabhängige Ladung Q_K (Transistorkanal)** zur Bildung des lateralen Transistorstromes (Drainstrom)



$U_{GS} = U_{GS1} (< U_{GS2})$
Bildung der Feldlinien für Festladungen hat
Priorität



$U_{GS} = U_{GS2} (> U_{GS1})$
Bildung der Feldlinien für Festladungen
abgeschlossen, Kanalbildung setzt ein

Grenzspannung = **Schwellspannung**, Stromeinsatz erfolgt

Unipolare Schaltungstechnik

Ladungs-Spannungs-Bilanz für bewegliche Kanal-Ladungsträger

$$-Q''_K = C''_i (U_{GS} - U_{TH}) ;$$

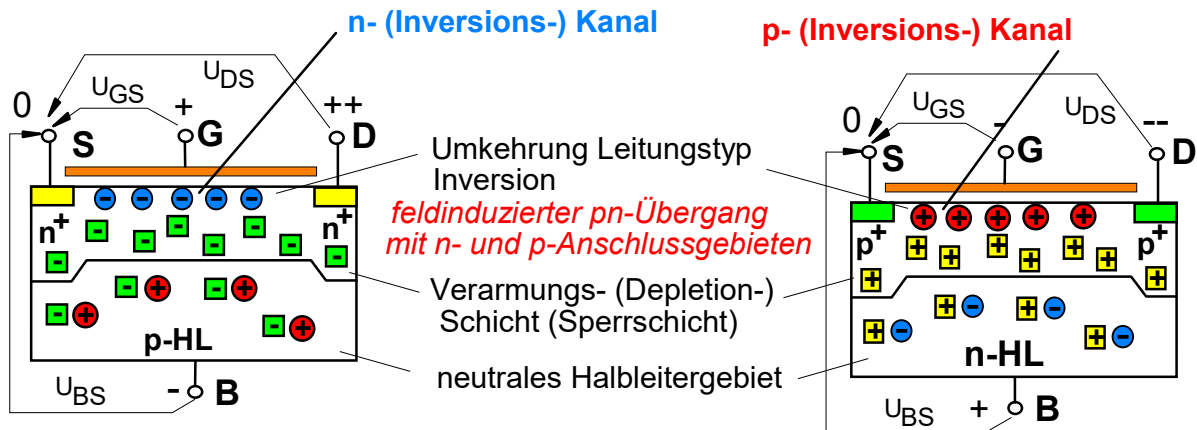
$$C''_i = \frac{\epsilon_{i \text{ rel}} \epsilon_0}{d_i}$$

flächenbezogene Isolatorkapazität

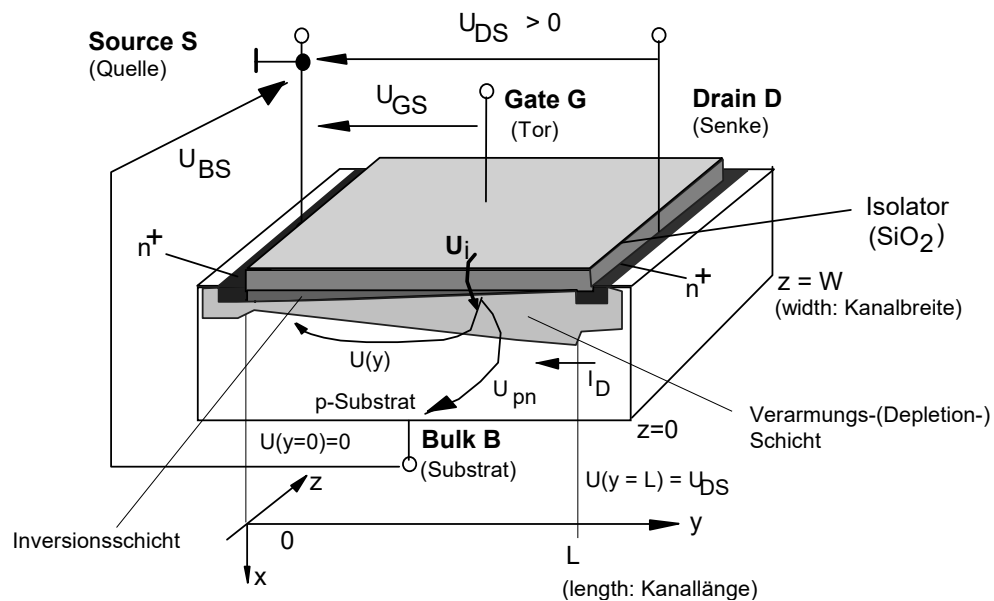
Schwellspannungsverschiebung bei Festladungsänderung

$$\Delta U_{TH} = - \frac{\Delta Q''_F}{C''_i}$$

Halbleiter-Ladungsprofile und Spannungsdefinitionen



Grundstruktur zur Ableitung der Kennlinie



Voraussetzungen zur Kennlinienableitung:

- erfolgt an obiger Grundstruktur für **den** aktiven KL-Bereich, "von Hand" möglich
- Drainstrom = reiner Feldstrom,
- **Langkanalnäherung** (Kanallänge $L > 10 \mu\text{m}$): eindimensionaler Stromfluss in y-Richtung
- konstante Schwellspannung im Kanal \Rightarrow "Lehrbuchgleichungen"

MIS-Transistortypen

	Anreicherungstyp (Enhancement)	Verarmungstyp (Depletion)
	kein Stromfluss bei $U_{GS} = 0\text{ V}$ (normally off)	Stromfluss vorhanden bei $U_{GS} = 0\text{ V}$ (normally on)
p-Kanal $U_{DS} < 0$	$U_{TH} < 0$	$U_{TH} > 0$
n-Kanal $U_{DS} > 0$	$U_{TH} > 0$	$U_{TH} < 0$

Unipolare Schaltungstechnik

Statische Kennliniengleichungen (n-Kanal)

1 $I_D = 0$ $U_{GS} < U_{TH}$
Bereich unterhalb Schwellspannung (Subthreshold-Bereich, Sperr-Bereich)

2 $I_D = K \left[(U_{GS} - U_{TH}) U_{DS} - \frac{U_{DS}^2}{2} \right]$ $U_{DS} < U_{GS} - U_{TH}$

aktiver Bereich, Widerstands-Bereich

Parabel mit Drainstrom-Maximum bei $U_{DS} = U_{GS} - U_{TH}$: $I_{Dmax} = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{TH})^2$

Übergang aktiv \Rightarrow Sättigungsbereich (pinch off): $U_{DS} = U_{GS} - U_{TH}$

$I_D = I_{Dmax} = \text{const.}$ bei $U_{DS} \uparrow$, "Kanalabschnürung" an der Drainelektrode (pinch off, $Q_{inv} = 0$)

3 $I_D = I_{Dmax} = \frac{K}{2} (U_{GS} - U_{TH})^2$ $U_{DS} \geq U_{GS} - U_{TH}$
Sättigungsbereich, Abschnürbereich

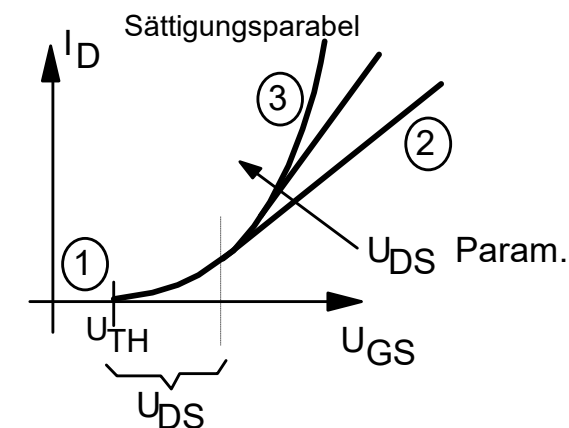
4 $I_G = 0$: "Eingangs-Kennlinie"

Kennlinien-Parameter

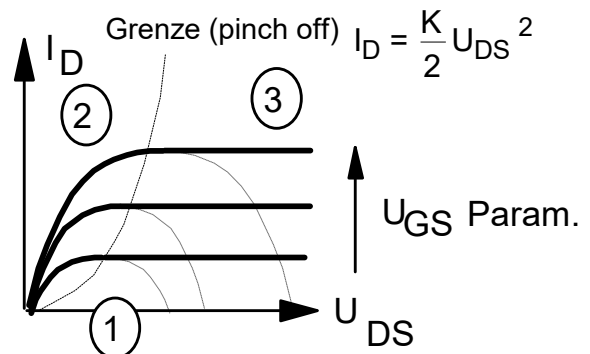
Transistorkonstante: $K = \frac{W}{L} \mu_n C_i = \frac{W}{L} \mu_n \frac{\epsilon_i}{d_i}$, $[K] = \text{mA} / \text{V}^2$

- μ_n : Grenzflächenbeweglichkeit
- Schwellspannung U_{TH} : \Rightarrow Ionenimplantation
- W, L : Kanalbreite, -länge, W/L -Verhältnis: Entwurfparameter (Transistorgeometrie!)

Kennlinienfelder



Strom-Spannungs-Übertragung



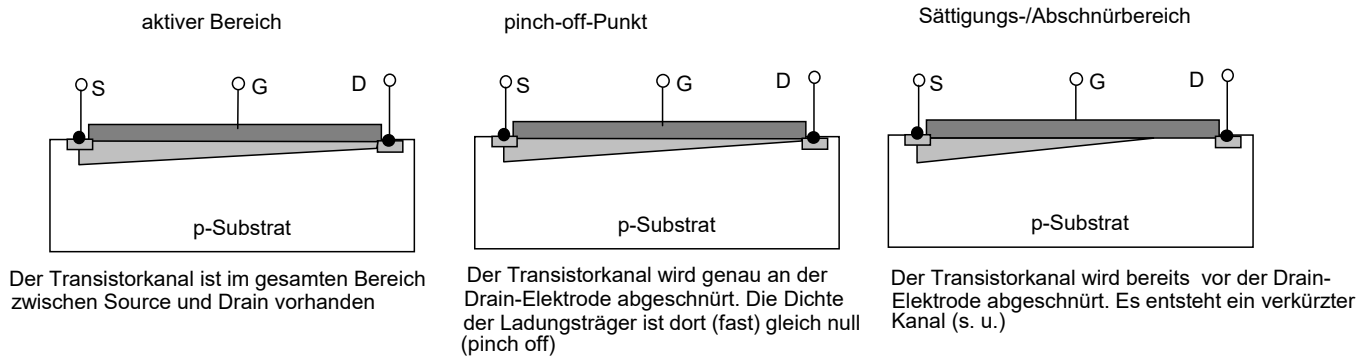
Ausgangs-Kennlinie

Grenzflächenbeweglichkeiten

	μ_n [cm^2/Vs]	μ_p [cm^2/Vs]
Volumen	1500	450
Grenzfläche Isolator-Halbleiter	700	230

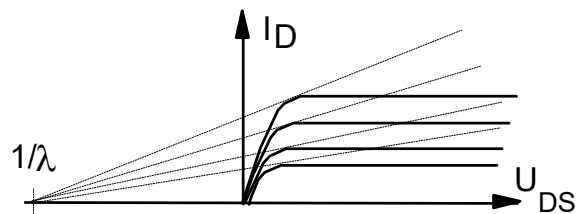
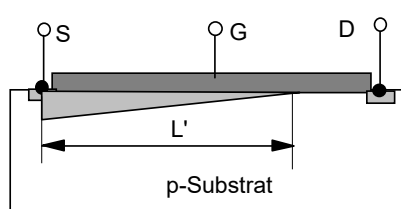
Unipolare Schaltungstechnik

Kanalformen in den einzelnen Kennlinienbereichen

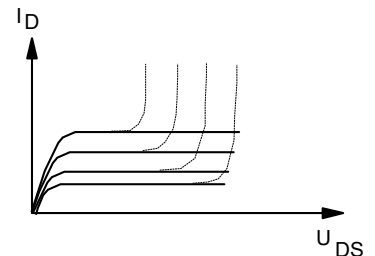


Reale Kennlinienseffekte (Beispiel n-Kanal)

- Kennlinie im Schwellspannungsbereich: $I_D \neq 0$ bei $U_{GS} \leq U_{TH}$
Bei der Schwellspannung oder darunter fließt bereits ein kleiner Drainstrom
Bedeutung: Arbeitsbereich integrierter Schaltungen bei kleinen Betriebsspannungen (Low-Voltage Technik)
- Kanallängenverkürzung oberhalb pinch off ($U_{DS} > U_{GS} - U_{TH}$, $L' = L(U_{DS})$)
Beschreibung mit Parameter λ : $I_D = I_{D,ideal}(U_{GS}, U_{DS}) (1 + \lambda U_{DS})$



- Durchbruch
 - Volumen (pn-) Durchbruch im HL
 - Isolator-Durchbruch (Gate): $E_{BR} = 5 \dots 10 \cdot 10^6 \text{ V/cm}$
- Leck- und pn-Restströme über Gate/Source- Drain
- Bahnwiderstände (Kennlinien-Scherung)
- Arbeitspunktabhängigkeit der Schwellspannung
- Geometrieabhängigkeiten für Schwellspannung, Kanalbeweglichkeit (short channel effects)



Arbeitspunktabhängige Kleinsignalparameter des idealen und realen MOSFETs

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right|_{U_{DS}} \quad g_{DS} = \left. \frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right|_{U_{GS}}$$

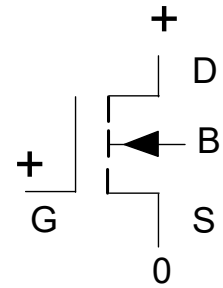
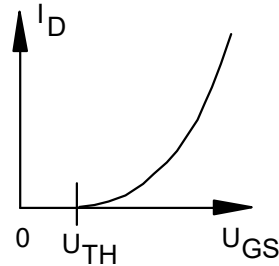
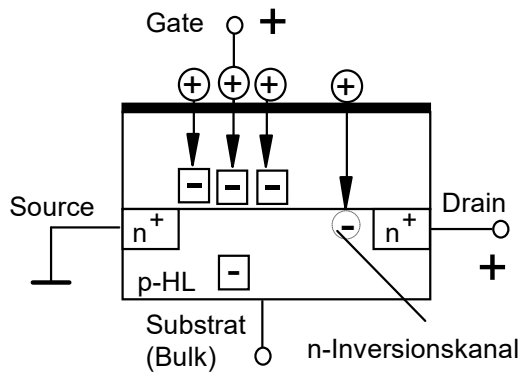
Steilheit g_m	aktiv	Sättigung
real	$K U_{DS} (1 \pm \lambda U_{DS})$	
ideal	$K U_{DS} $	$K U_{GS} - U_{TH} = \sqrt{2 K I_D}$

Ausgangsleitwert g_{DS}	aktiv	Sättigung
real	\approx idealer Wert	$\frac{K\lambda}{2} (U_{GS} - U_{TH})^2 \approx \lambda I_D$
ideal	$K U_{GS} - U_{TH} - U_{DS} $	0

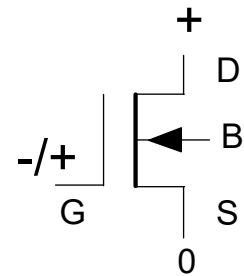
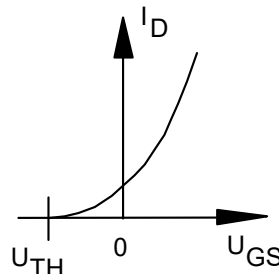
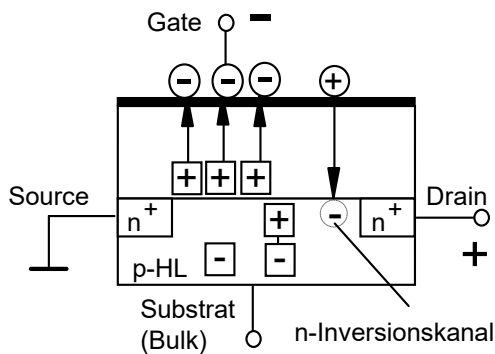
Unipolare Schaltungstechnik

Grenzflächenladungen, Schwellspannung, Kennlinie und Schaltbild

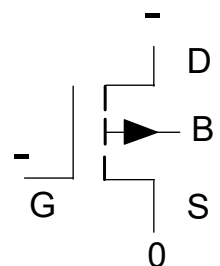
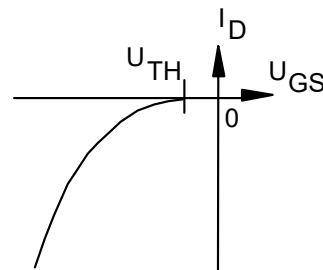
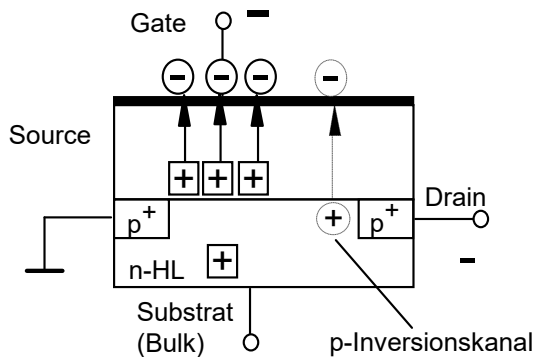
n-Kanal Enhancement ($U_{DS} > 0, U_{TH} > 0$)



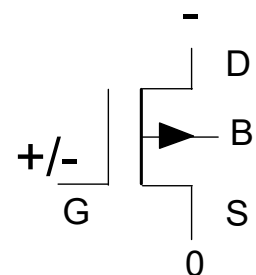
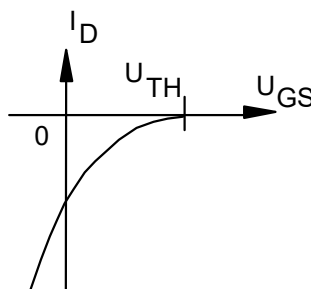
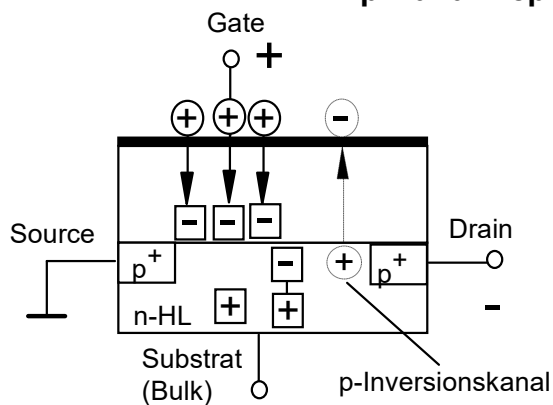
n-Kanal Depletion ($U_{DS} > 0, U_{TH} < 0$)



p-Kanal Enhancement ($U_{DS} < 0, U_{TH} < 0$)



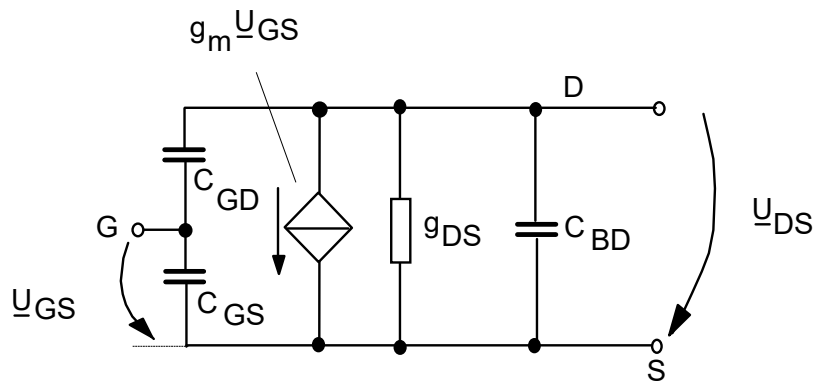
p-Kanal Depletion ($U_{DS} < 0, U_{TH} > 0$)



Unipolare Schaltungstechnik

Kleinsignalverstärker mit MOSFETs

Transistor-Kleinsignalersatzschaltbild ($\underline{U}_{BS} = 0$, Bahnwiderstände vernachlässigt)



Arten von Grundschaltungen (im Vergleich zum Bipolartransistor)

Bipo	Basis-	Emitter-	Kollektor-
MOSFET	Gate-	Source-	Drain-

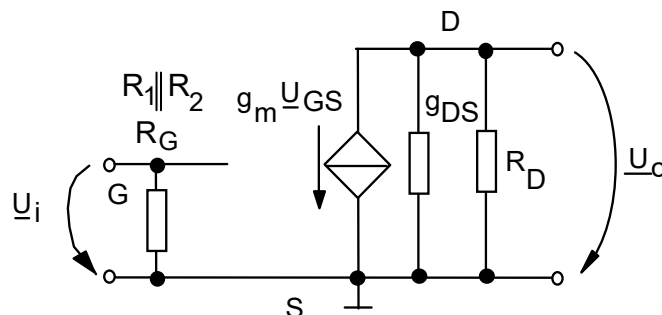
Eigenschaften der Grundschaltungen

Kenngröße	Source	Drain	Gate
Eingangswiderstand	groß	groß	klein
Ausgangswiderstand	mittel	klein	groß
Spannungsverstärkung	$\gg 1$	< 1	> 1
Besonderheit	geringes Rauschen	extrem hoher Eingangswiderstand bei spezieller Schaltung (Bootstrap)	sehr geringe Spannungsrückwirkung, Stromverstärkung=1
typische Anwendung	NF-Verstärker	Impedanzwandler	HF-Verstärker

Probleme: Begrenzte Steilheiten bei nicht sehr großen W/L (Vergleich Bipolartransistor !)

