

Hinweis

Die vorliegende Zusammenfassung wurde im Rahmen der jeweiligen Lehrveranstaltung an der Universität Bonn erstellt. Sofern im oberen Teil der ersten Seite oder auf der unten angegebenen Webseite nicht anders vermerkt, wurde diese Zusammenfassung von mir, Marvin Zanke, alleine angefertigt. Für mehr Informationen und meine gesamten Unterlagen, siehe:

<https://www.physics-and-stuff.com/>

Ich erhebe keinen Anspruch auf Richtigkeit und Vollständigkeit der vorliegenden Zusammenfassung!

Dieses Werk von [Marvin Zanke](#) ist lizenziert unter einer [Creative Commons Namensnennung – Nicht-kommerziell – Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz](#).

Wechselspannungsamplituden:

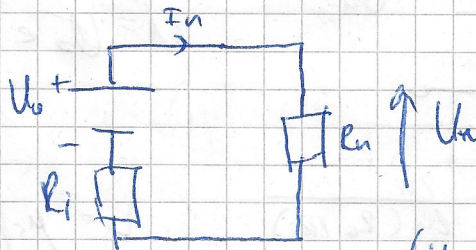
Spitze-Spitze: Differenz niedrigste / höchste in $U(t)$ auftretende Spannung U_{SS} [V_{SS}]

Schleifenwert / Spitzenwert: Maximalwert Spannung U_s [V_s]

Effektivwert: $U_{eff} \hat{=}$ Gleichspannung, die in R gleiche mittlere Leistung P freisetzt wie $U(t)$. $P = \frac{U^2}{R}$ und $U_{eff} = \sqrt{\langle U^2(t) \rangle}$
(Zeit-Mittelwert)

Innenwiderstand:

$$U_n = U_0 \frac{R_n}{R_n + R_i}$$

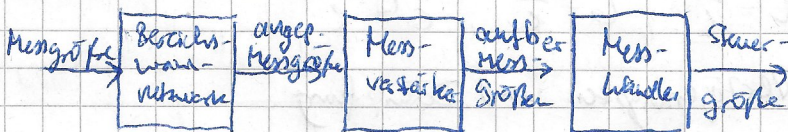


R_i bestimmbar aus:

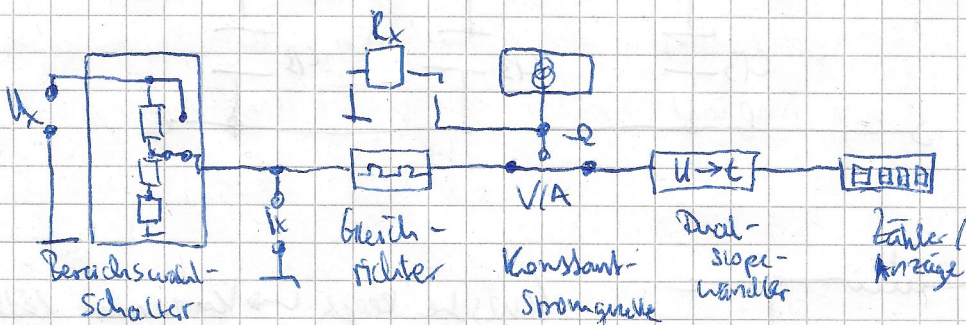
$$R_i = \frac{U_2 - U_1}{I_1 - I_2}$$

(U und I für 2 versch. Belastungen R_n)

Messgerät



Digitalmultimeter



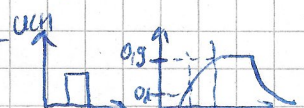
Anstiegszeit Oszillograph

Ausgangswiderstand Fkt. generator: 50Ω

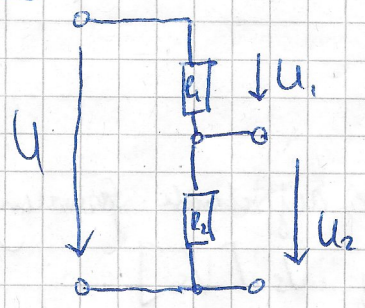
Eingangswiderstand Oszilloskop: $1 M\Omega$, Kapazität $30 pF$ parallel geschaltet

Freq. bandbreite: begrenzte Bandbreite ($\hat{=}$ Tiefpass-Ordnung); $B = f_{max} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \tau}$ ($\tau = RC$)

