

Kapitel 9

Der bipolare Transistor

Man unterscheidet npn- und pnp- Bipolartransistortypen, je nachdem wie Halbleiterbereiche zueinander angeordnet sind. Die Anschlüsse eines solchen Bauelements werden Kollektor (C, collector), Basis (B, base) und Emmitter (E, emitter) genannt:

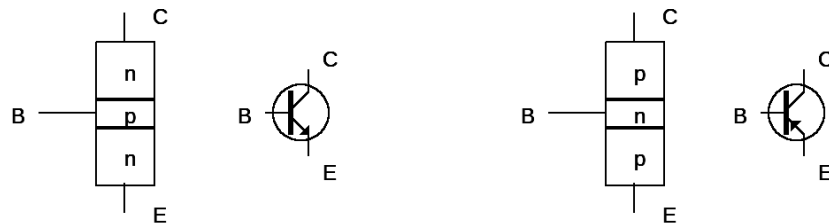


Abbildung 9.1: Halbleiterstrukturen und Schaltsymbole.

Den Unterschied drückt man im Schaltzeichen mit einer Änderung des Richtungspfeiles aus. Im Normalbetrieb sind beim npn-Transistor die unten eingezeichneten Spannungen und Ströme positiv, beim pnp-Transistor negativ:

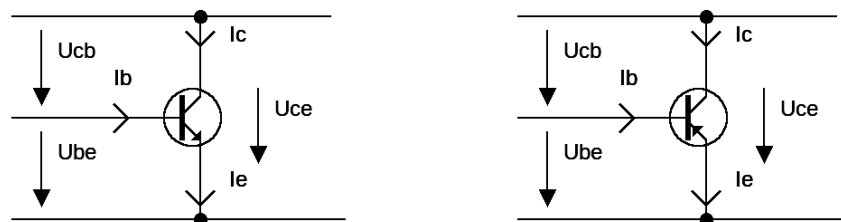
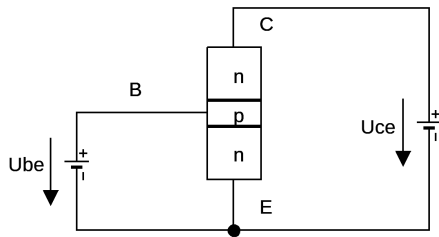


Abbildung 9.2: Spannungen und Ströme an npn- bzw. pnp-Transistoren.

Um der idealen Funktionsweise nahezukommen, werden Transistoren aus mehr als drei Schichten mit unterschiedlichen Dotierungsdichten aufgebaut. Die Kollektorzone besteht hierbei in der Regel aus mehreren verschieden stark dotierten Zonen.

9.1 Wirkungsweise von npn-Transistoren

Ohne Anliegen einer U_{BE} ist die BE-Diode gesperrt. Legt man an die BE-Zone eine genügend hohe Spannung in Durchlassrichtung an, so fließen Elektronen vom Emmitter entlang der physikalischen Stromrichtung in die



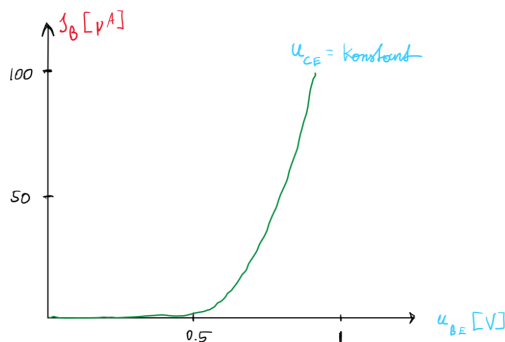
E-Zone: relativ stark dotiert
B-Zone: dünn, relativ schwach dotiert

Abbildung 9.3: Zur Erklärung der Wirkungsweise.

Basiszone (entgegengesetzt der technischen Stromrichtung). Die B-Zone ist dünn, dadurch können Elektronen nur beschränkt als Basisstrom fließen (die E-Zone ist relativ stark, die B-Zone vergleichsweise schwach dotiert). Liegt nun am Kollektor ein entsprechend positives Potenzial an, kann ein Großteil der Elektronen vom Kollektor angezogen werden. Diese Elektronen bilden den Kollektorstrom, der wesentlich größer als der Basisstrom sein kann. Die wenigen Elektronen in der B-Zone bilden somit den kleinen Basis-Steuerstrom.