Verstärkeranwendungen: Transistor im Sättigungsbereich.

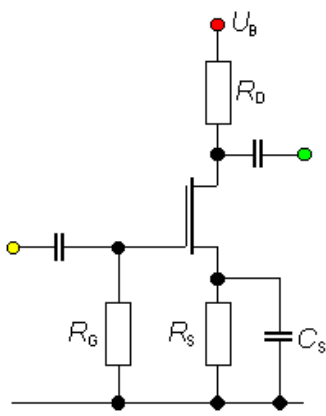
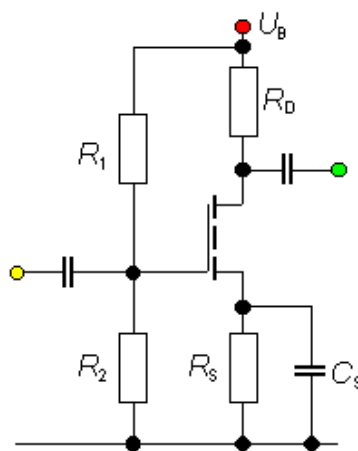
Kleinsignal-Verstärker-Ersatzschaltung für NF



Spannungsverstärkung (NF) $\underline{v} = - \frac{g_m}{g_{DS} + 1/R_D} \approx - g_m R_D$

Unipolare Schaltungstechnik

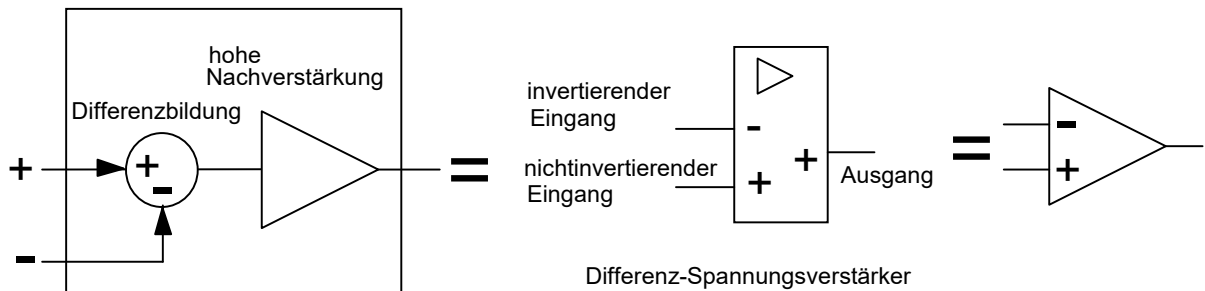
Kleinsignalverstärker mit MOSFETs: Source-Schaltungen

Selbstleitend (Depletion)	Selbstsperrend (Enhancement)
negative Gate-Source-Spannung	positive Gate-Source-Spannung: Spannungsteiler
	
Kennzeichen: <ul style="list-style-type: none"> - Gate über R_G auf Masse $\Rightarrow U_{GS} = -U_{RS} = -I_D \cdot R_S$ $\Rightarrow R_S = \frac{-U_{GS}}{I_D} = \frac{ U_{GS} }{I_D}$ - $Z_i = R_G$ (hochohmig) Grenze: Gate-Reststrom - R_S durch C_S überbrücken 	Kennzeichen: <ul style="list-style-type: none"> - Querstrom $I_q = \frac{U_B}{R_1 + R_2}$ - $R_1 = \frac{U_B - \overbrace{(U_{GSA} + I_{DA} \cdot R_S)}^{U_{R2}}}{I_q}$ - $R_2 = \frac{\overbrace{U_{GSA} + I_{DA} \cdot R_S}^{U_{R2}}}{I_q}$ - $Z_i = R_1 \parallel R_2$

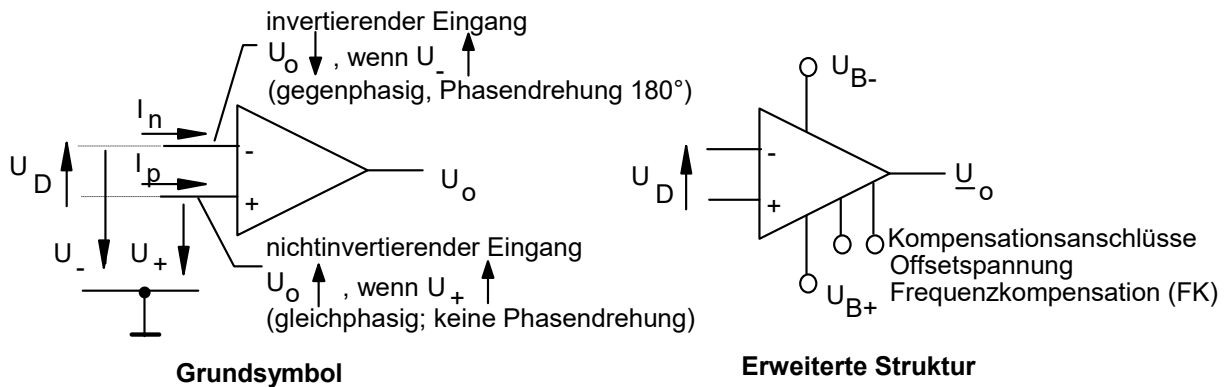
Operationsverstärker

Konzept des Differenz-Spannungsverstärker und Eigenschaften

- Spannungsverstärker mit zwei Differenz-Spannungs-Eingängen und Spannungsausgang

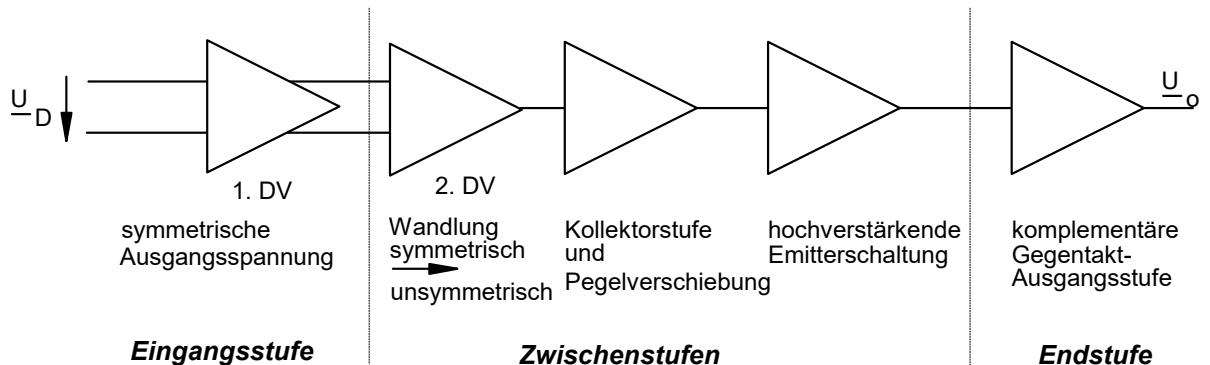


Praktisch verwendetes OPV-Symbol und Spannungsdefinitionen



- Transfer-Kennlinie $U_o = v (U_+ - U_-) = v U_D$
 $v \dots$ Leerlaufverstärkung, $v = 10^3 \dots 10^6$ (60 ... 120 dB), sehr hoch
- keine Eingangsströme, hoher Differenz.-Eingangswiderstand, geringer Ausgangswiderstand
- Realisierung als komplexe Schaltung (diskret und integriert), Gleichspannungs-Kopplung aller Bauelemente \Rightarrow Gleichspannungs-Differenzverstärker
- Einsatz in einer Schaltungsumgebung zur definierten Verstärkungseinstellung (Gegenkopplung)

Grundstruktur realer OPV



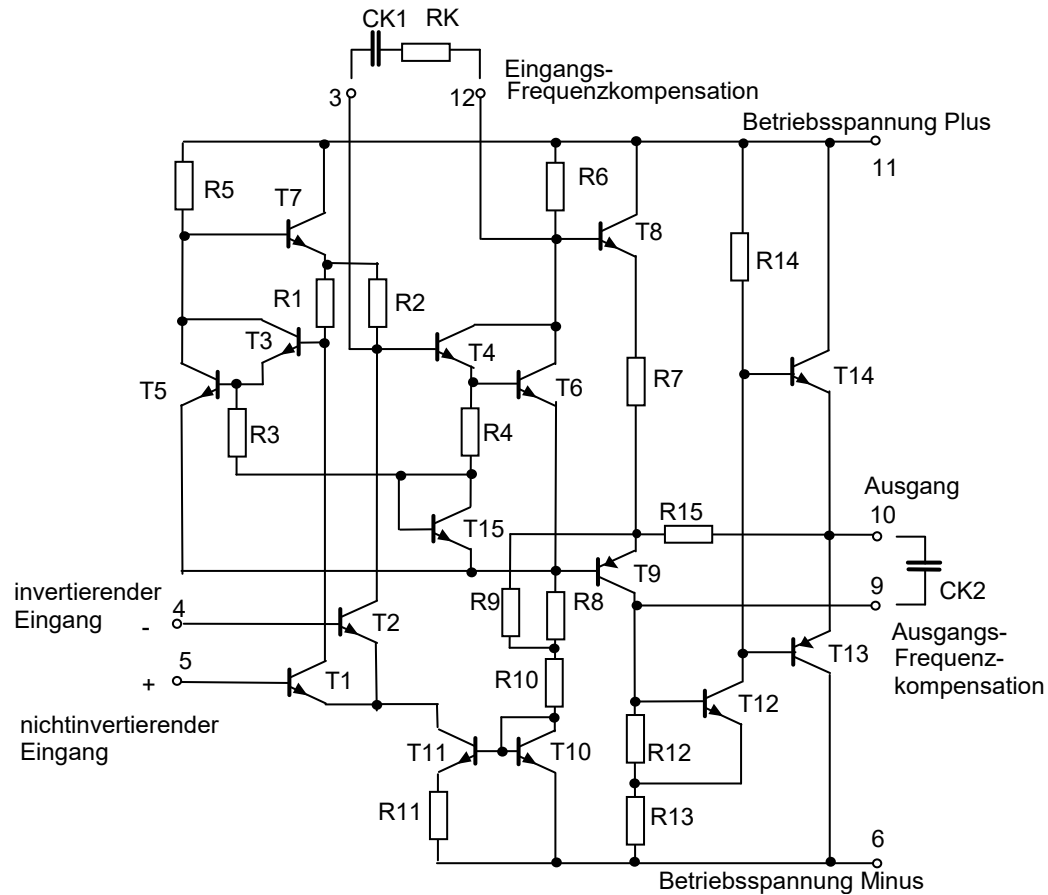
- Differenzverstärker (DV) mit kleinem Eingangs-Ruhestrom; hohem Eingangswiderstand (Gleichtakt, differentiell)
- gute Kleinsignaleigenschaften (hohe Grenzfrequenzen)
- niedrige Drift, Offsetabgleich

- gute Klein- und Großsignaleigenschaften (Hohe Eckfrequenzen und Slew Rate SR)

- hoher Ausgangsstrom
- geringer Ausgangswiderstand
- Kurzschlussschutz

Operationsverstärker

Innenschaltung integrierter Strukturen: Beispiel $\mu A 709$

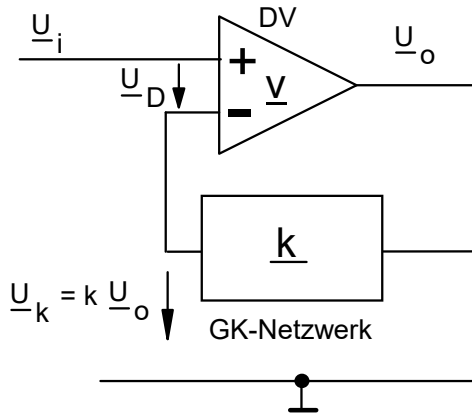


Einteilung der Operationsverstärker

- ❑ nach dem Einsatzgebiet
 - Standard- oder Universal-OPV: Einzel-, Doppel- und Vierfach-OPV (in einem gemeinsamen Gehäuse)
 - Präzisions-OPV: Sehr gute Kennwerte, Offsetwerte gering, hohe Temperatur- und Betriebsspannungs-Stabilität, hohe Leerlaufverstärkung
 - Leistungs-OPV: höhere Leistung (bis ≈ 20 Watt)
- ❑ nach der Art der integrierten Transistoren
 - bipolare OPV (sämtliche Transistoren sind Bipolartransistoren)
 - BIFET- oder BIMOS- OPV (Differenz-Eingangsstufen bestehen aus FET's)
 - CMOS-OPV's (OPV in CMOS-Schaltungstechnik realisiert)
- ❑ Besonderheiten
 - open collector-Endstufen (nur ein Transistor in der Endstufe, von außen Arbeitswiderstand anschließen)
 - Verstärkungsprogrammierung

Operationsverstärker

Das Prinzip der Gegenkopplung (GK)



$$\underline{U}_i = \underline{U}_D + k\underline{U}_o; \quad \underline{U}_o = v \underbrace{(\underline{U}_i - k\underline{U}_o)}_{\underline{U}_D};$$

$$\underline{v}' = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{v}{1 + k\underline{v}};$$

$$k = \frac{1}{\underline{v}'} - \frac{1}{v}$$

v' ... gegengekoppelte Verstärkung

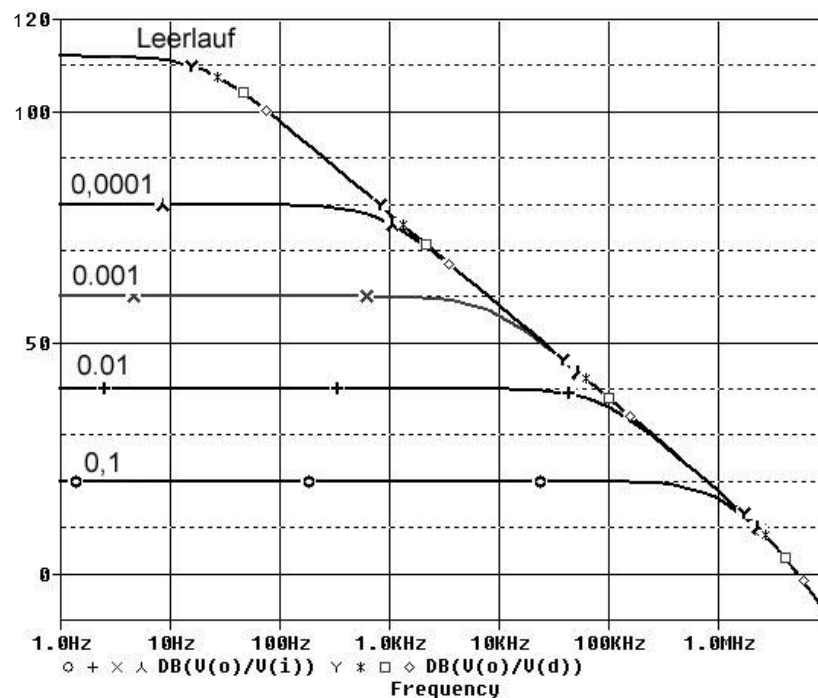
Sonderfälle der GK-Grundgleichung

- $k = 0$: keine GK: $\underline{v}' = \underline{v}$: Verstärkung hoch, instabil
- $k\underline{v} > 0$, rel: GK (= negative Rückkopplung), rückgeführtes Signal reduziert Differenz-Eingangsspannung, \Rightarrow Gesamtverstärkung wird reduziert, Verstärker stabil, linear
- $|k\underline{v}| \gg 1$ $\underline{v}' = \frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} = \frac{1}{k}$; GK-Netzwerk wirkt allein, $\underline{v}' \neq f(v)$, Wert stabil
 \Rightarrow starke GK, **Verstärker-Anwendung**
- $k\underline{v} = -1$; Nenner Null, $\underline{v}' \rightarrow \infty$: Selbsterregung ($U_o \neq 0$ bei $U_i = 0$): parasitäre Schwingung oder Oszillatorbetrieb

Bezeichnungsweise für Verstärkergrößen

- \underline{v}' Komplexe ÜF/Verstärk. bei GK
- \underline{v} Kompl. Verstärkung ohne GK (Leerlauf) = Leerlaufverstärkung (open loop gain)
- \underline{k} GK-Faktor, komplexe ÜF des Rückwärtsgliedes (passiver GK-VP $|k| < 1$),
- $\underline{k\underline{v}}$ Schleifenverstärkung (closed loop gain)
- $\underline{g} = 1 + \underline{k\underline{v}}$ GK-Grad

Amplitudengang realer OPV mit GK (Bsp.: OPV LF 411, k Parameter)



Operationsverstärker

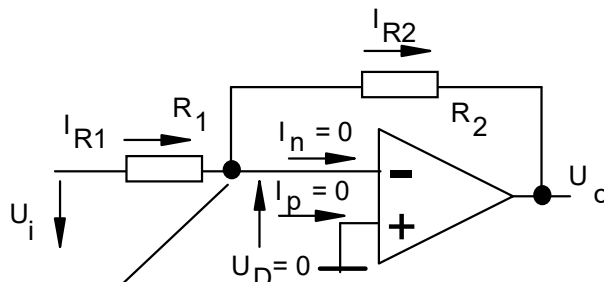
GK und Verstärkereigenschaften

- Verstärkungslinearität/ -stabilität \uparrow , Klirrfaktor $k \downarrow$
- obere Grenzfrequenz f_o (-3dB) \uparrow mit $k \uparrow$
- Transitfrequenz $f_T = v(f=0) \cdot f_o = \text{konstant}$ (Verstärkungs-Bandbreiten-Produkt)

Der ideale OPV

- Leerlaufverstärkung $\underline{v}(\omega) \rightarrow \infty$ (beliebige f) \Rightarrow stets $\underline{U_D} = 0$
OPV braucht keine Differenz-Eingangsspannung, um $\underline{U_o} \neq 0$ zu erzeugen,
real: $\underline{U_D}$ sehr klein ($\mu\text{V} \dots 1 \text{ mV}$)
- Eingangsströme = 0 (Eingangswiderstand unendlich)
- Ausgangswiderstand = 0, Ausgang = ideale gesteuerte U-Quelle

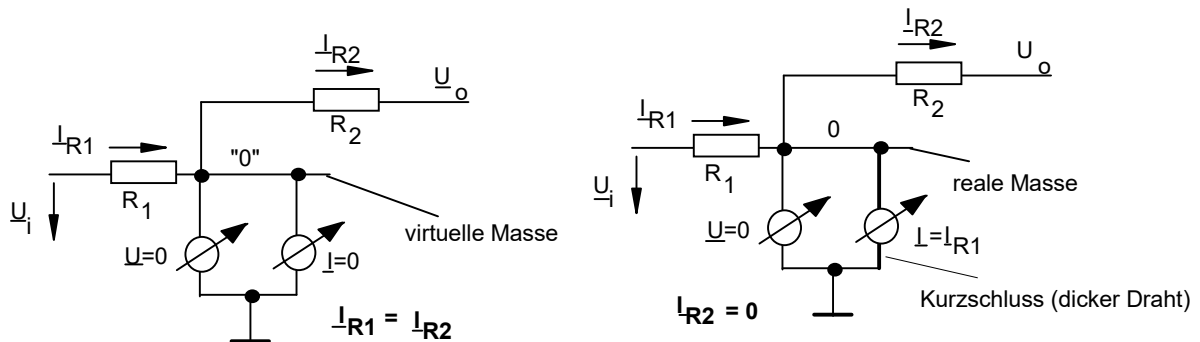
Prinzip der virtuellen Masse am invertierenden Verstärker