Anstiegszeit: t_r , Rechtecksignal von 10% auf 90% $B \cdot t_r = 0,35$



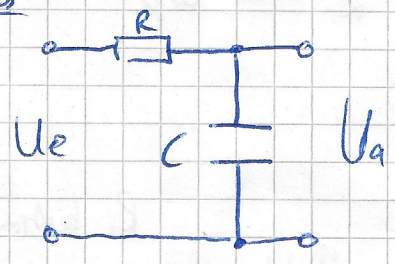
Spannungsteiler



$$U_2 = \frac{U}{R_1 + R_2} \cdot R_2$$

$$\frac{R_1}{U_1} = \frac{R_2}{U_2}$$

RC-Tiefpass



$$U = U_0 (1 - e^{-t/\tau}) \text{ rising edge}$$

$$U = U_0 e^{-t/\tau}$$

18.09.2016

Koaxkabel

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 l \frac{2\pi}{\ln(R_a/R_i)}, \quad L = \mu_r \mu_0 l \frac{\ln(R_a/R_i)}{2\pi}$$

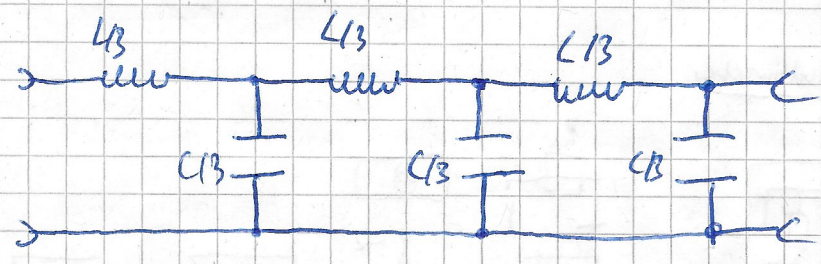
homogene Leitung: elektr. Eigenschaften längs Strecke gleich

Widerstand R, Induktivität L, Verlustkoeffizient G, Kapazität C

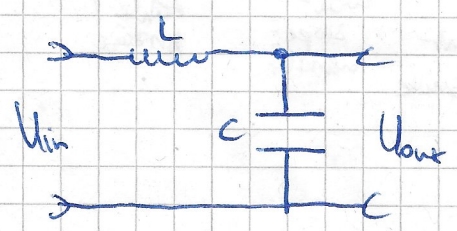
wachsen proportional zur Leitungslänge l an
 $\Rightarrow R' = \frac{R}{l}, L' = \frac{L}{l}, G' = \frac{G}{l}, C' = \frac{C}{l}$

Wellenwiderstand, Verzögerungszeit und Dämpfung

Leitungsmodell Kabel



LC-Glied



Lenz'sche Regel und Kondensator lädt sich mit zeitl. Verzögerung auf, aber eilt U_{in} nach

Wellenausbreitung auf hom. Leitungen

$$Y^2 = Z' - Y' = (R' + i\omega L')(G' + i\omega C')$$

mit Y: Dämpfung

Phasengeschwindigkeit und Wellenwiderstand

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta}, \quad \beta = \omega \sqrt{LC} = \frac{1}{v_{ph}} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ph} = v \cdot \lambda = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{v}{\beta} = c_0 \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \\ v_{gr} = \frac{d\omega}{d\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} = v_{ph} \end{array} \right.$$

(kleine $v_{ph} \rightarrow$ große Verz.zeit)
(Alt.: aufwickeln Innenleiter + Ferritkern \rightarrow größere Induktivität (Verz.zeit))

Signalgeschwindigkeit

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Wellenwiderstand } Z = \frac{U_L(x)}{I_L(x)} = \frac{U_r(x)}{I_r(x)} = \sqrt{\frac{R' + i\omega L'}{G' + i\omega C'}} \end{array} \right.$$

einlauf. + rücklauf. Strom-/spannungswelle

Verlustfrei $Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}}$

Verlustfreier Fall $Z_{frei} = \frac{\ln(R_0/P_0)}{2\pi}$; $Z_{frei}^{vac} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \approx 377 \Omega$

$Z_{frei} = \sqrt{\frac{\mu_r \mu_0}{\epsilon_r \epsilon_0}}$ W.W. freie Welle im Medium

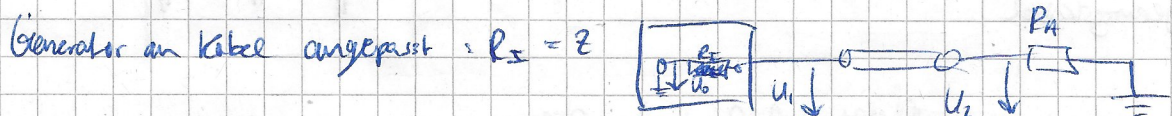
Leistungsabschuss und Anpassung

Rücklaufende Welle, weil Energie der einlaufenden Welle nicht vollständig im Abschlusswiderstand R_A verbraucht wird.