9.2 Wichtige Kennlinien

9.2.1 Eingangskennlinie



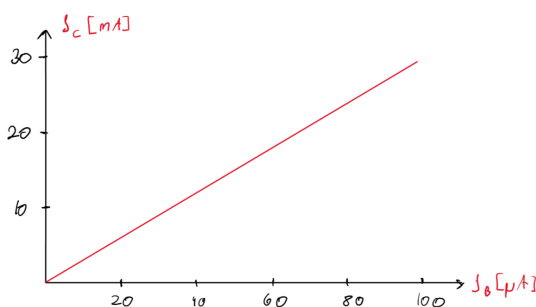
≡ ungefähr einer Diodenkennlinie

$$I_B = \frac{I_S}{B_0} \cdot (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \quad (9.1)$$

mit

$$U_T = \frac{k \cdot T}{e} \approx \dots \text{ mV} \quad (9.2)$$

9.2.2 Stromsteuerkennlinie



Beim Erfassen wird in der Regel U_{CE} konstant gehalten. Der Zusammenhang zwischen I_C und I_B ist in einem weiten Bereich annähernd linear:

$$I_C = B \cdot I_B \quad (9.3)$$

mit B ... Gleichstromverstärkung.

Definition der Gleichstromverstärkung:

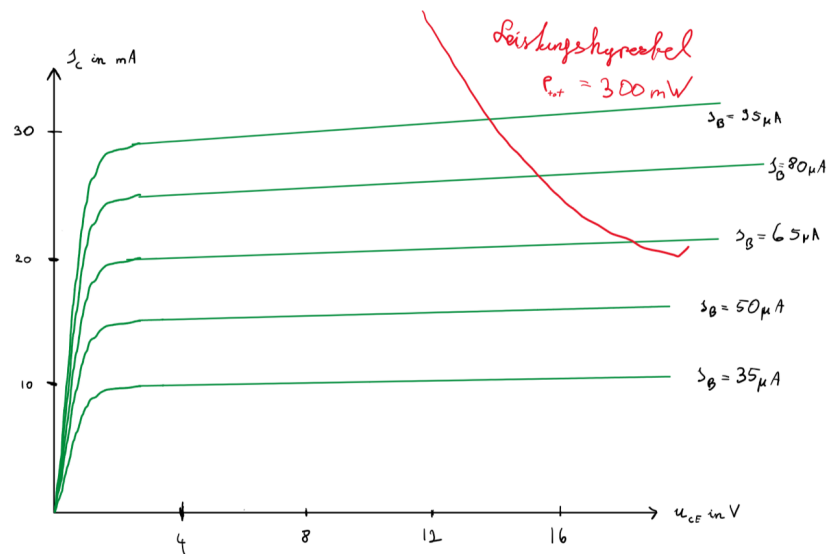
$$B = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\text{Ausgangsstrom}}{\text{Eingangsstrom}} \quad (9.4)$$

Definition der Kleinsignalstromverstärkung:

$$\beta = \frac{\delta I_C}{\delta I_B} = \frac{i_C}{i_B} \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (9.5)$$

Im linearen Bereich gilt: $\beta = B$

9.2.3 Ausgangskennlinienfeld



Im Betrieb spielt der differentielle Widerstand $r_{CE} = \frac{\delta U_{CE}}{\delta I_C}$ vom Arbeitspunkt eine große Rolle. Im Verstärkerbetrieb wird oft der Stromquellenbereich mit hohem r_{CE} gewünscht. Im Betrieb als Schalter im ON-Zustand ist meist ein niedriger r_{CE} sinnvoll.