Knoten mit Massepotential

"virtuelle Masse" (virtual ground)

$$I_{R1} = \frac{U_i + (U_D = 0)}{R_1} = I_{R2} = \frac{-(U_D = 0) - U_o}{R_2} \Rightarrow \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$



$$I_{R1} = \frac{U_i - "0"}{R_1} = I_{R2} = \frac{"0" - U_o}{R_2} \Rightarrow \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

OPV: Betriebsspannung und -ströme

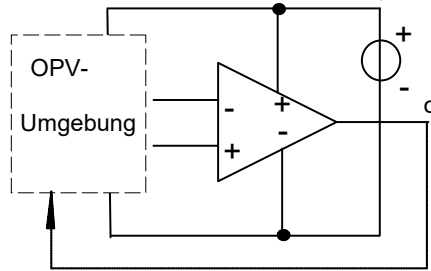
- OPV arbeitet zwischen zwei Potentialgrenzen (Betriebsspannung plus, minus)
Anwendung für uns: rechte Schaltung
- Potential an Differenzeingängen: liegt dazwischen (mit notwendiger „Reserve“)
- OPV-Ausgangsströme werden aus den Betriebsspannungen über interne OPV-Schaltung geliefert (Erläuterung auch für negative $\underline{U_o}$)
- **Betriebsspannungsquellen werden zur Vereinfachung weggelassen**

Operationsverstärker

OPV: Betriebsspannung und –ströme

Eine U-Quelle

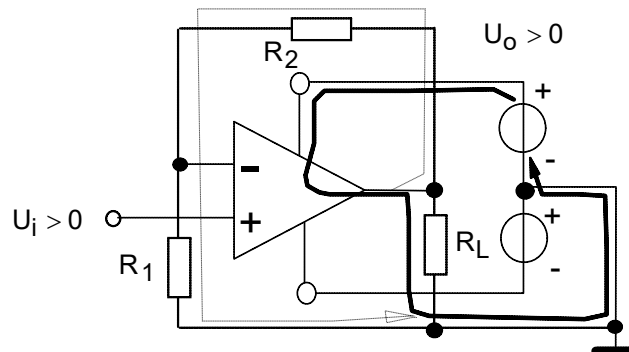
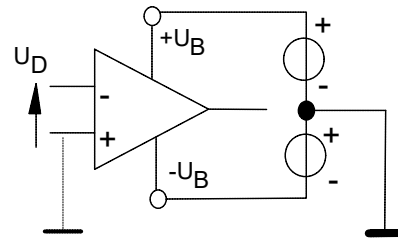
Eingänge arbeiten innerhalb Potentialgrenzen
positiver Pol = höchstes Schaltungspotential



negativer Pol = niedrigstes Schaltungspotential

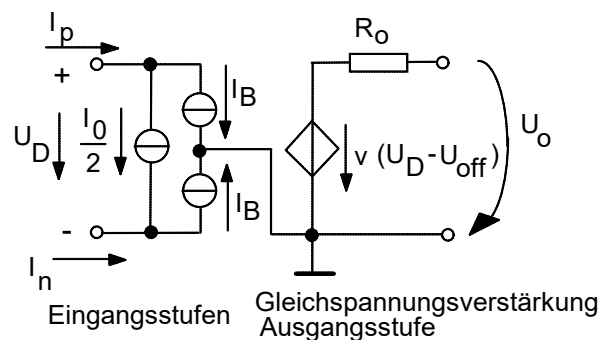
Zwei U-Quellen als Reihenschaltung

Mittenpotential = Masse
Eingangsspannungen sind massebezogen



Ersatzschaltbilder und Kenndaten

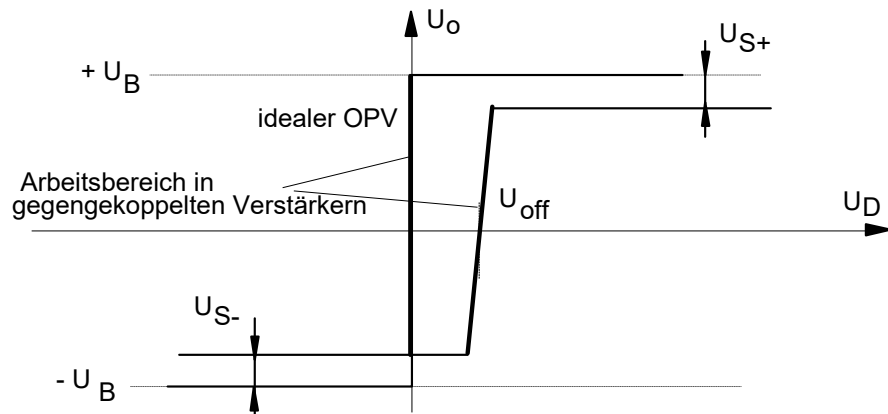
Statisches Ersatzschaltbild



Statische Größen/Parameter	Symbol/Definition	Typische Werte
Differenz- Eingangsspannung	$U_D = U_o/v + U_{off}$	
Leerlaufverstärkung	$v = U_o / (U_D - U_{off})$	60 ... 120 dB
Eingangsgleichströme	I_p, I_n	< 100nA (bipolar), < 1pA (MOS)
Eingangsoffsetstrom	$I_0 = I_p - I_n$	
mittlerer Eingangsruhestrom	$I_B = (I_p + I_n) / 2$	
Strom-Temperaturdrift	$\partial I_x / \partial T$	1nA/K (bipolar)
Eingangs-Offsetspannung	$U_{off}, U_{io} = U_D (U_o=0)$	< 5mV (bipolar), < 50mV (MOS)
Offsetspannungs-Temperaturdrift	$\partial U_{off} / \partial T$	5μV/K
Maximale Betriebsspannung		Standardtypen: 15 ... 18 V

Operationsverstärker

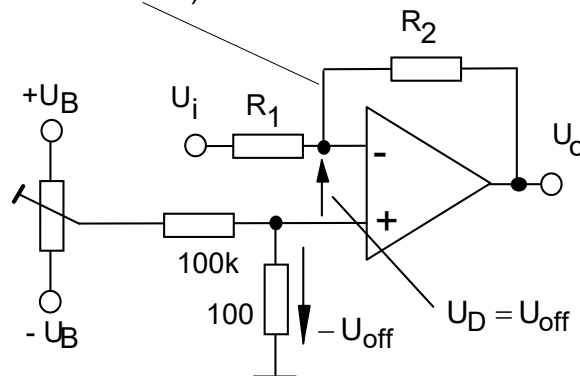
Statische Transferkennlinie realer OPV's



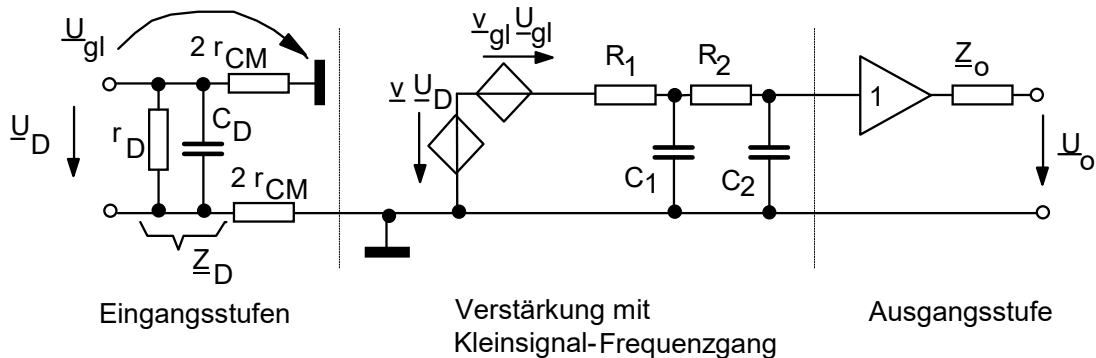
Statische Stabilitätsmaßnahmen

Kompensation der Offsetspannung am invertierenden Verstärker

Potential "0" (virtuelle Masse) einstellen



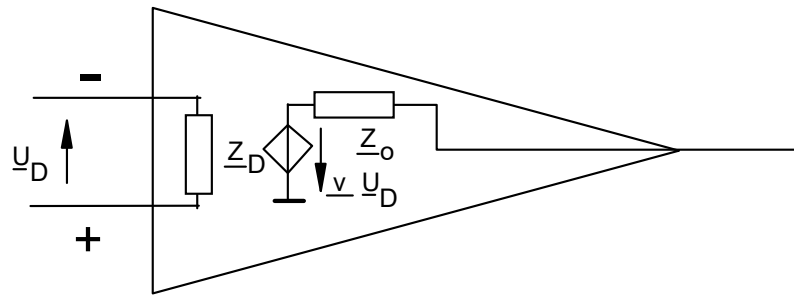
Dynamisches Ersatzschaltbild und Parameter



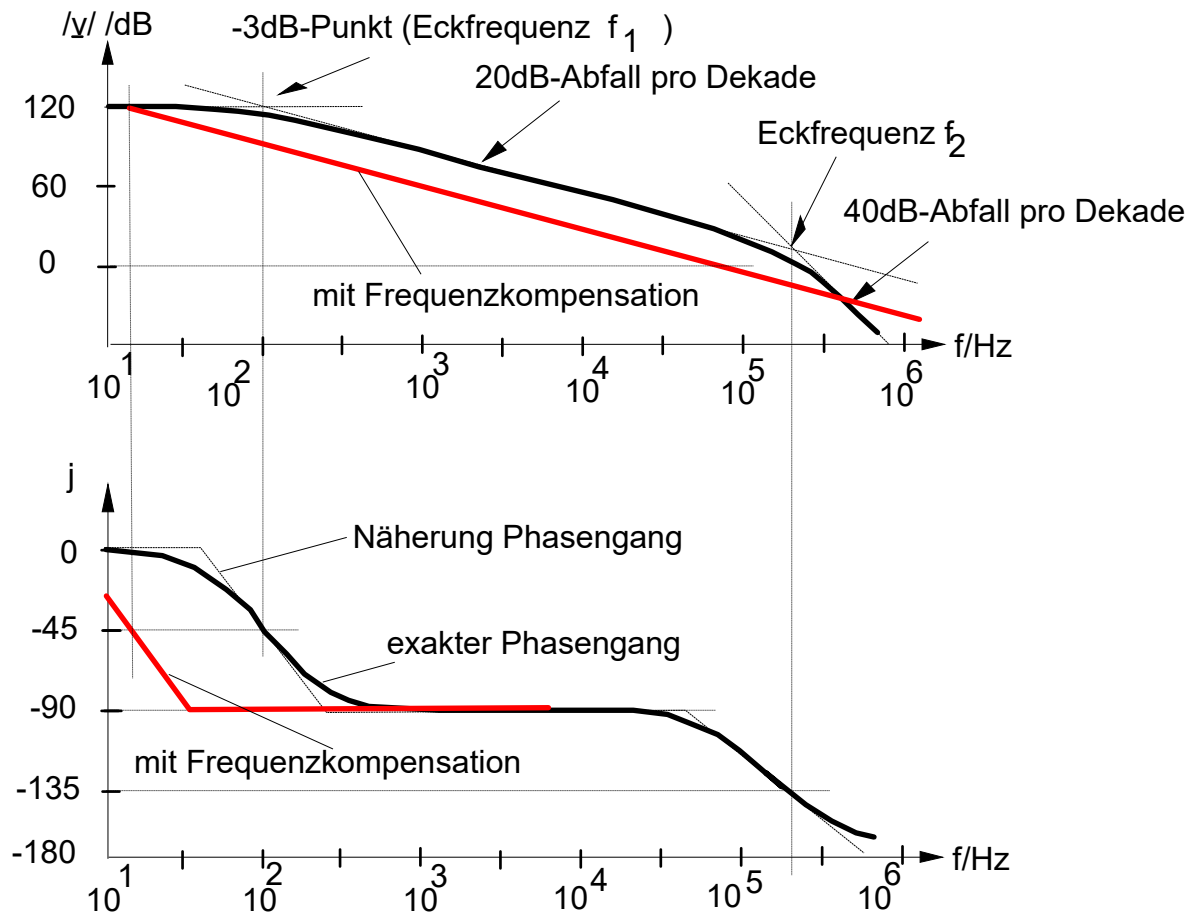
Dynamische Größen/Parameter	Symbol/Definition	Typische Werte
Differenz-Eingangsspannung	$\underline{U}_D = \underline{U}_o / \underline{v}(\omega)$	
komplexe Leerlaufverstärkung	$\underline{v}(\omega) = \underline{U}_o / \underline{U}_D$	60 ... 120 dB
Gleichtaktverstärkung (common mode)	$\underline{v}_{CM} = \underline{U}_o / \underline{U}_{gl}$	10 ... 0,5
Gleichtaktunterdrückung (common mode)	$CMR = \underline{v}_D / \underline{v}_{CM}$	
Differenzeingangswiderstand	r_D	0,1 ... 1M Ω (bipolar), 1G Ω (MOS)
Differenzeingangskapazität	c_D	1pF
Gleichtakteingangswiderstand	r_{CM}	> 10M Ω
Ausgangswiderstand	r_o	< 100 Ω
Eckfrequenzen erste Eckfrequenz (3dB-Grenzfrequenz)	$f_1 = 1 / (2\pi R_1 C_1)$	1Hz ... 1KHz
Slew Rate	$\partial U_o / \partial t$	1 ... 100V/ μ s

Operationsverstärker

Vereinfachte Ersatzschaltung für tiefe Frequenzen



Frequenzgang der Leerlaufverstärkung im Bode Diagramm



$f_{1,2}$: 3-dB-Grenzfrequenz (GF) oder erste/zweite Eckfrequenz, $f_1 = 10 \dots 100$ Hz,
 $f_2 = 1 \dots 10$ MHz

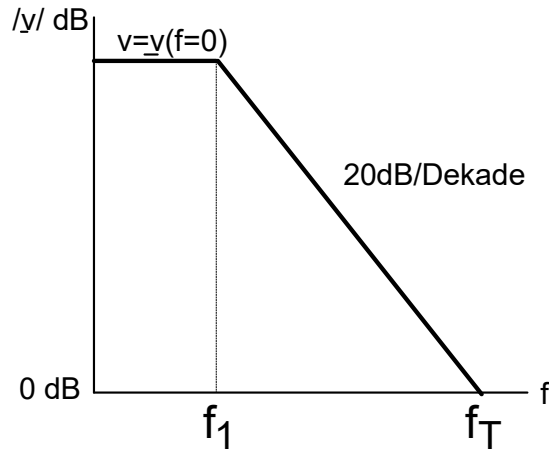
Komplexe Leerlaufverstärkung als Tiefpassnäherung 1. Ordnung

$$\underline{v} = \frac{v}{1 + j \frac{f}{f_1}} ;$$

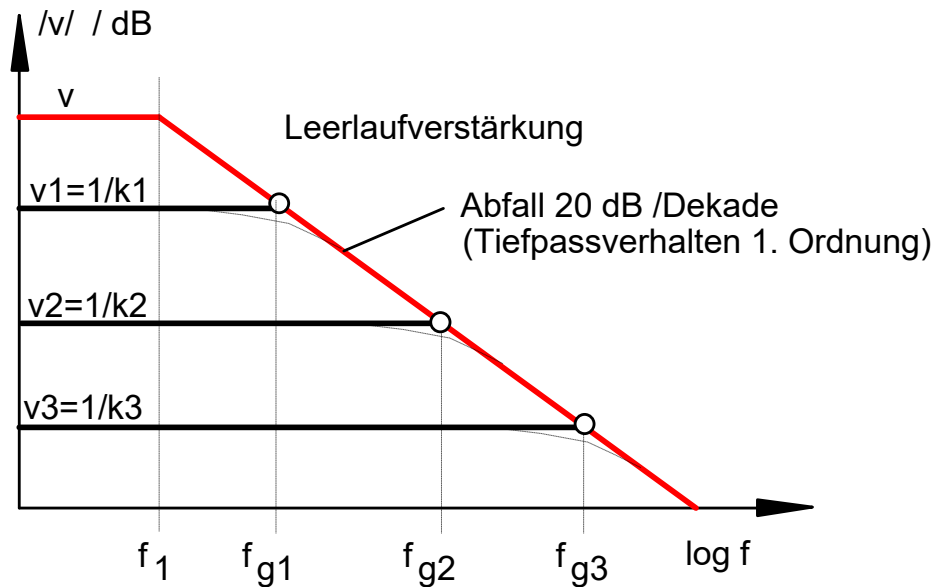
$v = \underline{v}(f = 0)$; Leerlaufverstärkung ; $f_1 = f_{-3dB}$ -3dB-Grenzfrequenz/ 1. Eckfrequenz

Operationsverstärker

Komplexe Leerlaufverstärkung als Tiefpassnäherung 1. Ordnung



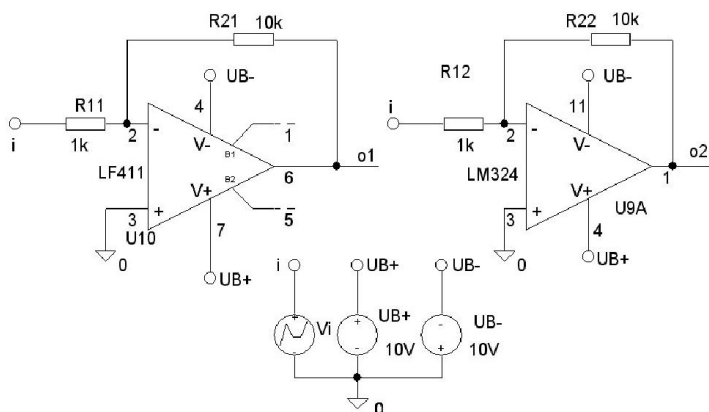
Amplitudengang gegengegekoppelter Verstärker - Konstruktion im Bodediagramm



Knickgeraden:Näherung: Bis zur Grenzfrequenz konstante Verstärkung $v' = \underline{v}' (f = 0)$, danach 20 dB-Abfall auf dem Grenzverlauf der Leerlaufverstärkung

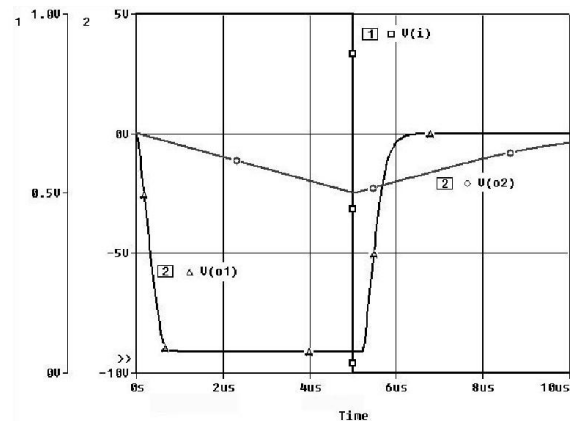
Großsignalverstärkung (Slew Rate)