Vollständige Absorption bei Leistungsanpassung, also $R_A = Z$

$$R_A = Z \frac{1+r}{1-r} \quad \text{mit} \quad r = \frac{U_{refl}}{U_{ein}} = \frac{R_A - Z}{R_A + Z}$$

Schwellenwert: $s = \frac{1+|r|}{1-|r|}$
Anpassungsfeld: $m = \frac{1}{s}$



angepasster Abschluss: $R_A = Z, r=0, s=1, m=1$

trotzdem möglicherweise Verluste auf Leitung

$$U_1 = U_{in} = \frac{U_0}{2} \quad | \quad U_2 = U_{in} \quad | \quad I_2 = I_{in} = \frac{U_2}{Z}$$

offene Leitung: $R_A = \infty, r=+1, s=\infty, m=0$

$$I_2 = I_{in} + I_{refl} = 0 \quad | \quad U_{in} = U_{in} = \frac{U_0}{2}$$

am Generator (angepasst) wird rücklaufende Welle geschluckt

$$U_{in} = \frac{U_0}{2} \quad | \quad U_2 = 2U_{in}$$

Kurzschluss: $R_A = 0, r=-1, s=\infty, m=0$

$$U_2 = U_{in} + U_{refl} = 0 \quad \text{denn Spannung gleich Null}$$

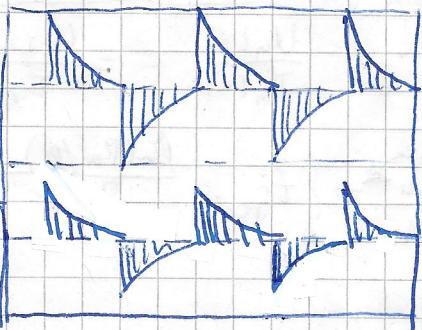
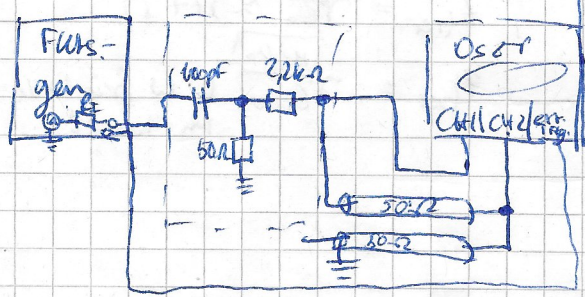
$$I_2 = I_{in} + I_{refl} = 2I_{in}$$

Differenzglied: Hochpass als Diff.glied wandelt aus Rechtecksignal eine in pulsbirge Wechselspannung.

Mit zusätzlichen $2,2k\Omega$ Widerstand werden die Impulse kleiner und breiter (Dämpfung und $t=RC$ größer \rightarrow Auf- und Entladung...)

Impulse auf Kabeln:

linkeres Ende offen \rightarrow

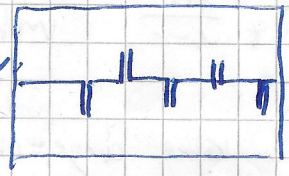


- negativ/positiv abwechselnd, wegen Differenzierer
- Channel 2 Signal
- Schwächer, weil am offenen Ende reflektiert

Leitungsabschluss / Verzögerungszeit

ähnlich, statt offenes Ende Abschluss mit R_A (nach R_A offen in erstem Teil)

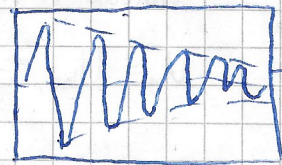
offenes Ende: mit 50Ω Anpassungswiderstand



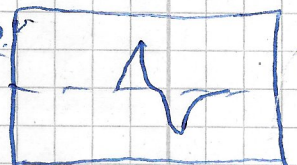
ohne 50Ω wie oben

mit Kurzschlusskabel: im Vgl. zu offenem Ende sind Amplituden abwechselnd umgekehrt

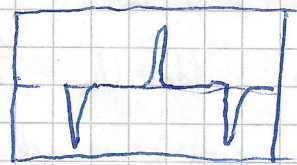
ohne Anp.wid.:



mit Anp.wid.



mit Abschluss Wellenwiderstand



Variation Frequenz: Größere Frequenz \rightarrow kleiner Abstand (Impulspakete,

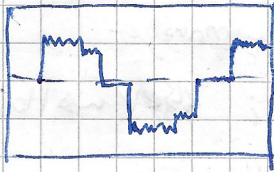
gleicher Abstand innerhalb Impuls(Reflexion)