9.3 Relevante Kenn- und Grenzdaten von Transistoren

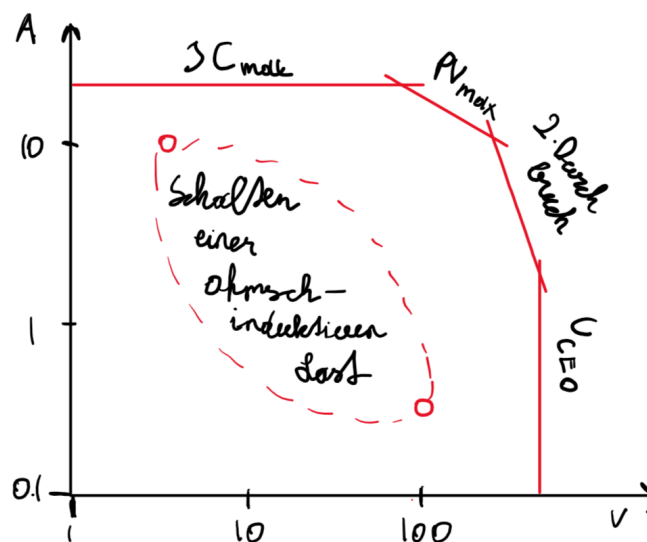
- $U_{CB,max}$, $U_{CE,max}$, $U_{BE,r,max}$
- $I_{C,max}$, P_{max} , $T_{j,max}$, $T_{Storage}$
- B , β oder h_{FE} (oft minimale und maximale Angaben; unterliegen großen Exemplarstreuungen)

9.3.1 Safe Operating Area und maximale Verlustleistung

Die Verlustleistung eines Transistors kann folgendermaßen abgeschätzt werden:

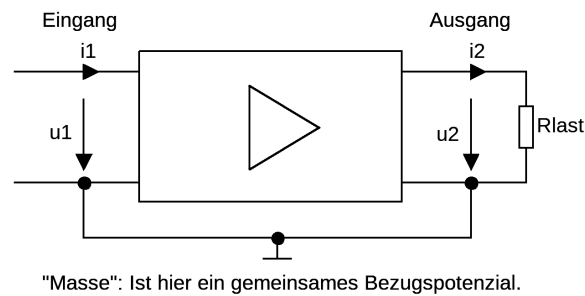
$$P_V = U_{CE}I_C + U_{BE}I_B \approx U_{CE}I_C \quad (9.6)$$

Ein SOA-Diagramm eines bipolaren Transistors wird bei logarithmischer Achsenbeschriftung oft durch folgende Geraden abgegrenzt:



9.4 Transistor als Verstärker

Ein allgemeiner Verstärkervierpol kann folgendermaßen aufgefasst werden:

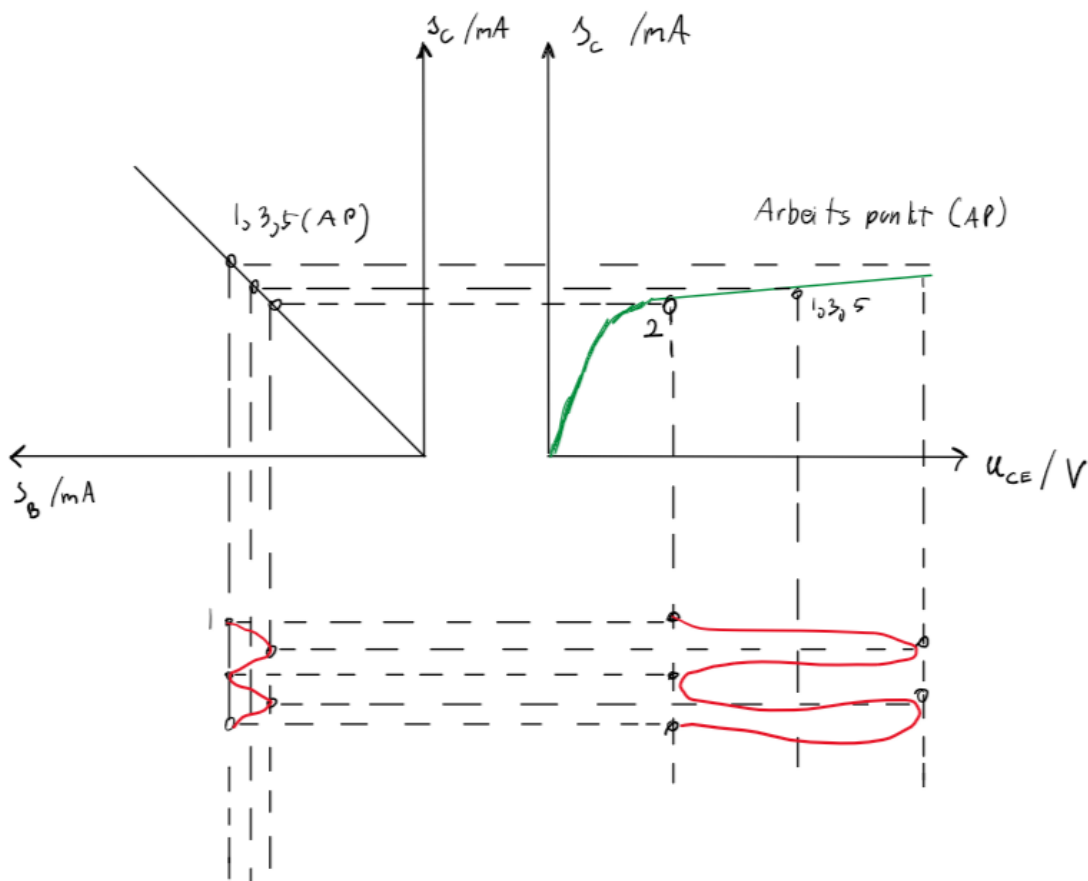


Der Transistor hat bekanntlich nur drei Anschlüsse. Man wählt deswegen meist „Masse“ als Bezugspotenzial. Typische Kleinsignalgrößen sind:

- Wechselspannungsverstärkung $v_u = \frac{u_2}{u_1}$
- Wechselstromverstärkung $v_i = \frac{i_2}{i_1}$
- Kleinsignaleingangswiderstand r_e
- Kleinsignalausgangswiderstand r_a

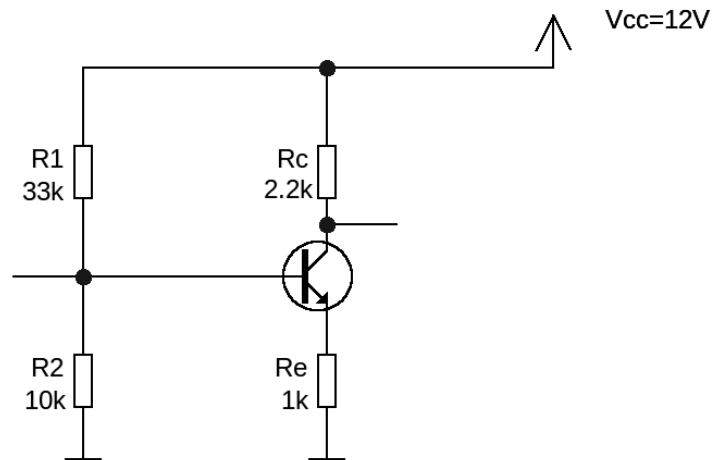
Man muss dem Transistor einen bestimmten Gleichspannungsarbeitspunkt geben, von dem aus er in beide Richtungen mit einem Wechselssignal angesteuert werden kann.

Die Verstärkungsfunktion kann folgendermaßen graphisch erklärt werden:



9.4.1 Beispiel zur Berechnung des Arbeitspunktes:

Wir werden nun den Arbeitspunkt des Grundgerüstes folgender Verstärkerstufe annähernd berechnen.



Dabei treffen wir folgende Voraussetzungen:

- Der Querstrom soll wesentlich größer sein, als der Basisstrom: $I_1 \gg I_B \Rightarrow I_C \approx I_E$.
- Die Durchlassspannung der BE-Strecke beträgt üblicherweise ca. $U_{BE} \approx 0.6V$.
- Die Gleichstromverstärkung beträgt $B \geq 200$.