Simulationsschaltung



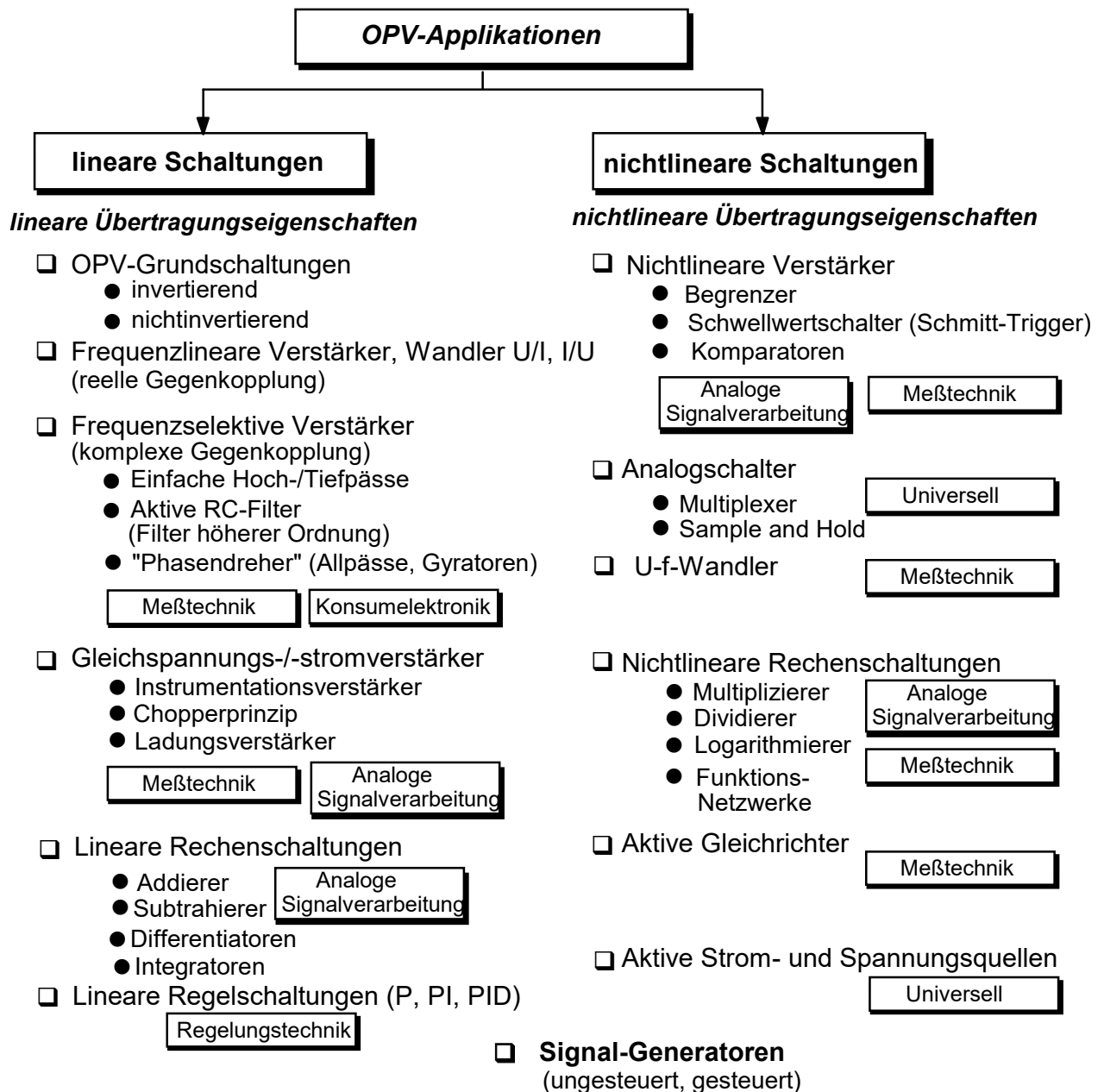
OPV

Simulationsergebnisse für verschiedene

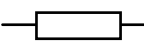



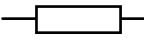
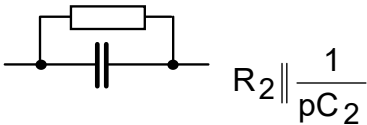
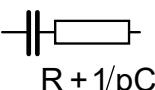



Operationsverstärker

Anwendungs-Übersicht



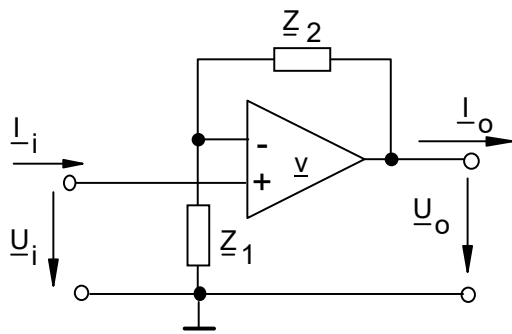
Komplexe Gegenkopplung im invertierenden Verstärker

Z_1	Z_2	Übertragungsfunktion	Anwendung
 R	 $\frac{1}{pC}$	$\frac{U_o(p)}{U_i(p)} = - \frac{1}{pRC}$	Integrierer, Tiefpass
 $1/pC$	 R	$\frac{U_o(p)}{U_i(p)} = - pRC$	Differenzierer Hochpass (instabil)
 R	 $R_2 \parallel \frac{1}{pC_2}$	$\frac{U_o(p)}{U_i(p)} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + pR_2C_2}$	Ladungsverstärker verstärkender Tiefpass 1. Ordnung
 $R + 1/pC$	 R	$\frac{U_o(p)}{U_i(p)} = - \frac{R_2}{R_1} \frac{pR_1C_1}{1 + pR_1C_1}$	verstärkender Hochpass 1. Ordnung

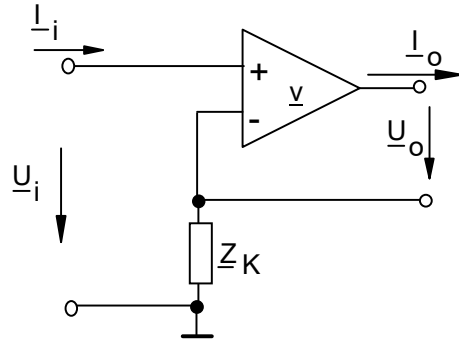
Operationsverstärker

Grundschaltungen

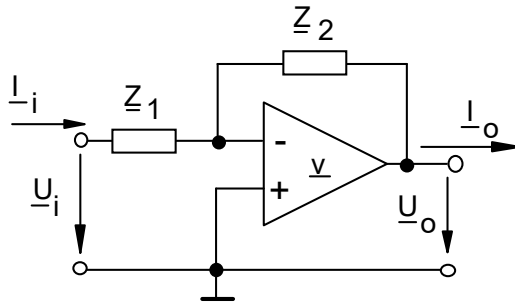
Nichtinvertierender Spannungsverstärker (1)



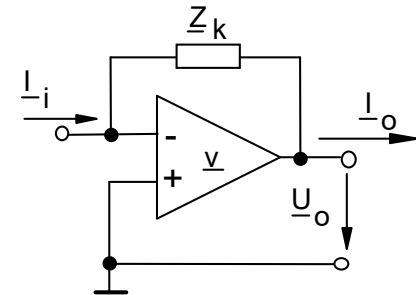
U/I-Wandler/Stromquelle(2)



Invertierender Spannungsverstärker (3)



I/U-Wandler (4)



(Amperemeter-Schaltung)

Zusammenstellung der Schaltungseigenschaften

(realer OPV mit $|v| \gg 1$, $Z_o \ll Z_{1,2,k}$; $Z_D \gg Z_{1,2,k}$)

Schaltung	Übertragungs-funktion	Eingangswiderstand Z_i'		Ausgangswiderstand Z_o'	
		ideal	real	ideal	real
1	$\frac{U_o}{U_i} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$	∞	$Z_i' = \frac{U_i}{I_i} \Big _{I_o=0} = g Z_D$	0	$Z_o' = -\frac{U_o}{I_o} \Big _{U_i=0} = \frac{Z_o}{g}$
2	$\frac{I_o}{U_i} = \frac{1}{Z_k}$	∞	$Z_i' = \frac{U_i}{I_i} \Big _{U_o=0} = v Z_D$	∞	$Z_o' = -\frac{U_o}{I_o} \Big _{U_i=0} = v Z_k$
3	$\frac{U_o}{U_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$	Z_1	$Z_i' = \frac{U_i}{I_i} \Big _{I_o=0} = Z_1 + \frac{Z_2}{v}$	0	$Z_o' = -\frac{U_o}{I_o} \Big _{U_i=0} = \frac{Z_o}{g}$
4	$\frac{U_o}{I_i} = -Z_k$	0	$Z_i' = \frac{U_i}{I_i} \Big _{I_o=0} = \frac{Z_k}{v}$	0	$Z_o' = -\frac{U_o}{I_o} \Big _{I_i=0} = \frac{Z_o}{v}$

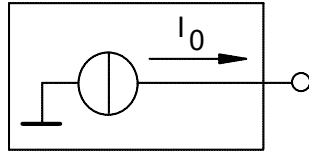
Operationsverstärker

Anwendungen

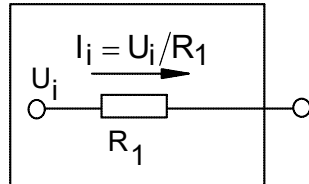
Der invertierende Verstärker mit eingangsseitigen Erweiterungen

Eingangsseitige Erweiterungen

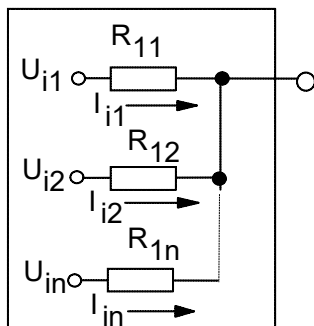
Stromquelle



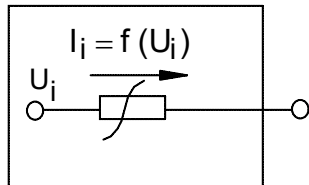
klassischer invertierender Verstärker



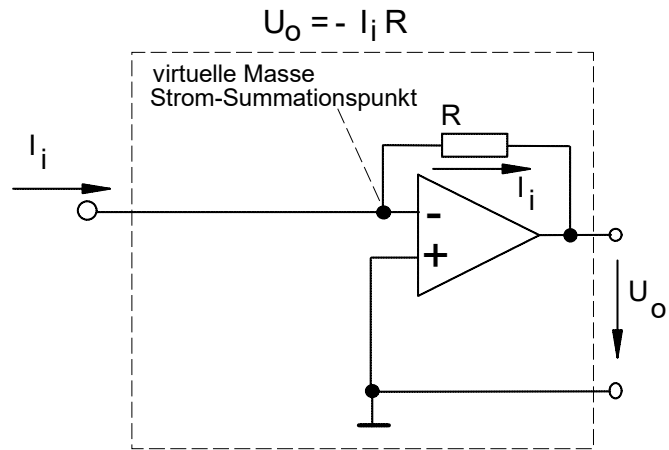
Invertierender Addierer



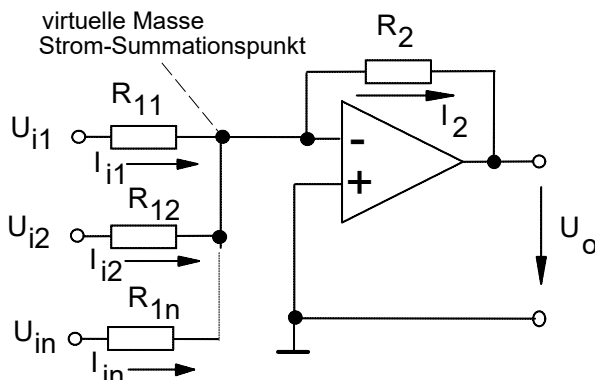
Nichtlineare Kennlinie



I-U-Wandler



Invertierender Summierverstärker (Addierer): „Mischpult“



Übertragungsfunktion ideal

$$I_2 = I_{i1} + I_{i2} + \dots + I_{in}$$

$$-\frac{U_o}{R_2} = \frac{U_{i1}}{R_{11}} + \frac{U_{i2}}{R_{12}} + \dots + \frac{U_{in}}{R_{1n}}$$

$$U_o = - \left(\frac{R_2}{R_{11}} U_{i1} + \frac{R_2}{R_{12}} U_{i2} + \dots + \frac{R_2}{R_{1n}} U_{in} \right)$$

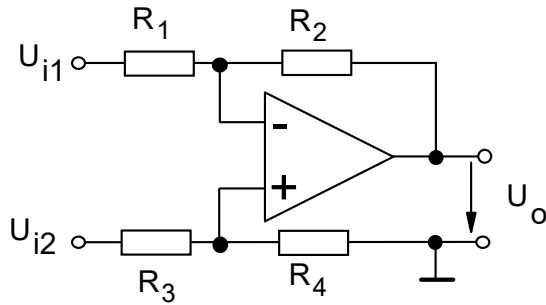
$$U_o = - (w_1 U_{i1} + w_2 U_{i2} + \dots + w_n U_{in})$$

$$w_j = \frac{R_2}{R_{1j}} ; j = 1 \dots n$$

Operationsverstärker

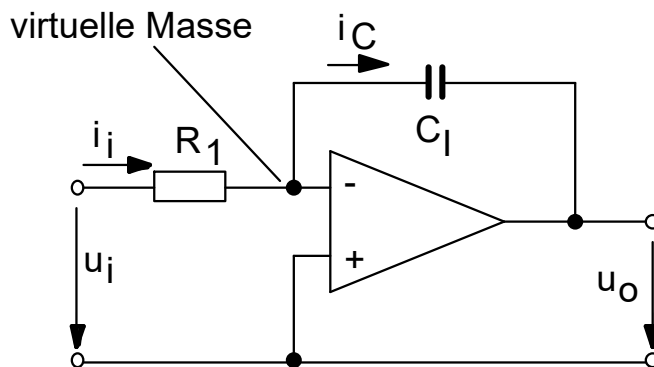
Anwendungen

Subtrahierschaltung (Differenzverstärker)



$$U_o = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{i2} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{i1} \right)$$

Integrator: Integration einer anliegenden Eingangsspannung

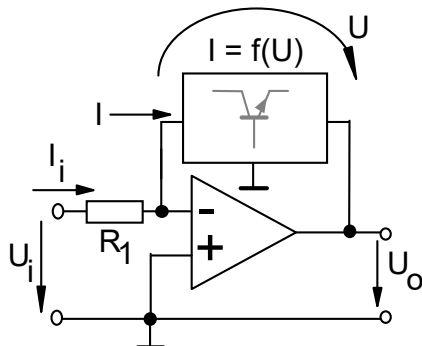


$$i_i = \frac{u_i}{R_1} = i_C = -C_1 \frac{du_o}{dt}$$

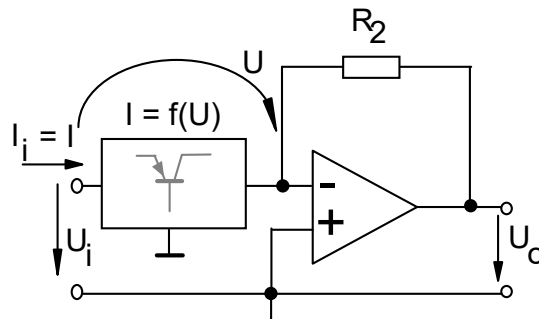
$$u_o(t) = -\frac{1}{R_1 \cdot C_1} \int_0^t u_i(t) dt + u_o(t=0)$$

Realisierung nichtlinearer Kennlinien

Funktion $I = f(U)$ nichtlinear, $U = g(I)$...inverse Funktion zu f



$$U_o = -g(I_i) = -g\left(\frac{U_i}{R_1}\right)$$



$$U_o = -R_2 I_i = -R_2 f(U_i)$$

Beispiel: Logarithmierer (Dynamikkompression)

$$U_o = -U_T \ln \frac{U_i / R_1}{A_N I_{ES}}$$

$$U_o = -U_{BE} = -U_T \ln \frac{I}{A_N I_{ES}}; I = I_C \frac{U_i}{R_1}$$

Exponentialfunktion

$$U_o = -R_2 A_N I_{ES} \exp \frac{U_i}{U_T}$$

$$U_o = -R_2 I_i; U_i = U_{EB};$$

$$I_i = I_E \approx I_C = A_N I_{ES} \exp \frac{U_{EB}}{U_T}$$

Charakterisierung:

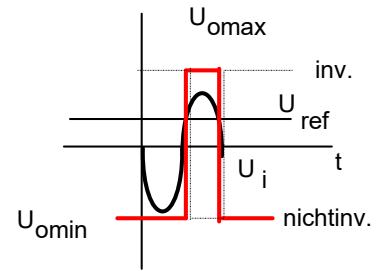
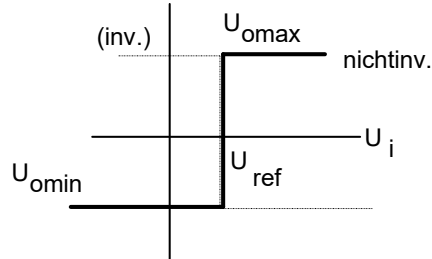
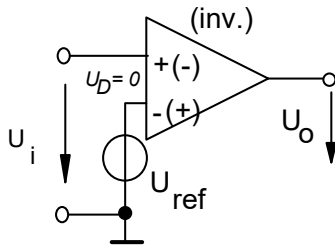
- Temperaturabhängigkeit der Kennlinie durch U_T , $I_{ES}(T)$
- Grundlage für andere Rechenschaltungen (Multiplizierer, Dividierer, Quadrierer, Radizierer)

Operationsverstärker

Anwendungen

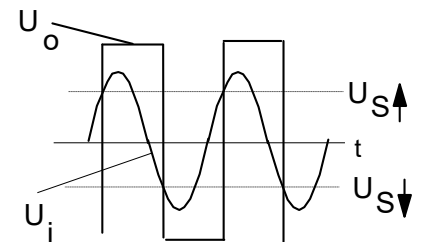
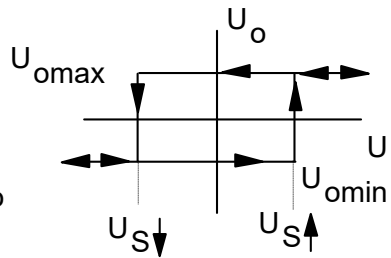
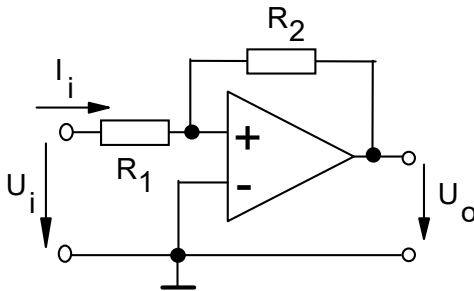
Komparatoren (Spannungsvergleicher)

Grundfunktionen: nichtinvertierend, invertierend

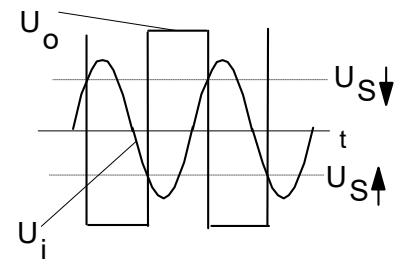
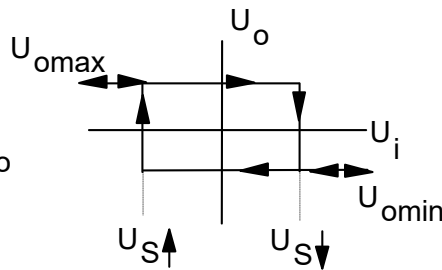
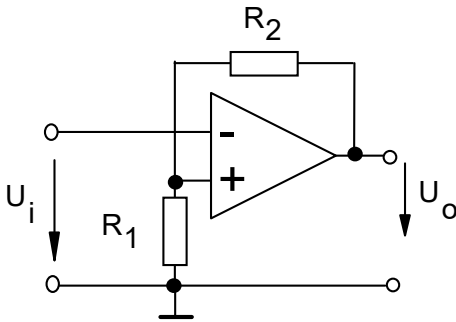


Schwellwertschalter (Schmitt-Trigger)

Nichtinvertierend



Invertierend

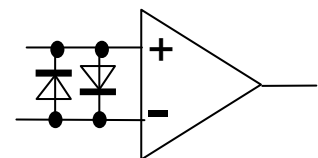


Schaltparameter

	nichtinvertierend	invertierend
$U_{S\downarrow}$	$U_{S\downarrow} = -\frac{R_1}{R_2} U_{omax}$	$U_{S\downarrow} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{omax}$
$U_{S\uparrow}$	$U_{S\uparrow} = -\frac{R_1}{R_2} U_{omin}$	$U_{S\uparrow} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{omin}$
Hysteresis $\Delta U_S = U_{S\uparrow} - U_{S\downarrow}$	$\Delta U_S = \frac{R_1}{R_2} (U_{omax} - U_{omin})$	$\Delta U_S = -\frac{R_1}{R_1 + R_2} (U_{omax} - U_{omin})$

Anwendungsaspekte

- U_D -Begrenzung (nach OPV-Daten)
- Einsatz spezieller Komparator-IC
- Anwendung für Zweipunktregler (Temperaturregler, Dämmerschalter)



Operationsverstärker

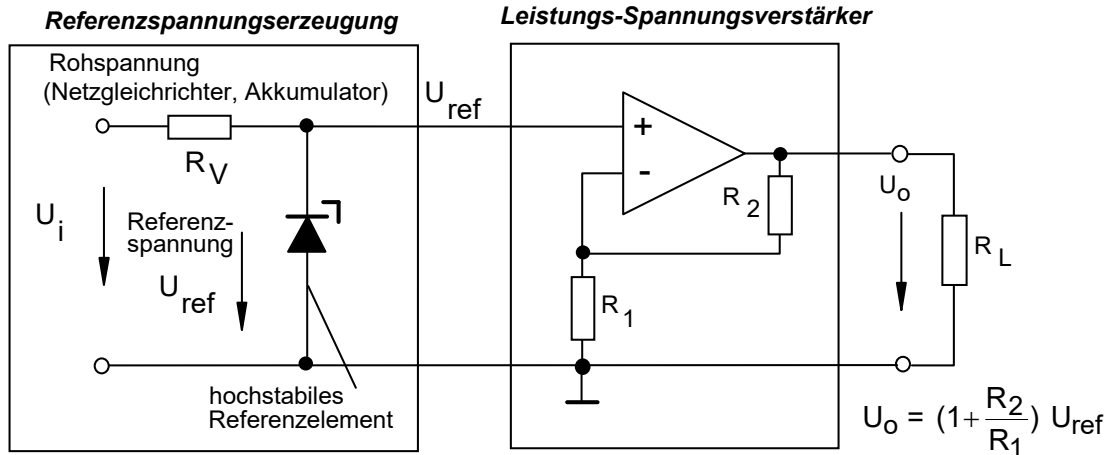
Anwendungen

Einfache Konstantspannungs- und Stromquellen

Grundbestandteile:

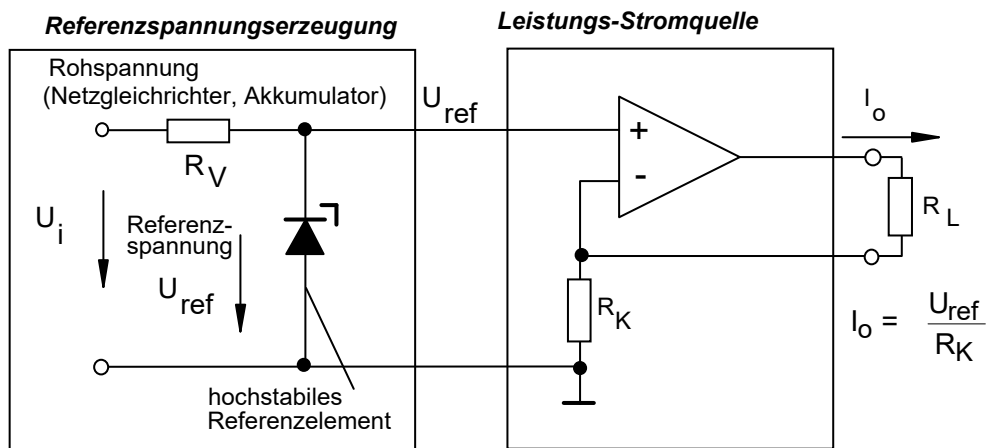
- Referenzspannungserzeugung (einfache Z-Dioden-Stabilisierung)
- Leistungsverstärker (mit OPV-Einsatz)

Spannungsquelle



- Ausgangsspannung wird erzeugt mit nichtinvertierender OPV-Verstärkerschaltung, Werte-Einstellung bei gegebener U_{ref} über Verstärkungseinstellung
Kennzeichen: niedriger Ausgangswiderstand
- Erhöhung des maximalen Ausgangsstromes durch Einsatz von Leistungs-OPV's oder externer Leistungsstufen

Stromquelle



- Ausgangsstrom wird erzeugt mit nichtinvertierender OPV-Verstärkerschaltung, Widerstand R_2 wird als Lastwiderstand R_L eingesetzt
Kennzeichen: konstanter Strom durch R_L , hoher Ausgangswiderstand an den Ausgangsklemmen
- Nachteil: Lastwiderstand kann nicht massebezogen betrieben werden.

Bipolare Schaltungstechnik

Leistungsverstärker

Eigenschaften und allgemeine Parameter

- ❑ Aufgabe: Bereitstellung von (höheren) Ausgangssignalleistungen P_S an (niederohmige) ohmsche/ohmsch-induktive Lasten R_L bzw. Z_L für Wechsignale (Sinus, Musik), Leistungsbereich 0,1 ... > 100 W
- ❑ Verstärker-Bestandteile
 - Großsignal-Spannungsverstärker ohne/mit Gegenkopplung (Vorstufen)
 - Leistungsendstufe als Stromverstärker (Kollektorstufe)
 - **Praxis: Einsatz von Leistungs-OPVs ohne/mit externer Endstufenerweiterung**
- ❑ Leistungsparameter/-forderungen (Performance)
 - hoher Eingangswiderstand Z_i der Vorstufen, niedriger Ausgangswiderstand Z_o der Endstufe
 - hohe Ausgangsgrößen U_o bzw. I_o (für hohe Signalleistung P_S , abhängig von Ausgangslast)
 - niedriger eigener Leistungsverbrauch (hoher Wirkungsgrad)
 - Übersteuerungs- und Kurzschlussfestigkeit
 - Einsatz von Bipolar- und MIS-Transistoren (Tr... Transistor)

Aussteuergrenzen

- ❑ ideale U-I-Grenzwerte:

$$\hat{U}_{ogrenz} = U_B; \hat{I}_{ogrenz} = \hat{I}_{Tr grenz} = \frac{U_B}{R_L} \text{ (bei } U_{CE} = 0 \text{); } m = 1$$

- ❑ reale U-I-Grenzwerte (max. Werte):

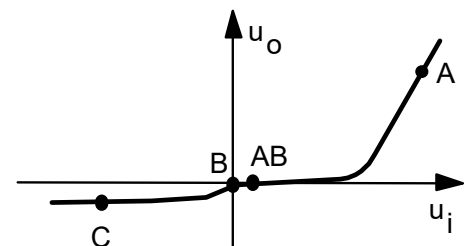
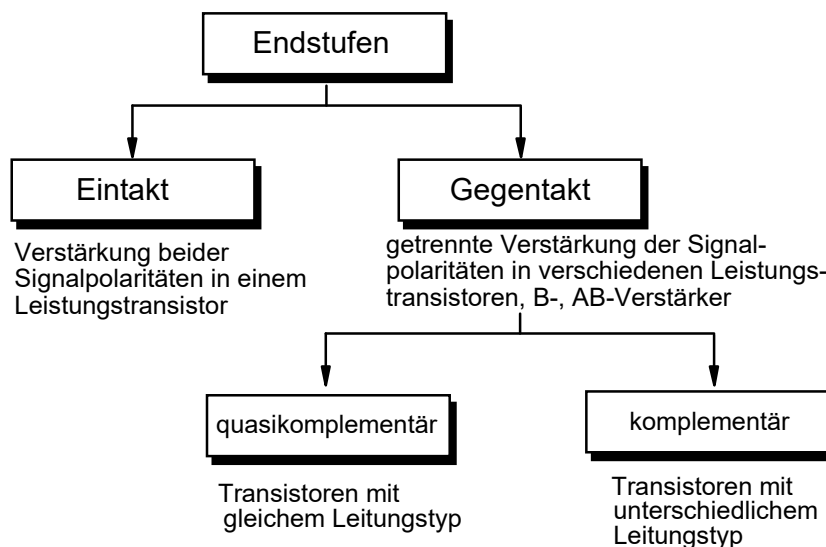
$$\hat{U}_{omax} = U_B - U_{Tr Rest}; \hat{I}_{omax} = \hat{I}_{Lmax} = \frac{\hat{U}_{omax}}{R_L}$$

- ❑ max. Aussteuerungsgrad: $m_{max} = \frac{\hat{U}_{omax}}{U_B} = \frac{U_B - U_{Tr Rest}}{U_B}$

- ❑ Signal-Grenzleistung: $P_{Sgrenz} = P_0 = \frac{1}{T} \int_{(T)} u(t) i(t) dt = \frac{1}{T} \int_{(T)} \frac{[U_B \sin(\omega t)]^2}{R_L} dt = \frac{U_B^2}{2 R_L}$

Tr Rest: Minimalsp. über Trans: Bipo: U_{CES} ; MIST: U_{DSon}

Strukturbezogene Einteilung Einteilung nach dem Arbeitspunkt



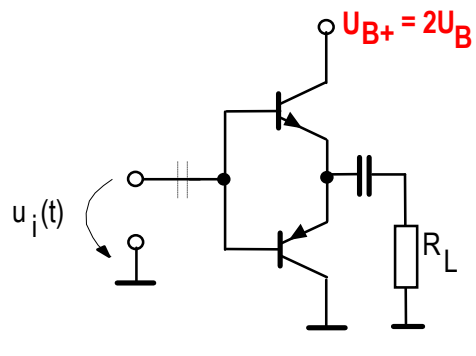
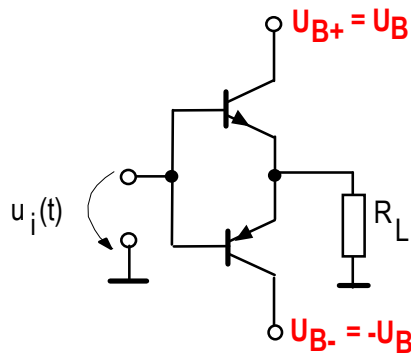
Bipolare Schaltungstechnik

Leistungsverstärker

Prinzip der B-Komplementärendstufe (ohne Ruhestromeinstellung)

Symmetrische Betriebsspannungsversorgung

Variante mit einer Betriebsspannung

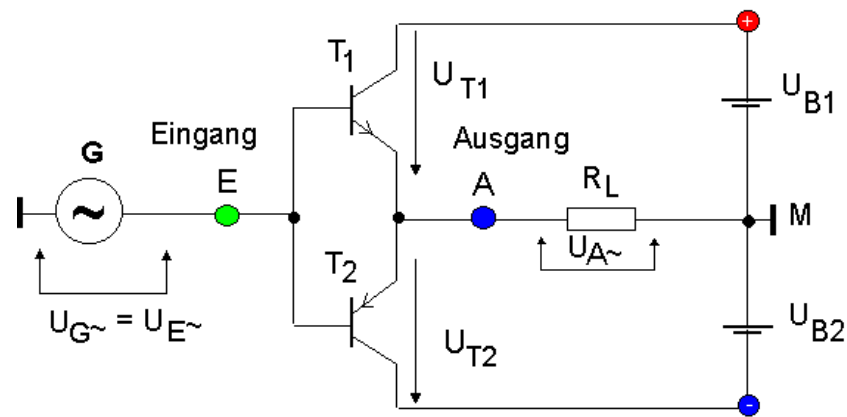


Signalquelle

Transistorpaar
npn / pnp

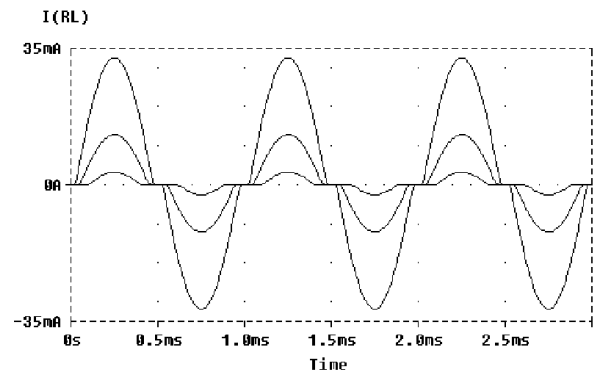
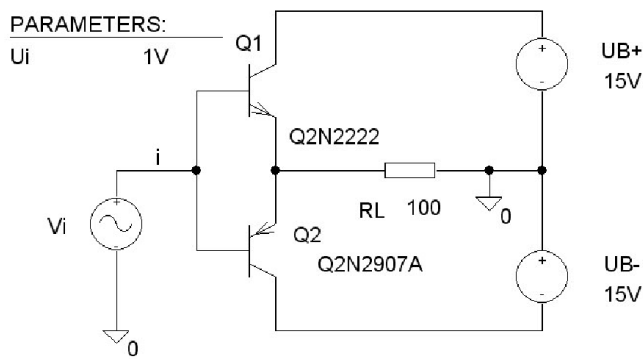
Last-
widerstand

Strom-
versorgung

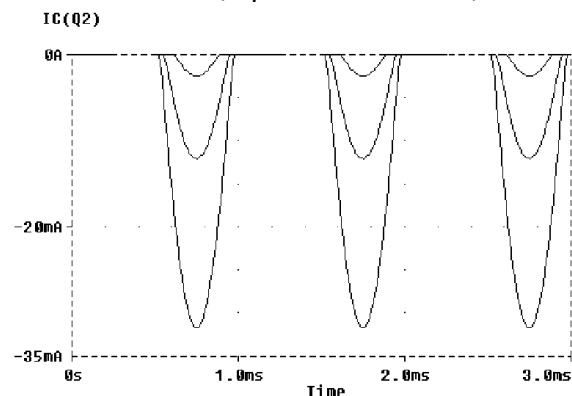
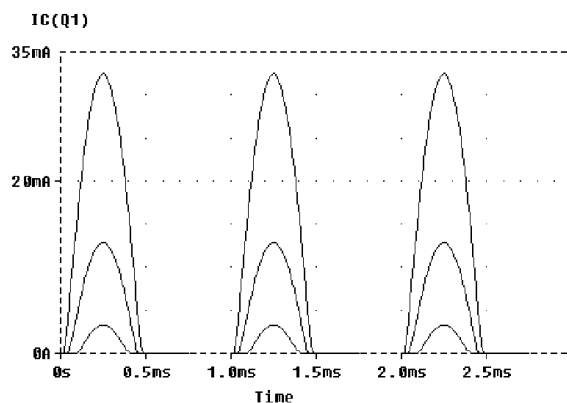


Gegentakt-B-Verstärker bei verschiedenen Eingangsspannungen: Simulation

Zeitabhängiger Strom durch den Lastwiderstand R_L ($\hat{U}_i = 1V; 2V; 4V$)



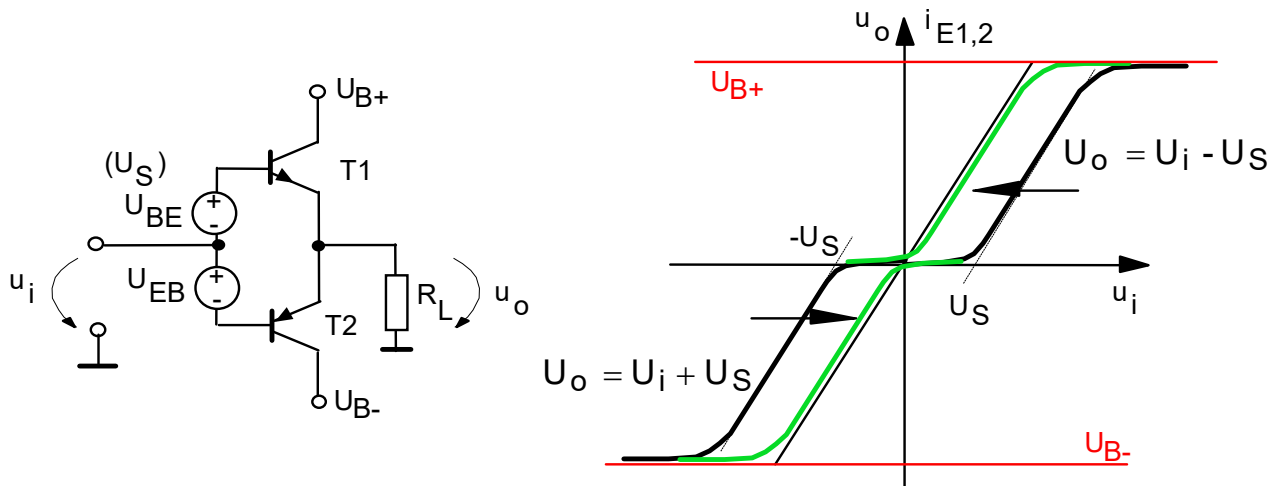
Zeitabhängige Kollektorströme der Transistoren ($\hat{U}_i = 1V; 2V; 4V$)



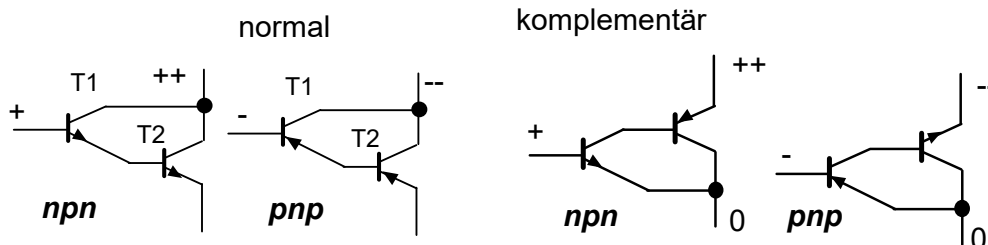
Bipolare Schaltungstechnik

Leistungsverstärker

Schwellspannungskompensation durch Arbeitspunkt am AB-Verstärker



Einsatz Darlingtontransistoren



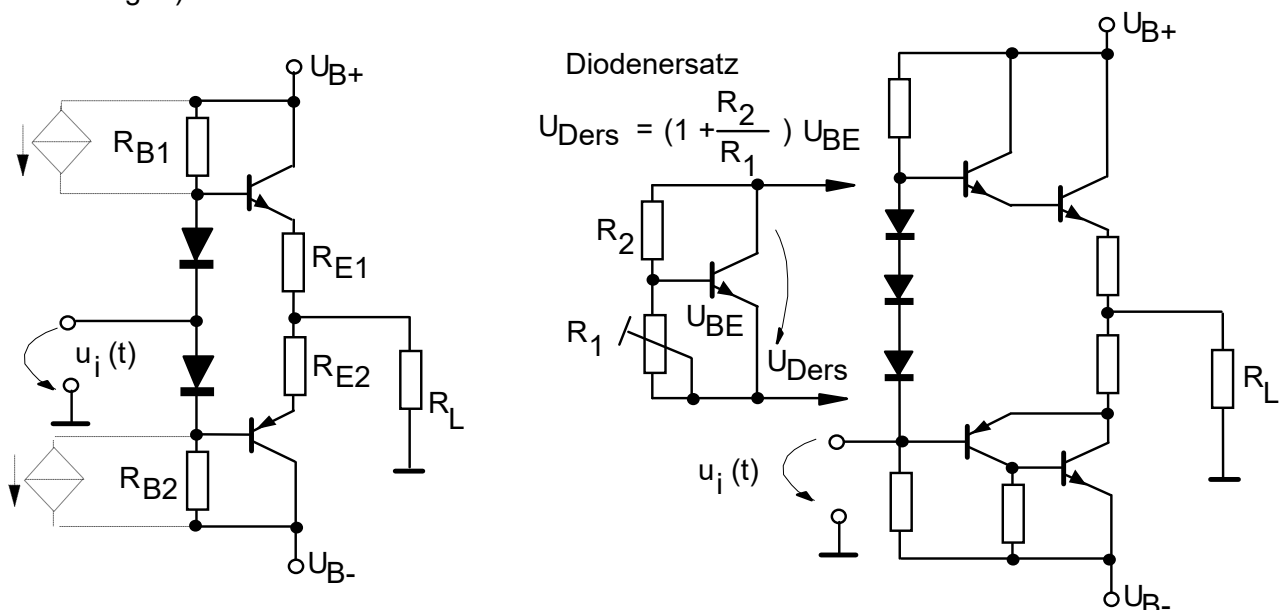
Gesamt-Leitungstyp vom ersten Transistor bestimmt

- Stromverstärkung ist das Produkt der Verstärkungen beider Einzeltransistoren, sehr geringer Basisstrom möglich
- Anwendung: Eingangsstufen OPV, Leistungsstufen (Umkehr Leitungstyp möglich)

Leistungsverstärker: Gegentakt-AB-Endverstärker

Grundprinzip der BB-Komplementärendstufe mit Anhebung des Basispotentials (Ruhestrom-einstellung zur Reduzierung von Übernahmeverzerrungen)

Prinzip Quasi-Komplementärendstufe



Bipolare Schaltungstechnik

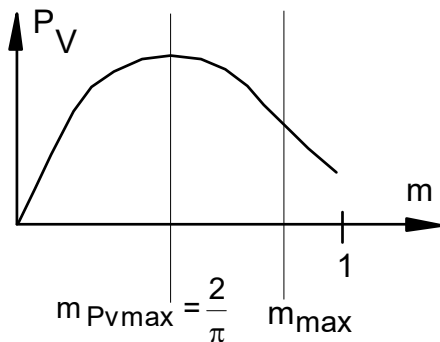
Leistungsverstärker

Leistungsbetrachtung an der Gegentakt-B/AB-Endstufe (bipolare und unipolare Transistoren)
(Sinus-Aussteuerung, symmetrische Betriebsspannung, $R_E = 0$)

$$P_G = \frac{2}{\pi} U_B \hat{I}_{Tr} = \frac{2}{\pi} m \frac{U_B^2}{R_L} = \frac{4}{\pi} m P_0; \quad P_0 = \frac{U_B^2}{2 R_L}$$