\rightarrow durch Verzögerungszeit bestimmt

Klippkabel / Dämpfung , Diff. gleich und Anpasswiderstand entfernt

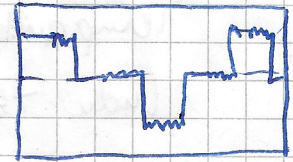
Klippkabel kürzt Impulse auf bestimmte Länge (mit Reflexion an kurzg. Verz. Kabel)

o offenes Ende :



Puls Pkt.-gan. + refl.
Puls vom offenen Ende
(Schwächer in Amplitude)

Kurzgeschlossen:



Phasensprung bei Reflexion
→ Pulse geläutert statt verlängert

Frequenz beeinflusst auch hier wieder nur Abstand zwischen Pulsen
Länge des Kabels ($\hat{=}$ Verzögerungszeit) beeinflusst nur Länge der Pulse

Dämpfung Amplitude Ursachen:

- Widerstand Innen-/Anpassleiter
- Verluste im Dielektrikum
- Skin-Effekt bei hohen Frequenzen
- Verluste im Ferritkern

Deribel: Verhältnis Spannung am Ausgang U_2 zu Eingang U_1 ,

$$\rightarrow 20 \log \frac{U_2}{U_1} \text{ dB}$$

$$10 \log \frac{P_2}{P_1} \text{ dB}, \text{ denn } \frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^2$$

50Ω-Kabel / Fourier-Zerlegung

Laufzeit, Wellenwiderstand, Dämpfung frequenzunabhängig und Bandbreite
(wenig Dämpfung und Verzerrung)

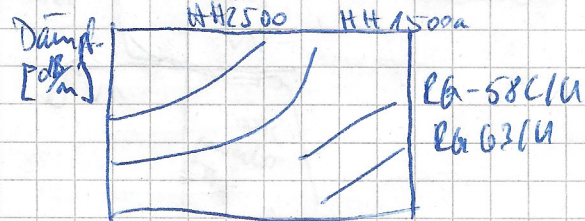
Lebensdauer $\hat{=}$ sehr viel unterschiedliche Frequenzen (und große am. kanten)

→ kleine Bandbreite besonders bemerkbar

Sägezahn bspw. wird immer runder statt eckig (ab $v = 50$ datz Unterschied)

RG 58 C/U - Kabel großer Bandbreit
(kleinere Verz.-Zeit)

→ Signal $\hat{=}$ verfallschüler $\hat{=}$ dargestellt



Frg. [MHz]

Metalle, Halbleiter und Isolatoren, Metalle: Valenzband = Leitungsband, $E_G < 0,1 eV$

HL, Isolat.: Valenzband voll, Lücke zw. LB und VB;

Temp. anstieg \rightarrow Elektronen springen

Lücke $> 4 eV \rightarrow$ Isolator; $< 4 eV \rightarrow$ Halbleiter

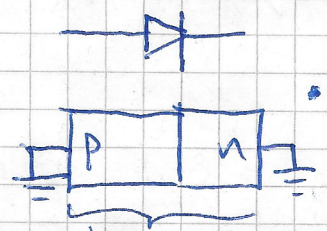
Dotierung: Einbringen Fremdatome in HL für veränderte elektr. Leitfähigkeit

p-Dotierung: Fremdatome $\hat{=}$ Elektronen-Akzeptor

n-Dotierung: Fremdatome $\hat{=}$ Elektronen-Donatoren

\rightarrow freies Elektron zur Leitung oder freies Loch zur Lochleitung

p-n-Übergang



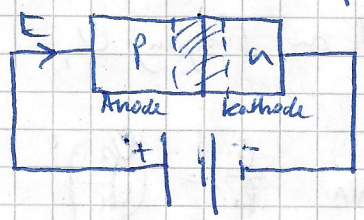
- Elektronen diffundieren von n-Schicht in p-Schicht und rekombinieren

Dicke bestimmt durch Stärke

- RLZ (arm an freien Ladungsträgern)

Dotierung und Größe und Diffbewegung (Gleichgew. zu Diffusion) der Bereiche selbst + Spannung

Diode: wie oben; mit ext. Spannung



Durchlassrichtung: • Pot. diff. verringert (Diff. Strom größer)

SI-Diode $I_{max} = 1A$;