Berechnung:

Für $I_B \ll I_1$ gilt:

$$I_1 = I_2 = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} =$$

$$U_{R_2} = I_2 \cdot R_2 =$$

$$U_{R_e} = U_{R_2} - U_{BE} =$$

$$I_E = \frac{U_{R_e}}{R_e} =$$

$$U_{R_c} = I_C \cdot R_c =$$

$$U_{CE} = V_{CC} - U_{R_c} - U_{R_e} =$$

$$I_B = \frac{I_C}{B} =$$

Um die Berechnungen sinnvoll abzuschließen, können die Ergebnisse mit den Voraussetzungen überprüft werden:

- $I_B \ll I_1$?
- $I_C \approx I_E$?
- Mit einem Datenblatt überprüfen, ob der Transistor als Verstärker arbeitet, z.B. ist $U_{CE} > 1V$?
- $U_{BE} \approx 0.6V$? Diese Überprüfung ist wieder mit einer Kennlinie aus einem Datenblatt möglich.

In der Praxis werden zwischen V_{CC} und Masse Abblockkondensatoren eingebaut. Diese sollen eine saubere (ausreichend glatte) Versorgungsspannung sicherstellen und Wechselströme Richtung V_{CC} gegen Masse ableiten.

9.4.2 Emittergrundsaltung

Der Begriff Emittergrundsaltung bedeutet, dass der Emitteranschluss wechselstrommäßig am Bezugspotenzial Masse hängt.

Da ein direkter Anschluss an Masse allerdings die Arbeitspunktstabilisierung untergraben würde, wird der notwendige Emitterwiderstand mit einem Kondensator überbrückt. Dieser Kondensator entspricht für Wechselströme genügend hoher Frequenz praktisch einem Kurzschluss ($Z_C = \frac{1}{j\omega C}$). Deswegen liegt der Emitter für Wechselströme genügend hoher Frequenz de facto an Masse:

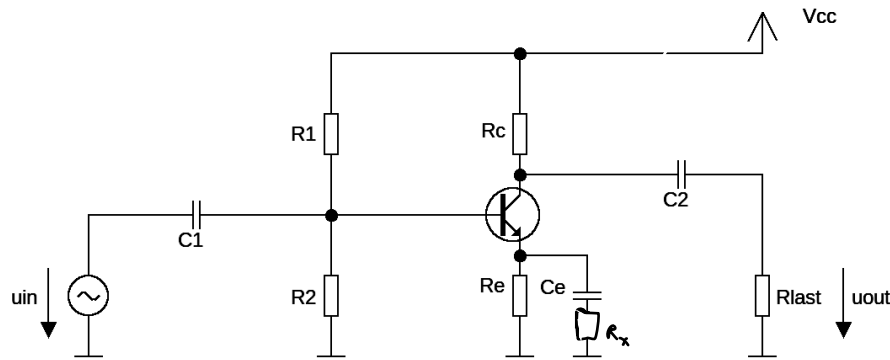


Abbildung 9.4: Emittergrundsaltung

Vorsicht bei der Interpretation der Skizze: Mit u_{in} und u_{out} sind Wechselspannungen gemeint. Diese werden den zuvor berechneten Gleichspannungen näherungsweise im Arbeitspunkt überlagert. Diese Sichtweise ist in etwa gültig, sofern deren Amplituden hinreichend klein sind, um den Arbeitspunkt nicht nennenswert zu verschieben. Man spricht daher von „Kleinsignalgrößen“. Solche Wechselspannungen entsprechen in der Audiotechnik oft den eigentlichen Nutzsignalen.

Zur Berechnung der Spannungsverstärkung v_u empfiehlt es sich, eine Skizze des Kleinsignal-Ersatzschaltbildes zu veranschaulichen:

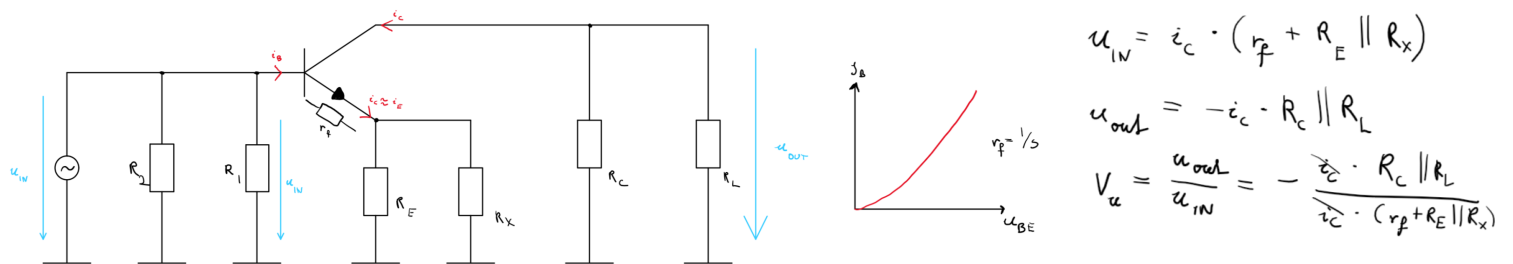


Abbildung 9.5: Kleinsignalersatzschaltbild

Aus dieser Skizze kann die Berechnung der Kleinsignal-Spannungsverstärkung abgeleitet werden. In unserer Formel wird auch der Lastwiderstand berücksichtigt; in manchen Lehrbüchern wird dieser absichtlich nicht in die Berechnung mit einbezogen.

$$v_u = \frac{u_{out}}{u_{in}} = \frac{-i_c \cdot R_C \parallel R_{last}}{i_e \cdot r_f} \approx -\frac{R_C \parallel R_{last}}{r_f} \quad (9.7)$$

Das Minus bedeutet eine negative Verstärkung, aber keine Verstärkung kleiner als Eins (was einer Abschwächung entsprechen würde). Das heißt, dass das Vorzeichen der Ausgangsspannung im Gegensatz zur Eingangsspannung umgekehrt ist, was einer Phasenverschiebung von 180° entspricht.

Die Spannungsverstärkung wird oft im logarithmischen Maß in Dezibel (dB) angegeben:

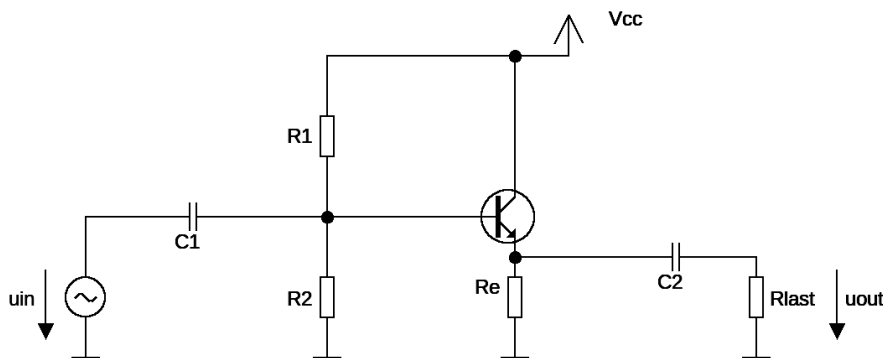
$$v_{u,log_{10}} = 20 \cdot \log_{10}(|v_u|) = 20 \cdot \log \left(\frac{R_C \parallel R_{last}}{r_f} \right) \quad (9.8)$$

Beispiel 1: Berechnen Sie die Kleinsignal-Spannungsverstärkung der im letzten Unterkapitel berechneten Schaltung mit und ohne C_e . Der Lastwiderstand beträgt $R_{last} = 47\text{ k}\Omega$.

Beispiel 2: Versuchen Sie, für diese Transistorschaltung die Kleinsignal-Spannungsverstärkung zu berechnen, für den Fall, dass ein ausreichend großer Kondensator C_e mit einem seriellen Widerstand $R_x = 10\text{ }\Omega$ parallel zu R_e liegt. Entwickeln Sie dazu ein eigenes Kleinsignal-Ersatzschaltbild. Der Lastwiderstand beträgt $R_{last} = 47\text{ k}\Omega$.

9.4.3 Kollektorgrundschtung (Emitterfolger)

Die Kollektorgrundschtung wird auch Emitterfolger genannt, weil die Ausgangsspannung praktisch 1 : 1 der Eingangsspannung folgt. Der Kollektor wird dazu direkt an die Versorgungsspannung V_{CC} geschlossen, die ja wechselstrommäßig mit Masse ident ist (vgl. den Absatz über die Abblockkondensatoren). Allerdings kann hier der Ausgangsstrom wesentlich größere Werte annehmen, als aus der Quelle entnommen wird.