Leistungsart	Signalleistung P_S am Lastwiderstand	Verlustleistung P_V (Gesamte Endstufe)	Wirkungsgrad
allgemein	$P_S = \frac{R_L \hat{I}_{Tr}^2}{2} = m^2 P_0$	$P_V(m) = \left(\frac{4}{\pi} m - m^2\right) P_0$	$\eta = \frac{P_S}{P_G} = \frac{\pi}{4} m$
Maximalwerte	$P_{Smax} = m_{max}^2 P_0$ $m_{max} = \frac{U_B - U_{Tr Rest}}{U_B} < 1$	$P_{Vmax} = \frac{4}{\pi^2} P_0$ (bei $m = m_{PVmax} = 2/\pi$, nicht bei max. Aussteuerung)	$\eta_{max} = \frac{P_{Smax}}{P_G} = \frac{\pi}{4} m_{max}$
Grenzwerte bei $U_{Tr Rest} = 0$	$P_{Smax} = P_0$	$P_{Vmax} = \frac{4}{\pi^2} P_0$	$\eta_{max} = \frac{P_{Smax}}{P_G} = \frac{\pi}{4}$ $\approx 78,5\%$

Aussteuerungsabhängiges Maximum der Transistorverlustleistung (gesamte Endstufe)



$$P_V(m) = \left(\frac{4}{\pi} m - m^2\right) P_0$$

$$\frac{\partial P_V}{\partial m} \Big|_{m=m_{PVmax}} = P_0 \left(\frac{4}{\pi} - 2 m_{PVmax}\right) = 0; \quad m_{PVmax} = \frac{2}{\pi}$$

$$\text{bei } m = m_{PVmax}: P_{Vmax} = P_S = \frac{P_G}{2}$$

Sonstige Endverstärker/Probleme

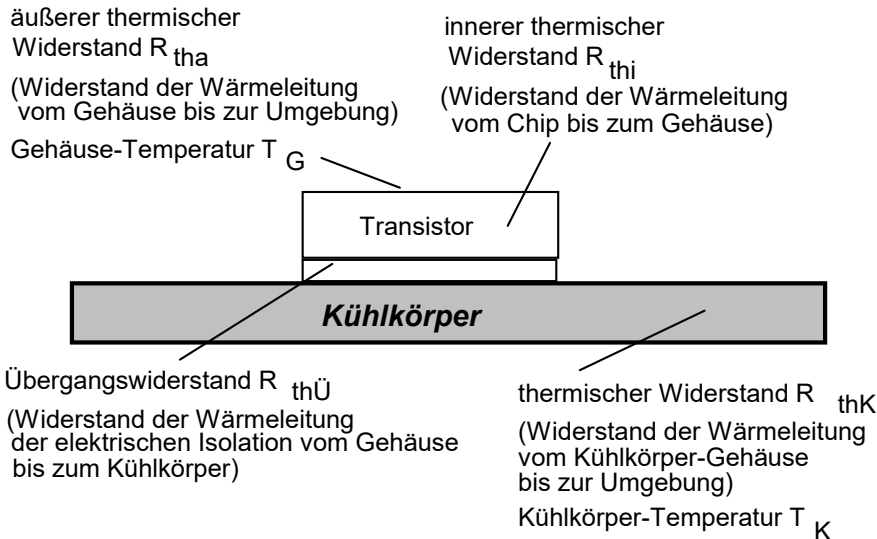
- **C-Verstärker:**
 - nur Halbwellen-Spitzen verstärken
 - Frequenzselektive Lastimpedanzen (Schwingkreise)
 - Anwendung in Senderendstufen
- **Klasse D-Verstärker**
 - Pulsbreitenmodulation des Eingangssignals
 - Impulsverstärkung (Schaltverstärker) mit geringer P_V
 - Tiefpassfilterung zur Rückgewinnung des verstärkt. Analogsignals
- **Stromversorgung**
 - Trennung von Eingangs- und Power-Verstärker

Bipolare Schaltungstechnik

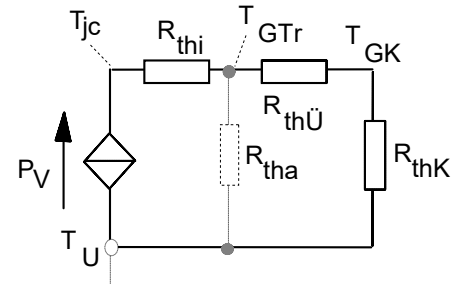
Leistungsverstärker

Thermische Bedingungen an der gegenständlich vorhandenen Endstufe

Umgebungs-Temperatur T_K



Thermische Ersatzschaltung



Kühlkörper zur Wärmeableitung

$$\text{thermischer Widerstand } R_{thK} = \frac{1}{\alpha_K A_K}$$

α_K ... Konvektionskonstante, stark oberflächenabhängig [$\approx 1..10 \text{ mW}/(\text{Kcm}^2)$],

A_K ... Konvektionsfläche [cm^2]

Einsatz von Kühlblechen oder speziell geformtem Kühlkörper-Profilmaterial mit vergrößerter Oberfläche ($R_{thK} \sim 1/L_K$, $R_{thK} \sim 2\text{K/W}$ bei $L_K = 10 \text{ cm}$)

Dimensionierung/Ablauf für Handentwurf

1 Forderungen/gegebene Größen:

- Maximale Ausgangsleistung P_{Smax} an der Übersteuerungsgrenze
- „Restspannung“ $U_{Tr Rest}$ als Betriebsspannungsreserve (in Verbindung mit Vorverstärker-Stufen)
- Lastwiderstand R_L
- maximale Umgebungstemperatur T_{Umax}

2 Entwurf

- Ermittlung der notwendigen Betriebsspannung

$$P_{Smax} = \frac{\hat{U}_{omax}^2}{2R_L} \Rightarrow U_B = \hat{U}_{omax} + U_{Tr Rest} = \sqrt{2R_L P_{Smax}} + U_{Tr Rest}$$

- Ruhestromeinstellung nach gefordertem Klirrfaktor (Reduzierung der Übernahmeverzerrungen), einige 10 mA, Einstellung z.B. über R_1 des Diodenersatzes (Folie 2-22)
- Bestimmung der maximal auftretenden Verlustleistung zur thermischen Dimensionierung (Kühlmaßnahmen) am Einzeltransistor

$$P_{Vmax} = \frac{2}{\pi^2} P_0 = \frac{1}{\pi^2} \frac{U_B^2}{R_L}$$

(Wirkung von R_{tha} vernachlässigen)

- Festlegung der Kühlfläche nach konstruktiven Parametern des Kühlkörperherstellers

$$R_{thK} \leq \frac{T_{jcmax} - T_{Umax}}{P_{Vmax}} - R_{thi} - R_{thÜ}$$

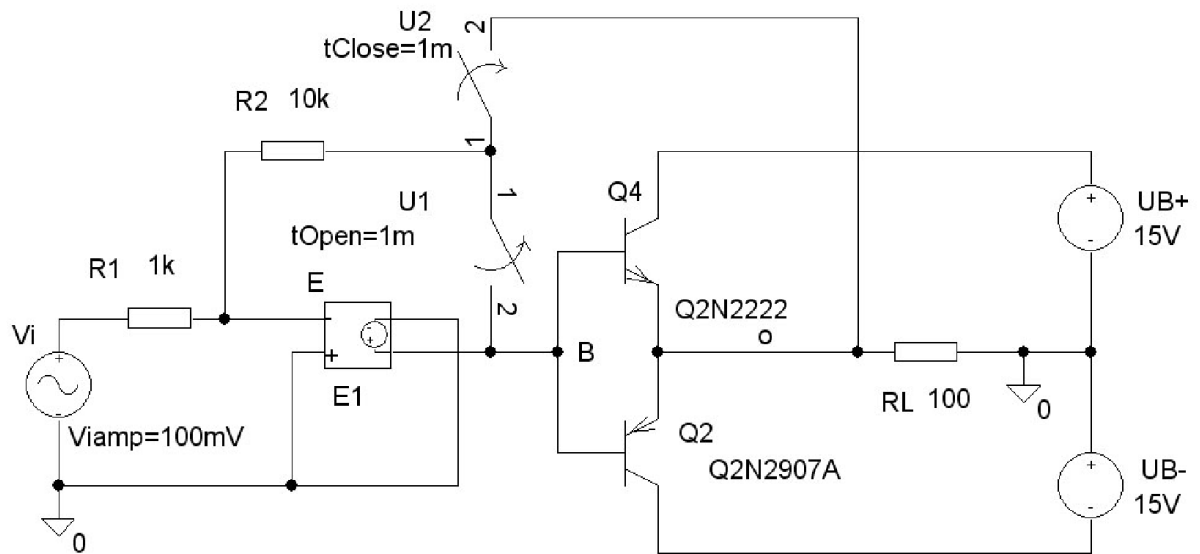
Die gesamte Endstufe kann auch auf einem gemeinsamen Kühlkörper montiert werden (hierbei ist die gesamte Endstufen-Verlustleistung anzusetzen).

Operationsverstärker

Externe Schaltungserweiterung: Endverstärker

Abhängigkeit der Übernahmeverzerrungen in B-Endstufen von Gegenkopplungsmaßnahmen

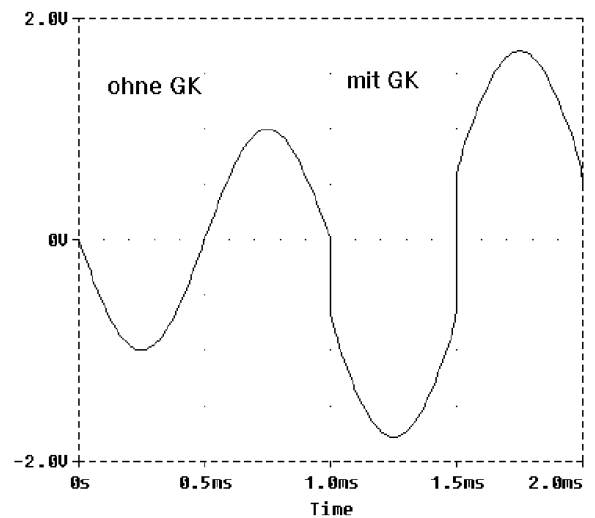
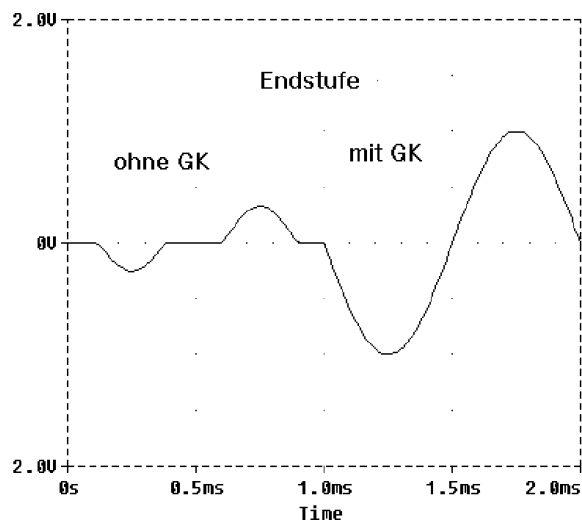
$t \leq 1 \text{ ms}$: Endstufe nicht im Gegenkopplungszyklus, $t \geq 1 \text{ ms}$: Endstufe im Gegenkopplungszyklus



Ausgangsspannungen

an R_L

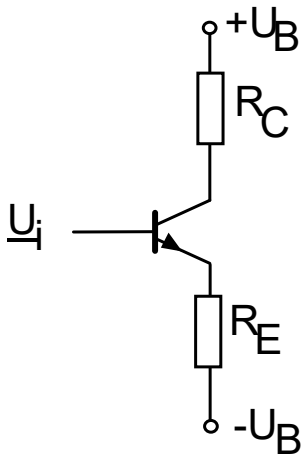
Ausgang Vorverstärker



Bipolare Schaltungstechnik

Leistungsverstärker

Gegengekoppelter Emitter-Spannungsverstärker für Großsignalverstärkung



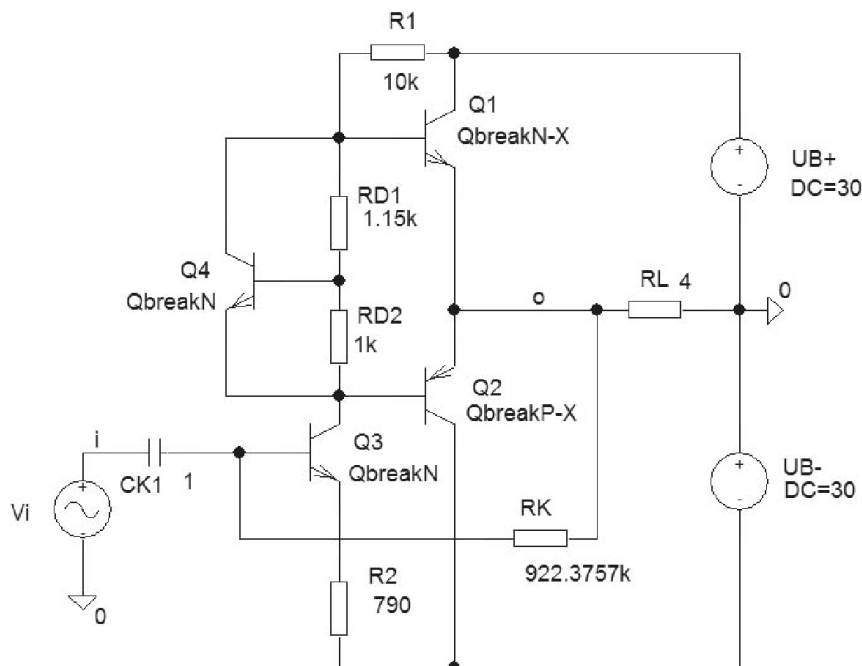
Funktionsbeschreibung:

- Eingangsspannung U_i steuert den Kollektorstrom I_C über die Spannung U_{BE} auf.
- I_C fließt über den Emitter ab ($I_E \approx I_C$), über Emitterwiderstand R_E entsteht der Spannungsabfall U_E .
- U_E regelt die Spannung U_{BE} und damit I_C zurück: **Spannungsgegenkopplung** (in der Literatur oft als Strom-Gegenkopplung bezeichnet).
- Gesamtverstärkung wird reduziert, aber auch der Klirrfaktor, Schaltung kann bis zu großen Spannungen ausgeregt werden (als "Großsignalfestigkeit" bezeichnet).
- Maximale, übersteuerungsfreie Ausgangsspannung wird durch R_E reduziert

Verstärkung:

$$\underline{v}' = - \frac{g_m R_C}{1 + g_m R_E}; \text{ starke GK bei } g_m R_E \gg 1 \Rightarrow \underline{v}' \approx - \frac{R_C}{R_E}$$

Endstufe mit gegengekoppelter, spannungsverstärkender Vorstufe (Simulationsschaltung)

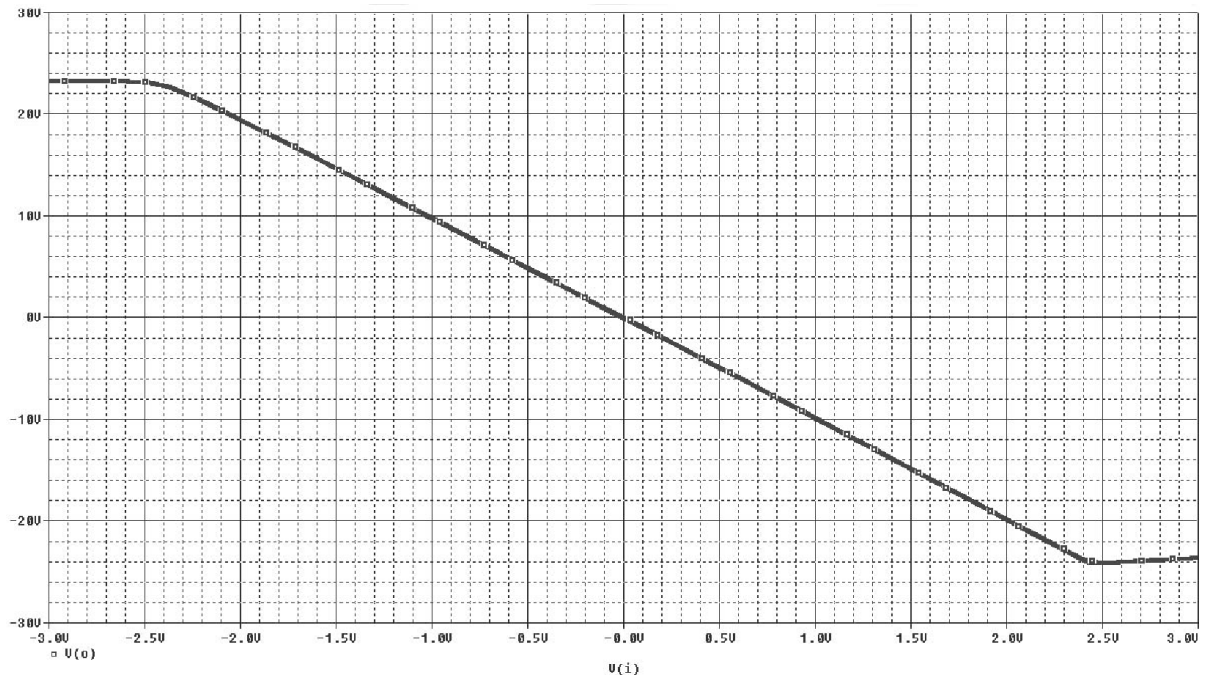


Beschreibung:

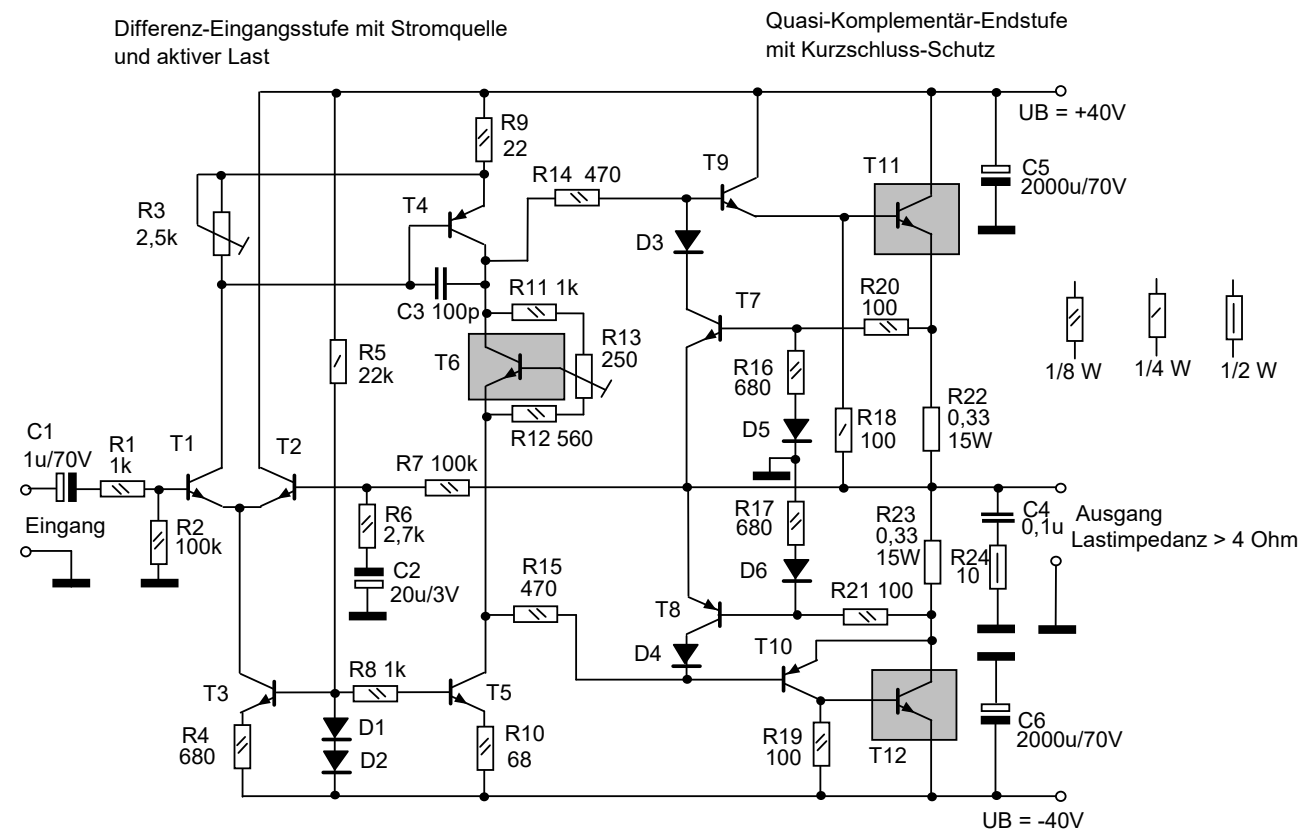
- Gegentakt AB-Endstufe mit Ruhestromeinstellung (Transistor Q4, Widerstände RD1, RD2)
- Transistor Q3 ist als Spannungsverstärker, über R2 gegengekoppelt.
- AP-Einstellung für Q3 durch Rückkopplung vom Ausgang über RK (Unterdrückung des U_B -Einflusses auf den AP der Endstufe)
- Schaltung ist nicht brummspannungsfest

Bipolare Schaltungstechnik

Leistungsverstärker: Transfer-Kennlinie der Endstufe



Beispiel einer diskreten Endstufe



Transistor-Spannungsfestigkeiten $\geq 80V$

Transistortypen:

T1, T2, T3, T5, T6

BSY 55

T4, T10

BD 140

T7

BC109A

T8

BC 177

T9

BD 139

T11, T12

BUZ 24

Dioden:

D1 bis D6

1 N 4002 (Anpassung der Bauelemente an internationale Typen)

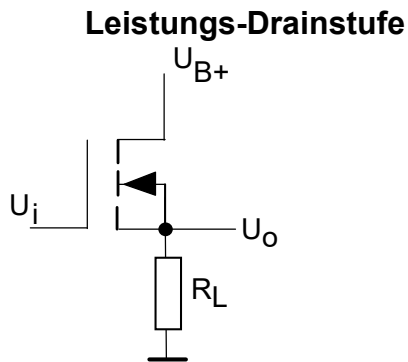
Literatur:

Czirr, E.: Kurzschlussicherer 100-W-HiFi-Leistungsverstärker, radio fernsehen elektronik 26 (1977), H. 18, S. 590 ff.