- Sperrschicht dünner \rightarrow großer Strom

In Sperrrichtung: • Pot. diff. größer

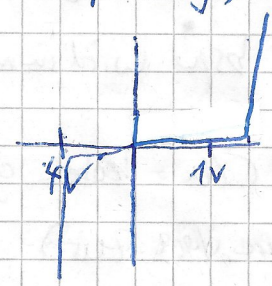
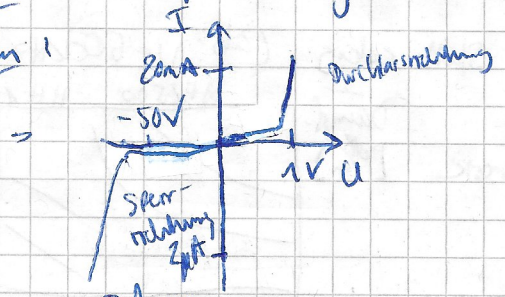
- Diffstrom sinkt

- größere Sperrschicht \rightarrow kleinerer Strom

} Kapazität nimmt ab mit steigender Spannung

Zenerdiode: In Sperrrichtung betrieben (\sim Durchbruchspannung)

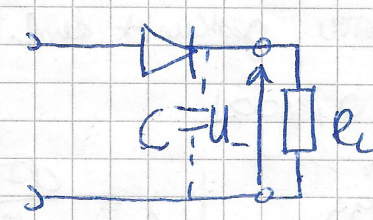
Kennlinien



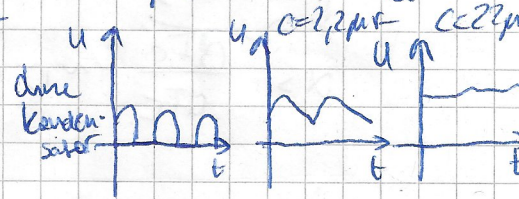
Schottky-Silicium-Diode

Zener-Diode

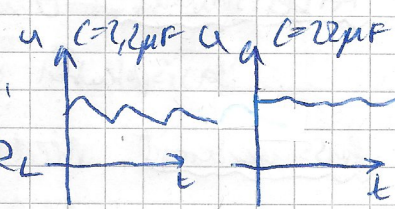
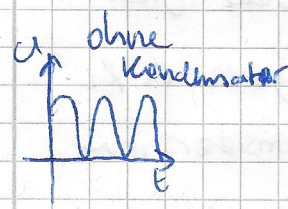
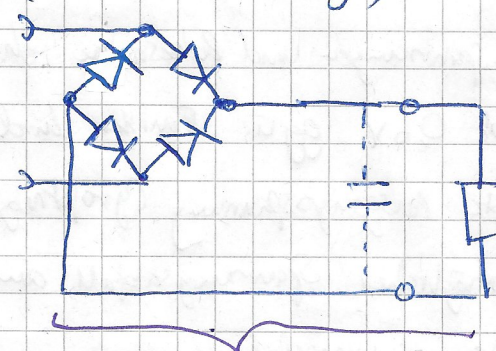
Einweggleichrichter



Zusätzlich Kapazität
parallel: $C = \frac{I}{\dot{U}}$
 $C = 22\mu F$ $C = 22\mu F$

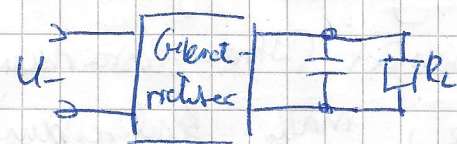


Zweiweggleichrichter (Graetzschaltung)



Gleichung: Berechnen von "Brücken" (per. Spannungsw. um festen Durchschnitswert)

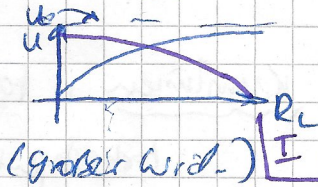
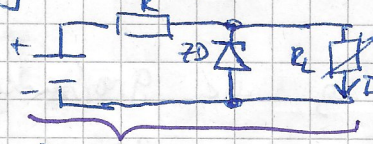
- größere Kapazität
- bessere Gleichung (höhere Auf- und Entladezeiten)



Spannungsstabilisierung: Spannung konstant, obwohl Strom variabel

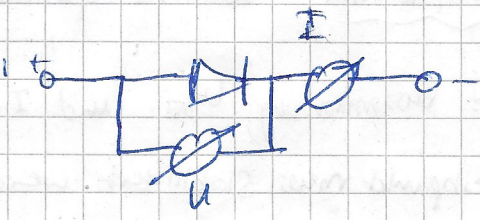
$$R = \frac{U_0 - U_{Z0}}{I_{Z0} + \frac{U_{Z0}}{R_L}}$$

mittels Zener-Diode
 $U' = U_0 \frac{R_L}{R + R_L}$

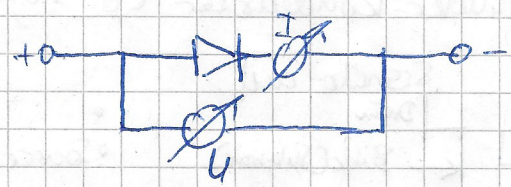


Innenwiderstände Messinstrumente: Spannungsmesser parallel (großer Wid.)
Amperemeter in Reihe (kleiner Wid.)