Unipolare Schaltungstechnik

Leistungsendstufen

Transferkennlinie eines Einzeltransistors



Transferkennlinie (Sättigungsbereich, $U_i > U_{TH}$)

$$U_o = U_i - U_{GS}$$

$$U_{GS} = U_{TH} + \sqrt{\frac{2I_D}{K}} \quad (\text{Kennlinie Sättigungsbereich})$$

$$I_D = \frac{U_o}{R_L}$$

$$U_o = U_i - U_{TH} + \frac{1 - \sqrt{1 + 2(U_i - U_{TH})K R_L}}{K R_L}$$

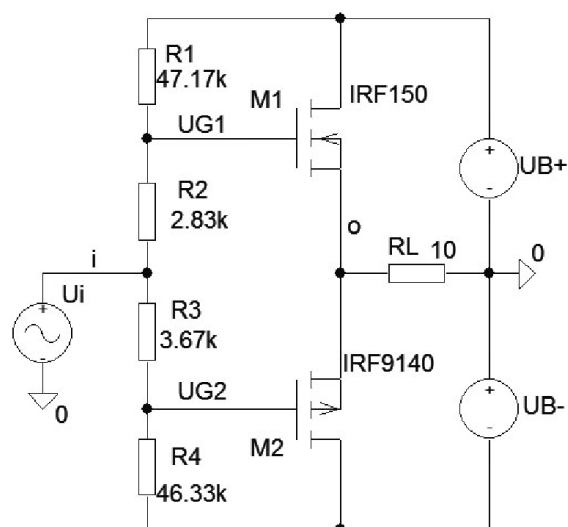
Eigenschaften von MOS-Verstärkerstufen

- schnell
- hoher Eingangswiderstand
- thermisch stabil ($\Delta I_D / \Delta T < 0$)

Power-MOS-FETs (PMF)

- Enhancement-MOS-FETs, überwiegend in n-Kanal-Ausführung ($U_{TH} = 2 \dots 4V$), bekannt seit Mitte der 70'er Jahre,
- Spezieller Chipaufbau (D-MOS-Technik) erlaubt Leistungen $> 250 W$, bei Drainströmen $> 60 A$ und Durchlasswiderständen $r_{don} < 0,035 \Omega$,
- Parallelschaltung relativ problemlos möglich (relativ lineare Kennlinie und negativer Temp.-Koeff.)
- die Baureihe SIPMOS (**Siemens-Power-Metal-Oxide-Semiconductor**) ist ein eingetragenes Warenzeichen der Siemens AG

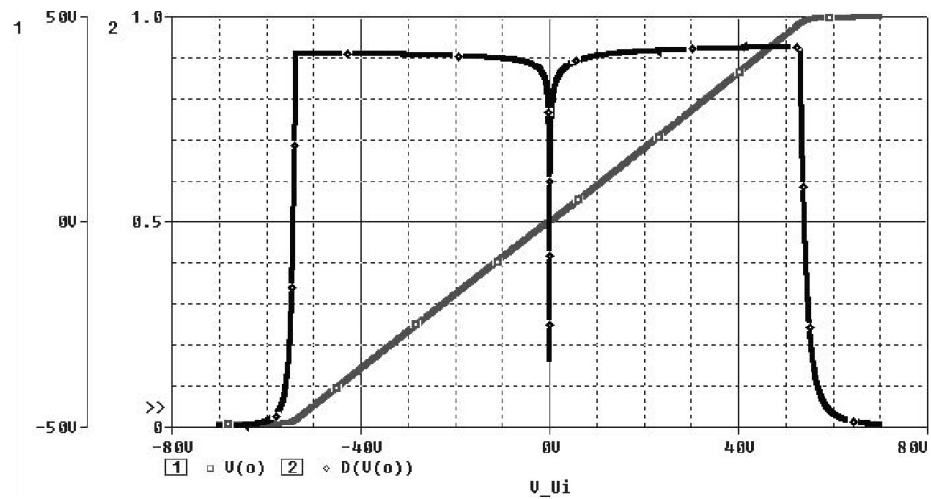
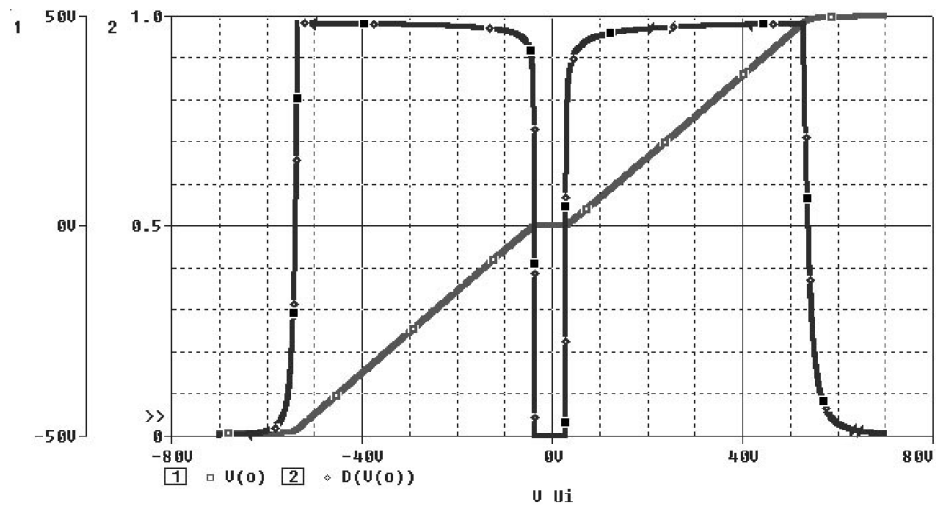
Grundprinzip Gegentakt-B/AB-Leistungsendstufe



Unipolare Schaltungstechnik

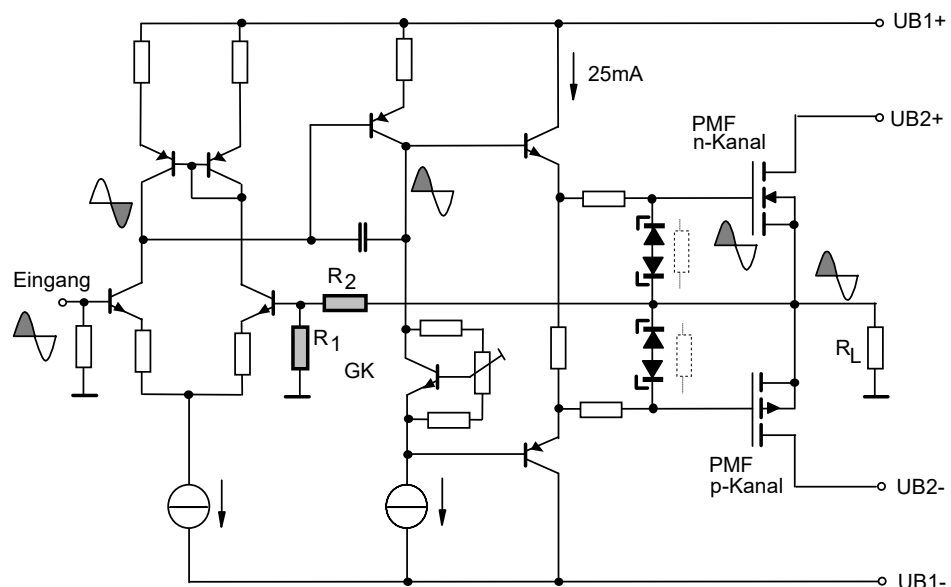
Leistungsendstufen

Transfer-Kennlinien und Kleinsignal-Spannungsverstärkung (Simulation), B- und AB-Endstufe (für B-Endstufe R1 und R4 hochohmig gesetzt)



Beispiel eines Endverstärkers mit Power - MOSFETS

(Schaltungsvorschlag nach Fa. SILICONIX (Santa Clara))

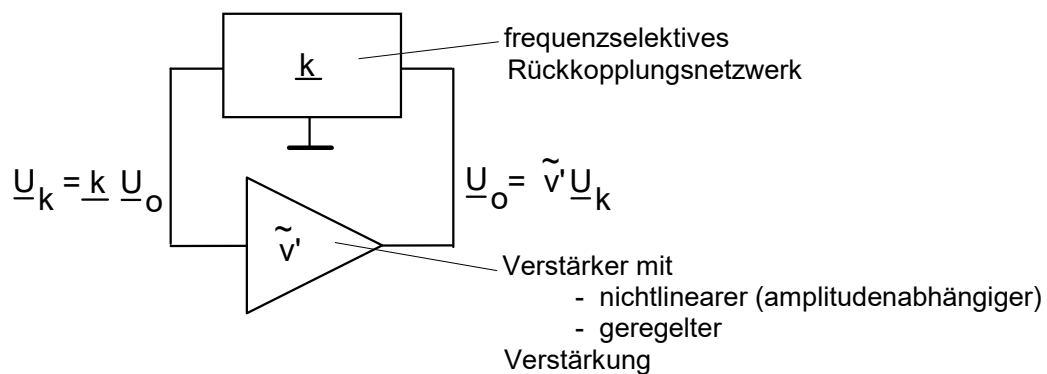


Signalerzeugung

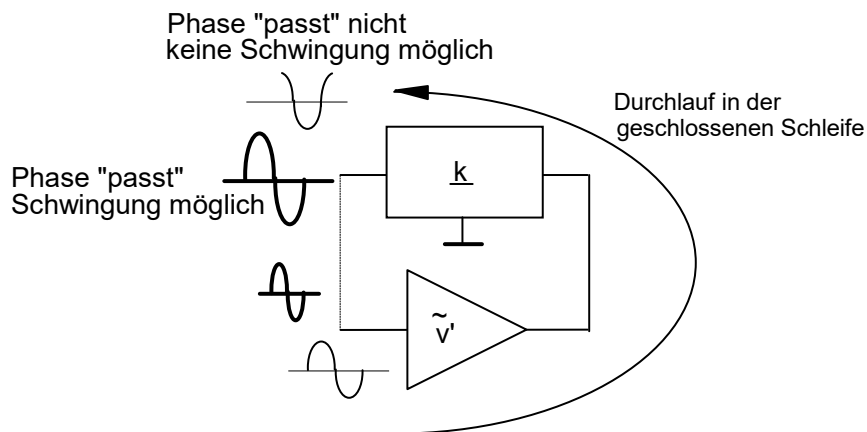
Allgemeine Merkmale von Oszillatoren

Kurvenform	Schaltungsprinzip	Frequenzbereiche und Bauelemente-Einsatz	Anwendung
Sinus, Rechteck,	LC-, RC-, Quarz-	$f < 1 \text{ MHz}$: OPV	Takte in digitalen Systemen, Zeitbasis
Dreieck, Rampen (Sägezahn)	Funktionsnetzwerke	$1 \text{ MHz} < f < 1 \text{ GHz}$: Bipo, FET	Datenübertragung/-verarbeitung (digital, analog) - Sender: Signal-Modulatoren - Empfänger: , Frequenz-Umsetzung/-mischung
Funktion	PLL	$f > 1 \text{ GHz}$: Spezial-BE (HEMT, Tunnel-, Gunndioden, Mikrowellenröhren)	Audiotechnik (Tonerzeugung)

Generator-Grundprinzip



$$\underline{U}_k = \underline{k} \underline{U}_O = \underline{k} \tilde{v}' \underline{U}_k \Rightarrow \underline{U}_k (1 - \underline{k} \tilde{v}') = 0, \text{ bei } \underline{U}_k \neq 0 \Rightarrow \underline{k} \tilde{v}' = 1$$



Anschwingverhalten und stationärer Betrieb

- Anschwingen:** kleine Amplituden $U_{i,0}$, $v' = v'_{an}$ (= Kleinsignalverstärkung)
 - $k v'_{an} > 1$, Schaltung schwingt an, $U_{i,0} \uparrow$ solange, bis $k v' = 1$, dann: $v' = v'_{stat} < v'_{an}$ (= Erreichen des stationären Zustandes = Zustand mit zeitunabhängiger Amplitude von U_O)
 - $k v'_{an} < 1$, Schaltung schwingt nicht an
- Stationärer Zustand:** $k v'_{stat} \approx 1$

Anschwingsicherheit $S = \frac{(k v')_{an}}{(k v')_{stat}} = \frac{v'_{an}}{v'_{stat}} > 1$,
 = Garantie zum Erreichen des stationären Zustandes

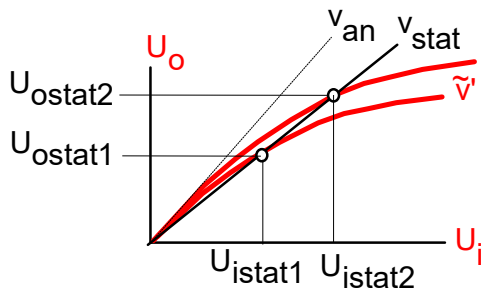
nichtlineare Verstärkung notwendig

Signalerzeugung

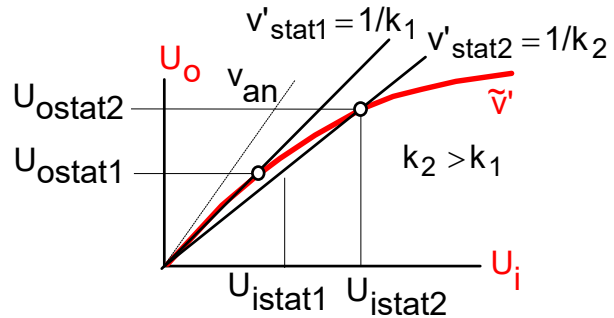
Ausgangsspannungs - Amplitude und Verstärker - Nichtlinearität

- Verstärker zu linear (z.B. ohmsch gegengekoppelter-OPV): U_o geht in Begrenzung \Rightarrow Amplitudenregelung notwendig: $\frac{dU_o}{dU_i} \downarrow$ mit $U_i \uparrow$
- Verstärker ausreichend nichtlinear (z.B. diskrete Trans.-Schaltung): stabile Sinusschwingung ohne zusätzliche Amplitudenregelung möglich
- **Verstärker mit nichtlinearer Verstärkung/Amplitudenregelung**

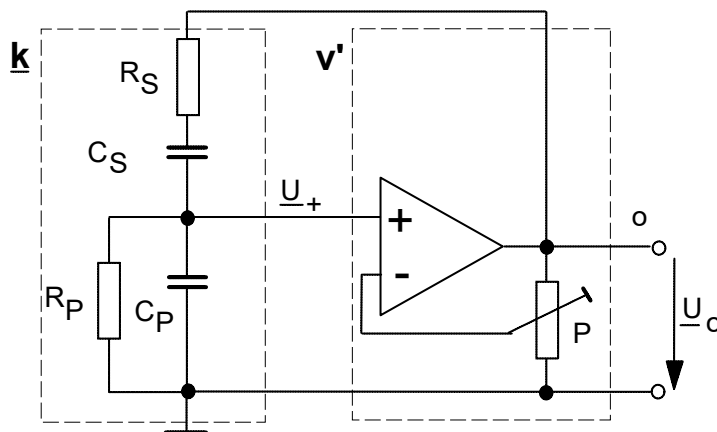
Rückkopplungsfaktor k konstant



Rückkopplungsfaktor k variabel



Wienbrücken-Oszillator (Dimensionierung: $R_S = R_P = R$; $C_S = C_P = C$)

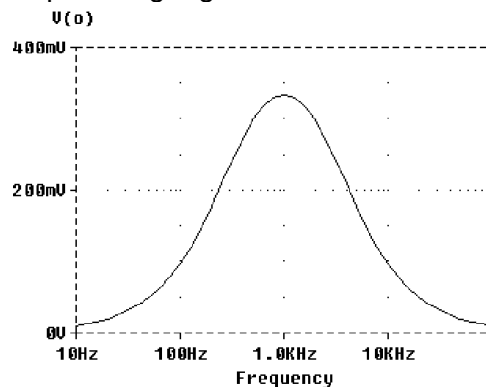


Realisierungsprobleme

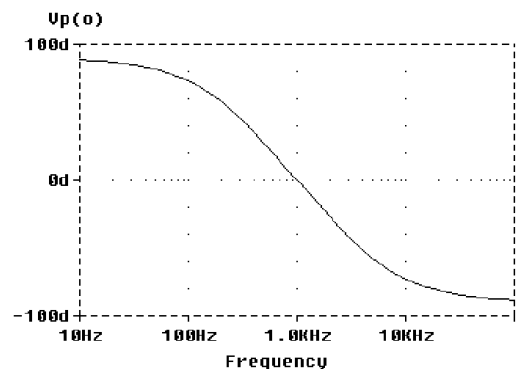
- Frequenz-Abstimmung \Rightarrow Tandem-Poti (Gleichlauf)
- Begrenzung auf niedrige Frequenzen, stabile Kapazitäten mit großen Werten nicht verfügbar \Rightarrow Drehkondensator mit Hochohm-Widerständen
- Maßnahmen der Amplitudenstabilisierung vornehmen

Amplituden- und Phasengang der Wienbrücke (Simulation) ($R = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 159 \text{ nF}$)

Amplitudengang



Phasengang



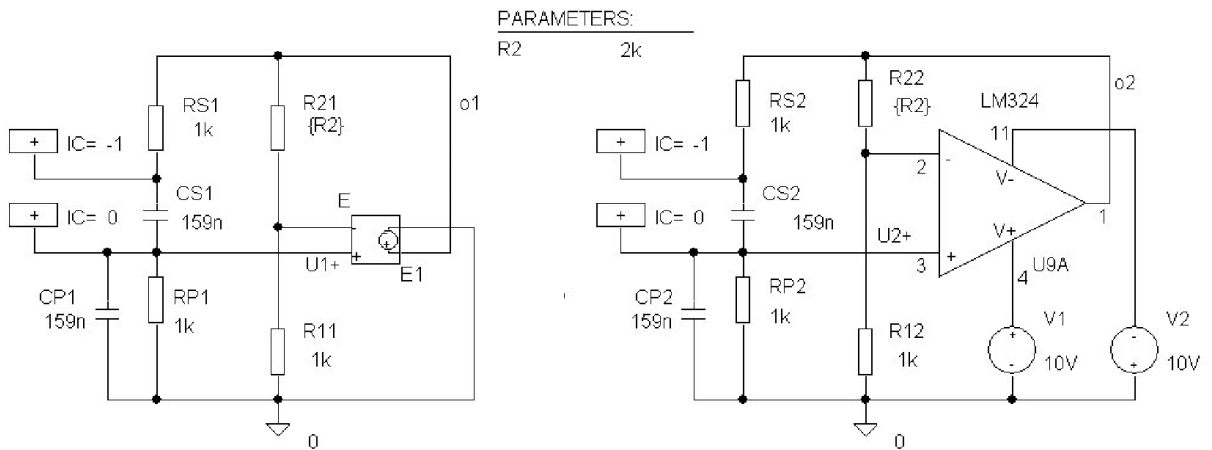
Signalerzeugung

Nicht stabilisierter Wienbrücken-Oszillator: Simulation

Simulationsschaltung

Idealer OPV (gesteuerte Spannungsquelle)

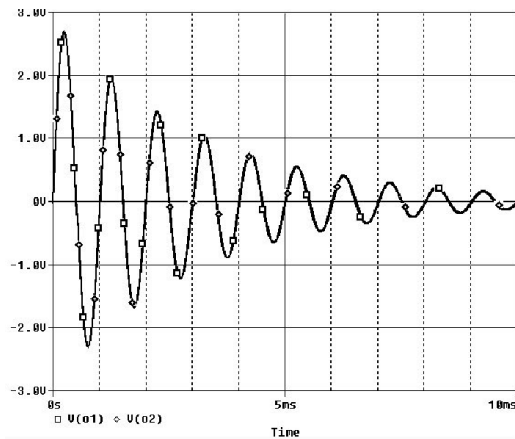
realer OPV



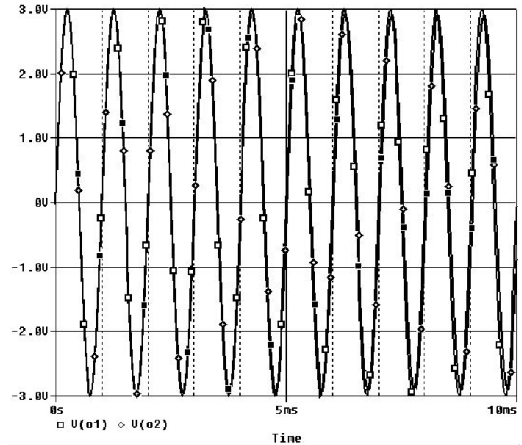
Signalverläufe

Ideal und real

$R_2 = 1,9 \text{ k}\Omega$ ($v = 2,9$)



$R_2 = 2,0 \text{ k}\Omega$ ($v = 3,0$)



Ideal bei $R_2 = 2,0 \text{ k}\Omega$ ($v = 3,0$)

real bei $R_2 = 2,0 \text{ k}\Omega$ ($v = 3,0$)

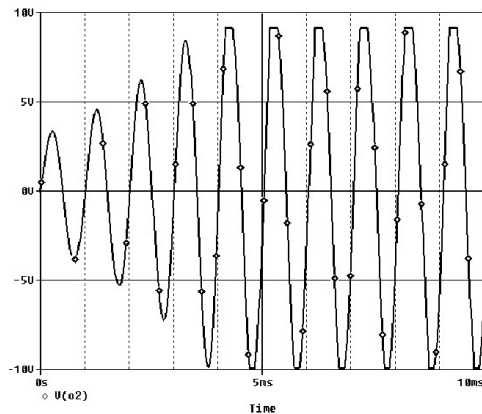
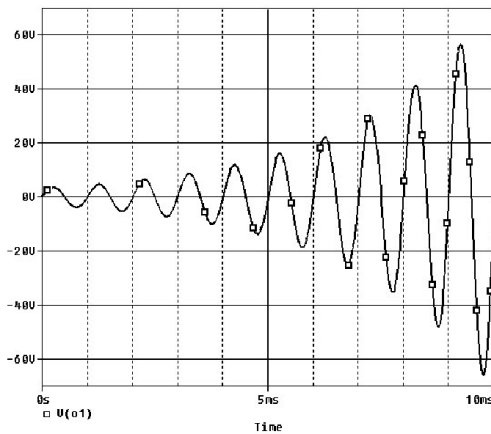
Idealer OPV (gesteuerte Spannungsquelle)

realer OPV

$R_2 = 2,1 \text{ k}\Omega$ ($v = 3,1$)

ansteigende Schwingung

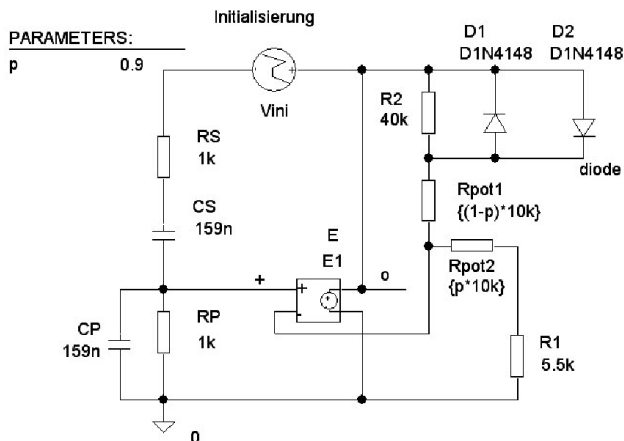
begrenzte Schwingung



Signalerzeugung

Amplitudenstabiler Wienbrücken-Oszillator: Simulation

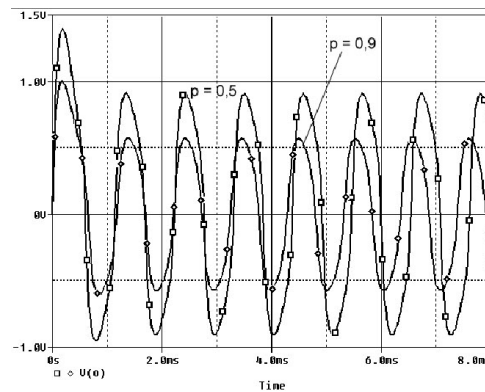
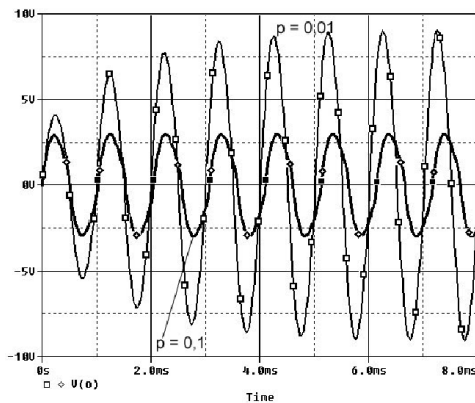
Simulationsschaltung



Ermittelte Schaltungsparameter

Param. p	Schwingfrequenz/Hz	Spannungsamplitude/V	Klirrfaktor k/%
0,01	994	9,1	4,0
0,1	975	3,0	9,7
0,5	927	0,91	17,4
0,9	965	0,57	12,1

Ausgangsspannungsverlauf für verschiedene Potentiometerstellungen

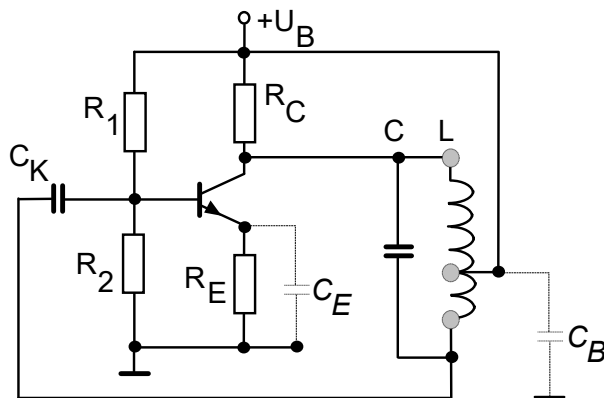


LC-Sinusgeneratoren: Allgemeines

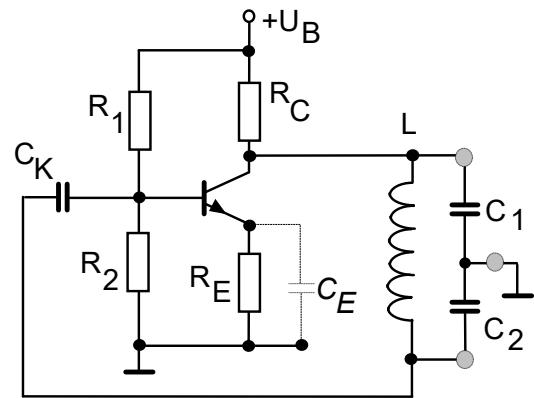
- frequenzselektive Rückkopplung = LC-Schwingkreis
- Schwingbedingung: aus der Kleinsignal-Ersatzschaltung
- Eingeschwungener Zustand: Schaltung zeigt Großsignalverhalten mit Arbeitspunktverschiebung (nichtlineare Transistor-Eigenschaften \Rightarrow Amplitudenbegrenzung)

LC-Generatoren mit diskreten Bauelementen (Dreipunktschaltungen)

Durch eine Mittelanzapfung im Schwingkreis (Spule, Reihenkapazität), die auf Masse gelegt wird, erreicht man eine Phasendrehung von 180°



Hartley



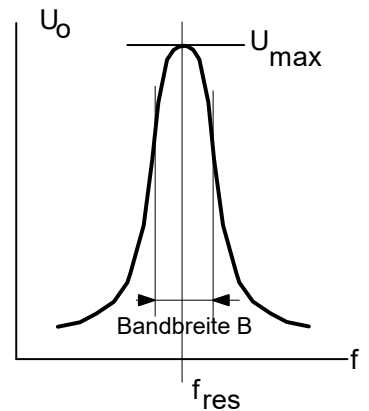
Colpitts

Signalerzeugung

Meißner-Oszillator

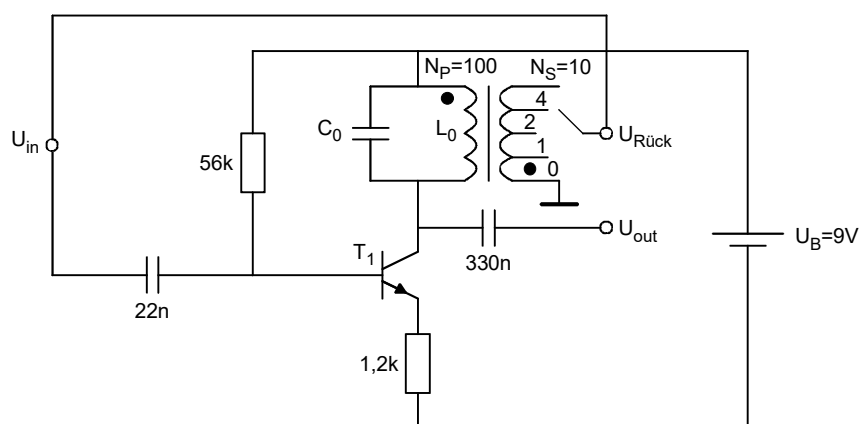
Kennzeichen:

- Grundprinzip: Röhrentechnik.
Frequenzbestimmendes Element: Parallelschwingkreis im Kollektorzweig, Spannungsresonanz bei der Resonanzfrequenz $f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, Transistor wirkt als Wechselstromquelle
- Schwingkreis besitzt Ohm'sche Verlustkomponente R_P und Güte Q /Resonanzschärfe $Q = \frac{f_{\text{res}}}{B} = R_P \sqrt{\frac{C}{L}}$
- Rückkopplung erfolgt über Transformator mit Übertragungsverhältnis $k = -\frac{1}{\ddot{u}} = -\frac{N_2}{N_1}$,
Emitterstufe hat 180° Phasendrehung \Rightarrow Transformator so schalten, dass zusätzlich 180° Phasendrehung entstehen (Kennzeichnung der Lage der Wicklungsanschlüsse, Trafo-Anschlüsse an der Sekundärseite vertauschen)
- Für die Spannungsverstärkung $v = -g_m R_P$ der Emitterstufe wirkt R_P als dynamischer Arbeitswiderstand.
- Ursachen für R_P :
 - Ohm'scher Verluste in der Spule (Drahtwiderstand und Spulenkern) und im Kondensator
 - Durch \ddot{u}^2 in den Primärkreis transformierter Transistor-Eingangswiderstand und ggf. Anteile der AP-Einstellung, Transistor-Ausgangswiderstand



Schaltung	Charakteristika
	<ul style="list-style-type: none"> - AP-Einstellung durch Basisspannungsteiler und Stabilisierung durch R_E - C_S legt das "kalte Ende" der Mitkoppelspule wechselstrommäßig an Masse - Nachteil: Kollektorgleichstrom fließt durch Schwingkreisinduktivität "Vormagnetisierung"

Praktikumsschaltung



Signalerzeugung

Quarzgeneratoren

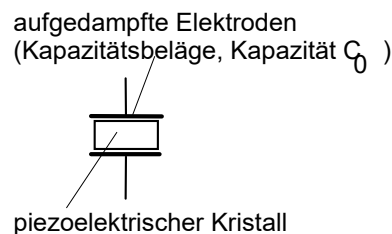
Oszillatorschaltungen mit **Schwingquarz** als frequenzbestimmendes Element

- Merkmal: **hohe Frequenzkonstanz**
($\Delta f / f_{\text{res}} = 10^{-6} \dots 10^{-9}$, bei zusätzlicher Temperaturstabilisierung)
- Kurvenform der Ausgangsspannungen: Rechteck-, Sinus

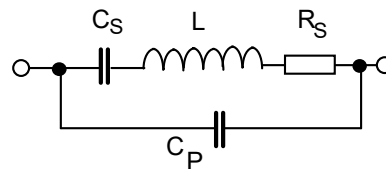
Der Schwingquarz

- Funktionsprinzip: piezoelektrischer Effekt
Beim Anlegen von Spannungen entstehen resonante mechanische Schwingungen hoher Frequenz und Güte \Rightarrow **hochresonanter Schwingkreis**
 - Schwingungstypen: Dicken- Biege-, Torsionsschwinger
 - Schwingungsmoden: Grundwellenquarze, Oberwellenquarze
- Anwendungen: Forderung nach hoher Frequenzkonstanz, Oberwellenanwendung
- Die Schwingfrequenz ist von den mechanischen Abmessungen abhängig

Aufbau



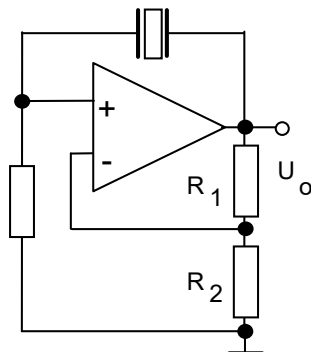
Elektrisches Ersatzschaltbild



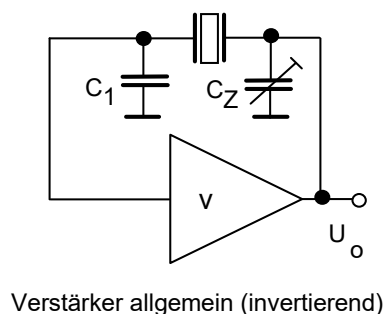
Element	Bezeichnung	Modellgröße	typischer Wert
L	dynamische Serien-Induktivität	schwingende Masse des Quarzes	100 mH
C_s	dynamische Serien-Kapazität	Elastizität des schwingenden Körpers	0,0015 pF
R_s	dynamischer Serien-Verlustwiderstand	Reibungsverluste	100 Ω
C_p	statische Parallelkapazität	Halterung	5 pF

Quarz-Oszillatorschaltungen: Prinzip/Anwendungsschaltungen

Serienresonanz: $v > 0$

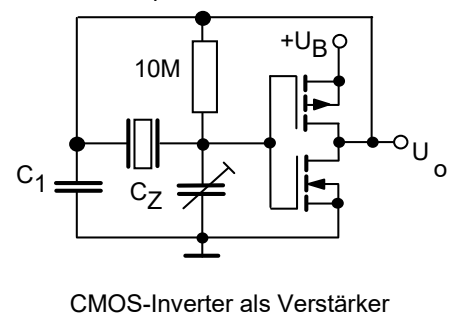


Parallelresonanz: $v < 0$



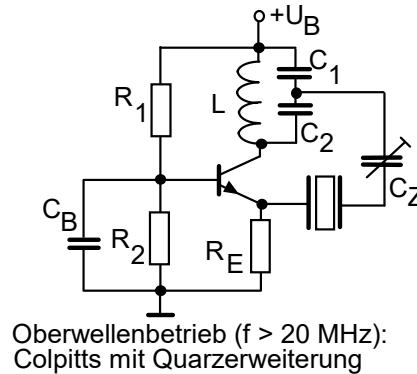
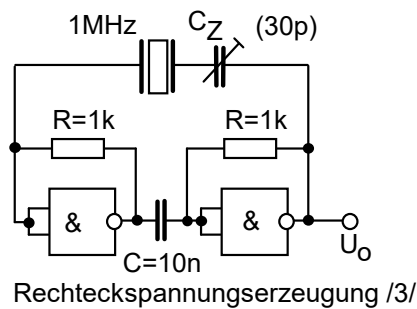
Quarz als "Spulenersatz" (Pierce-Oszillator)

$$f_s < f_{\text{res}} < f_p$$



Signalerzeugung

Quarz-Oszillatorschaltungen: Prinzip/Anwendungsschaltungen



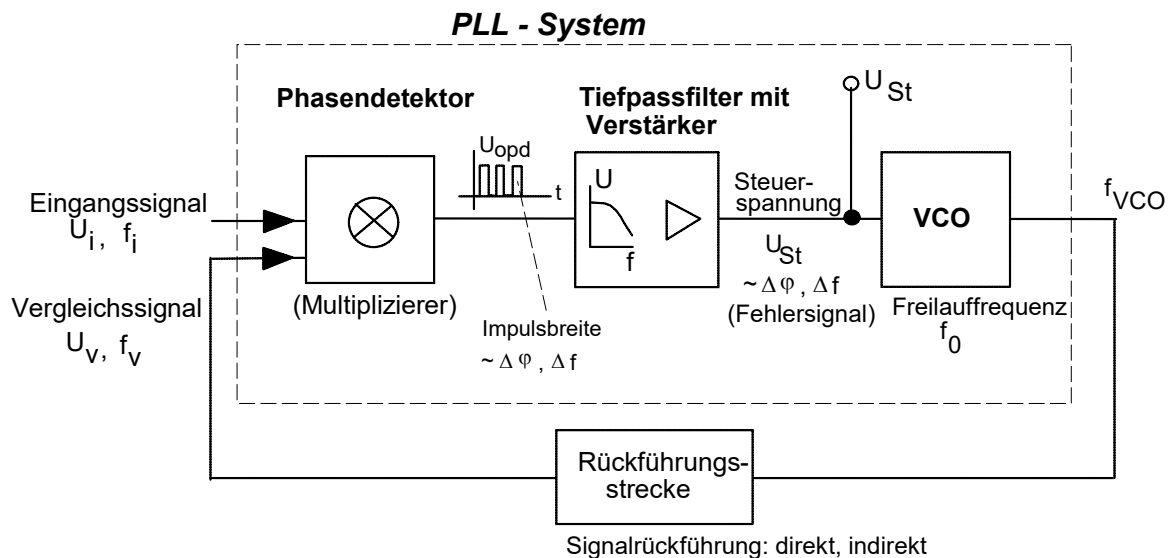
"Ziehen" der Schwingfrequenz durch Trimmkap. C_Z :
$$\frac{\Delta f}{f_{\text{res}}} \approx \frac{C_S}{2C_Z}$$

PLL-Schaltungen (Phasenregelkreise, phase lock loop)

Prinzip des Phasenregelkreises

Schaltung/System, in dem die Ausgangsfrequenz durch Regelung auf ein Eingangs-Frequenz-Signal frequenz-/phasenstarr "eingerrastet" wird (Regelung auf minimale Phasen- bzw. Frequenzabweichung der Schleife).

Aufbau/Wirkungsweise



Bestandteile:

- Phasenempfindlicher Gleichrichter (Phasendetektor): $U_{Opd} \sim \Delta f = f_i - f_{VCO}, \Delta \varphi$
 - Verstärkung mit Tiefpassfilterung (Erzeugung Steuer-Gleichspannung U_{St})
 - Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO = voltage controlled oscillator) zur Ausgangssignalerzeugung ($f = f_{VCO}$)
- Parameter:
- VCO-Freilauffrequenz f_0
 - Haltebereich $\Delta f_{\text{halte}} = f_{\text{oben}} - f_{\text{unten}}$ (Frequenzbereich, in dem VCO der Eingangsfrequenz folgen kann (liegt symmetrisch zu f_0))
 - Fangbereich Δf_{fang} : Frequenzbereich (um f_0), bei dem VCO auf Eingangsfrequenz „einrastet“ ($\Delta f_{\text{fang}} < \Delta f_{\text{halte}}$)

Signalerzeugung

PLL-Schaltungen (Phasenregelkreise, phase lock loop): Anwendung

- Frequenzsynthese
- Signal-Demodulation (FM, AM)
- Frequenzsynchronisation (PAL-Farbträgerfrequenz, -phase)

Frequenzsynthese (Frequency Synthesizer)