Messung Durchlassrichtung



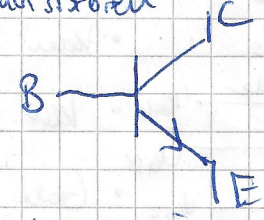
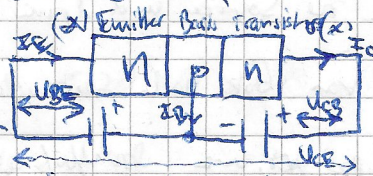
Messung in Sperrichtung



19.09.2016

Grenzschichten Transistor: unipol-Transistoren

• Definition und Geometrie unterschiedlich



• Basis-Emitter in Durchlassrichtung, Basis-Kollektor in Sperrichtung

• Elektronen von Emitter zur Basis (0,6V) → Elektronen diff. zur BC-Grenzschicht (Kont. 0,6V)

Transistorströme E_C -Strom gesteuert durch kleinen Basisstrom

$$\beta = \frac{dI_C}{dI_B} \sim [40; 300]$$

$$\alpha = \frac{dI_E}{dI_C} \sim 0,99 \quad | \quad \beta = \frac{dI_E}{dI_B}$$

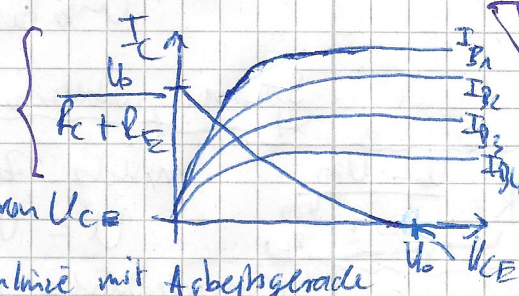
Arbeitspunkt, Gleichspannungen und Ruheströme ohne anliegendes Signal
 Basispotential auf 0,6V geg. Emitter durch Spannungsteiler R_1, R_2

Aussteuerbereich: niedrigste Ausgangsspannung (größtmöglicher Transistorstrom, kleinstmöglicher Spannungsabfall am Transistor),
 höchste: umgekehrt

Sättigungsspannung, kleinstmögliche CE -Spannung, bei der Transistor noch funktioniert (Stromverstärkung) $\sim 0,3V$ (Größe $U_{CE} = U_0$)

Arbeitsgerade, math. Beschreibung Aussteuerbereich

$$I_C = \frac{U_0 - U_{CE}}{R_C + R_E}$$



Kennlinien, festes I_B , I_C größtenteils unabhängig von U_{CE}

Arbeitspunkt geg. durch Schnittpunkt Ausgangskennlinie mit Arbeitsgerade

Einstellen Basispotential, beliebiger Spannungsteiler $U_B = U_0 \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

20.10

Stabilisierung: Zusammenhang U_{BE} und I_B bzw. T_C temp. abh.

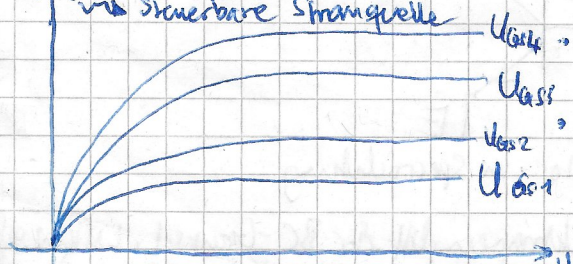
Arbeitspunkt muss stabilisiert werden durch Emitterwiderstand

paralleler Kondensator C_E hebt Gegenkopplung für Wechselspannung



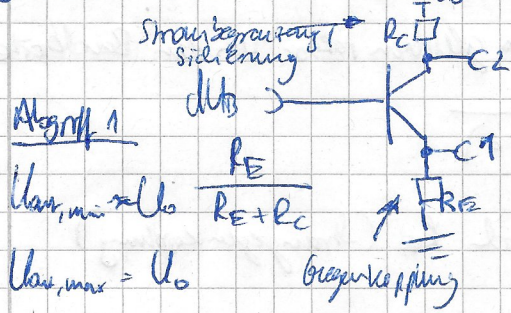
- höherer Eingangswiderstand
- statische Entladung \rightarrow Erhöhung
- kein Leitungsverbrauch
- Herstellung einfacher
- als steuerbare Wrd. (Analogschalt)
- Eigenich., z.B. Uhr nicht gut geeignet
- Source und drain austauschbar
- keine Basisströme
- keine Ströme zw. Source und drain (No channel current)

geht auch, $I_G = 0$
 hohe U_{GS} : I_D math. U_{GS}
 sichere Stromquelle



kein Strom von Gate nach Source, drain, Bulk
 Gate auf pos. pot. um Stromfluß ab U_{GS}
 $I_D \sim (U_{GS} - U_{GS,thr})^2$
 exponentiell bei bipolarer Transistor

Transistor als Verstärker behandeln kleine Signale



Basis ist Eingang

Abgriff 1: Emittorfolger, Kollektorschaltung

Abgriff 1

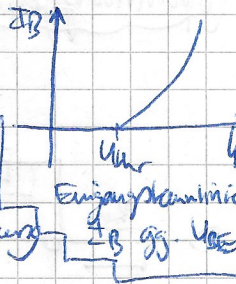
$$U_{in, min} \approx U_0 \frac{R_E}{R_E + R_C}$$

$$U_{in, max} = U_0$$

Gegerkopplung

Abgriff 2: Emitterschaltung

Abgriff 2:



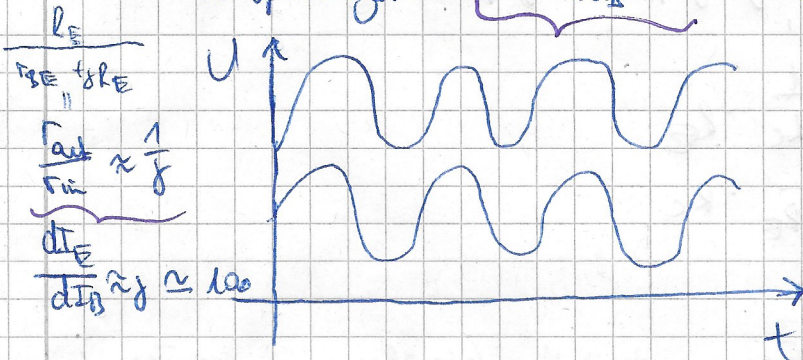
Emittorfolger U_B / U_E : Eingangs- / Ausgangsgleichspannung

als Impedanzwandler $u(t)_B / u(t)_E$: Eingangs- / Ausgangswechselspannung

Stromverstärkung: $\beta = \frac{dI_E}{dI_B}$; $U_{BE} \approx 0,6V$

$U_E = U_B - 0,6V$ (Emitter folgt Basis)

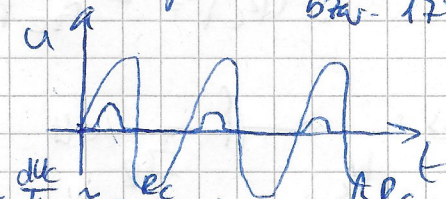
Wohlschpannungser: $\sigma = \frac{dU_E}{dU_B} \approx 1$ (keine R_C / R_E - Abhängigkeit)



$$\sigma = \frac{\beta R_E}{r_{BE} + \beta R_E} \quad | \quad r_{BE} = \frac{dU_{BE}}{dI_B}$$

keine Phasenverschiebung

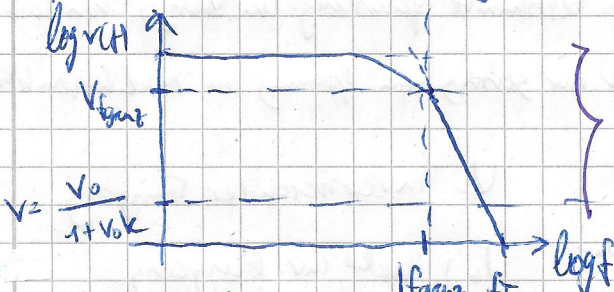
Aussteuergrößen bei 1,6V (untere Grenze) - 17V (obere Grenze)



Emitterschaltung, Abgriff 2: Spannungsverstärkung $\sigma = \frac{dU_C}{dU_B} \approx -\frac{R_C}{R_E}$; $U = -\frac{\beta R_C}{r_{BE} + \beta R_E}$

Phase um 180° verschoben $\beta = 0$ (Leerlauf)

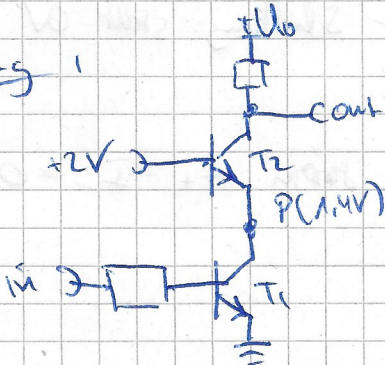
Frequenzverhalten der Verstärkung: U_0 : Spannungsverstärkung für $f=0$



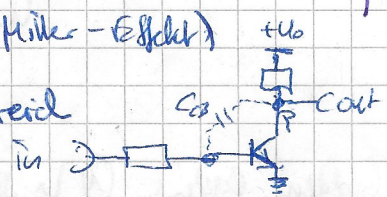
Abwachen Verstärkungskurve bei f_{max} bedingt durch wechselfspannungsmäßige Rückkopplung der Kollektorspannung auf Basis durch Kapazität C_{cp} (Miller-Effekt)

Steigende Frequenz \rightarrow Kap. Blindwid. kleiner \rightarrow geringerer Spannungsabfall zwischen Kollektor / Emitter
 \rightarrow Schwellbereich \rightarrow Verstärkung konstant in diesem Bereich

Kaskodenschaltung



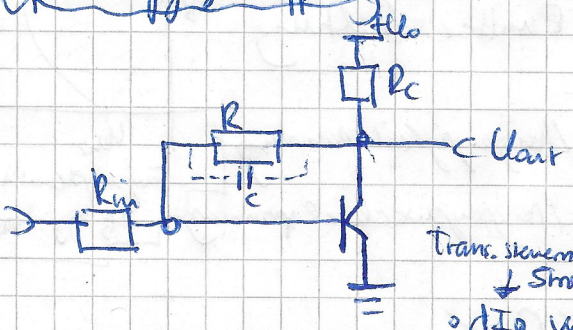
Verringerung wechselfspannungsmäßige Rückwirkung des Kollektors auf Basis



Gegentkopplung: Alternative zur Erhöhung der Bandbreite

Verringert Verstärkung durch Gegenkopplung um gleichen Faktor, um den Bandbreite sich erhöht:
 $f_{BW,gek} = f_{BW} \cdot \frac{v_o}{v(t=0)}$

Spannungsgegentkopplung: Bisher: Gegenkopplung durch R_E (Stromgegenkopplung)

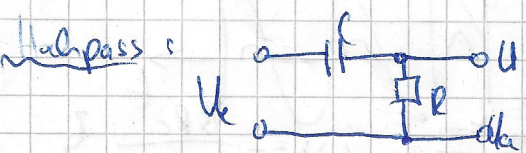


- R stellt Basispotential ein
- R koppelt Spannung an Kollektor zurück
- Trans. steuernd auf die Basis
- dI_B verkleinert durch Gegenkopplung bei geg. U_{in}
- Einbau Kondensator \rightarrow Wechselspann. Aufhebung der Rückkopplung
- Verstärkung größer für größeres R

Verstärkung Transistoreingangswiderstand:

$$\frac{1}{v(R_E)} = \frac{1}{v_o} - \frac{1}{R_C} \cdot R_E$$

$$v(R_C) = - \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot R_C$$

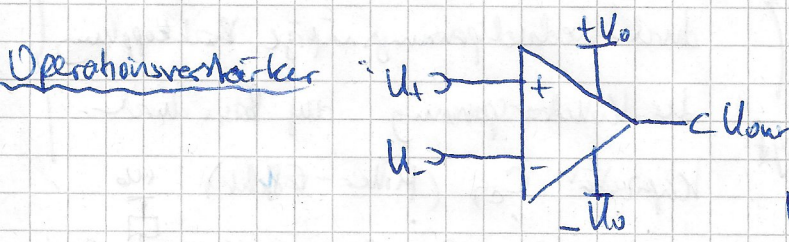


Frequenz oberhalb Grenzfrequenz annähernd ungeschwächt durchgelassen

Tiefpass: C und R vertauscht

Spannungsquelle (Stromquelle): Spannungsquelle liefert bestimmte Spannung unabhängig von Last

Stromquelle: Strom hängt nur gering von Spannung an Anschlusspunkten ab



U_- : invertierender Eingang
 U_+ : nicht inv. Eingang
 $U_{out} = v_o (U_+ - U_-)$

Goldene Regeln: ① In stabiler, gegengekoppelter Schaltung stellt AV seinen Ausgang so ein, dass $U_+ = U_-$.

② In die Eingänge fließt fast kein Strom $I_+ = I_- = 0$