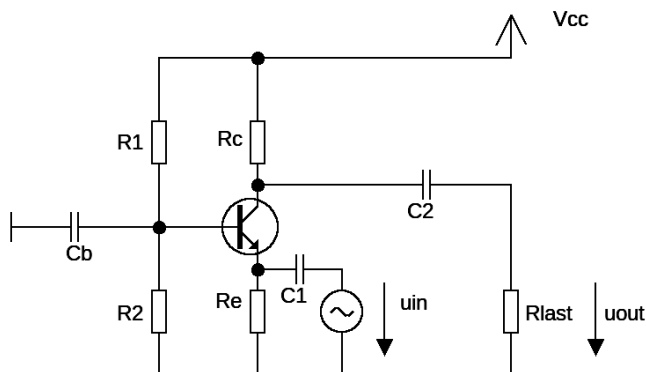
$$v_u = \frac{R_e \parallel R_{last}}{r_f + R_e \parallel R_{last}} \approx 1$$

v_i ist groß
 r_e ist mittelgroß
 r_a ist klein

Eine andere Anwendungsmöglichkeit besteht darin, den Emitterfolger an den Eingang einer Schaltung als Impedanzwandler anzuordnen. Am Ausgang dieser Schaltung liegt praktisch die gleiche Wechselspannung wie am Eingang an, allerdings wird die Signalquelle geringer belastet. Es wird also ein höherer Eingangswiderstand in einen kleineren Ausgangswiderstand umgesetzt.

9.4.4 Basisgrundschtung

Hier wird die Basis nicht mehr als Eingang genutzt, sondern definitionsgemäß mit einem Kondensator auf die Bezugsmasse verbunden. Der Emitter wird zum Eingang.



r_e ist klein
 r_a ist mittelgroß
 v_u ist groß

In der Hochfrequenztechnik sollen Verstärker sehr oft an die Zuleitung angepasst sein, d.h. sie sollten einen Eingangswiderstand haben, der dem Wellenwiderstand der Zuleitung entspricht. Beim Koaxialkabel sind das z.B. $Z_w = 50\text{ }\Omega$ oder $Z_w = 75\text{ }\Omega$. Dieser niedrige Eingangswiderstand kann ohne Probleme mit der Basisgrundschtung erreicht werden. Sie wird daher vor allem in der HF-Technik eingesetzt.

9.5 Transistor als Schalter

Ein Schalter hat bekanntlich zwei Zustände: EIN - AUS. Eine einfache Version könnte in etwa so aussehen:

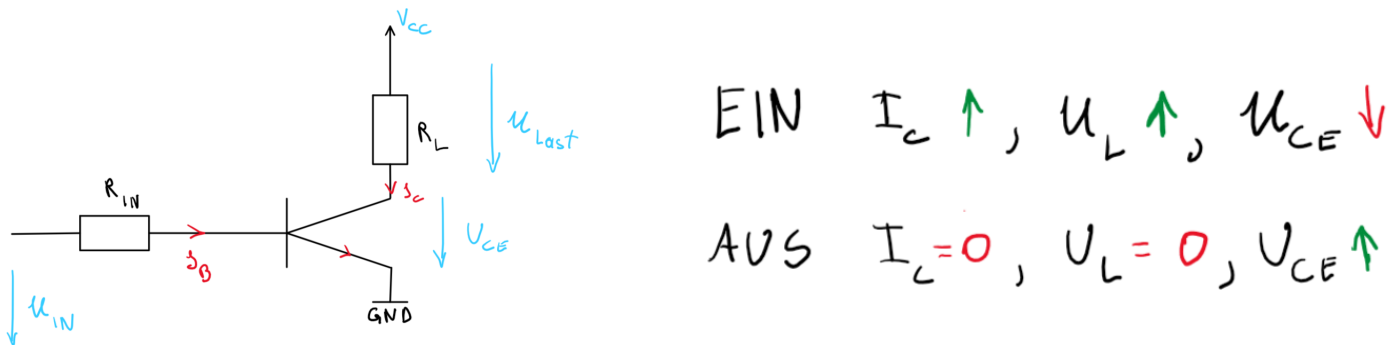


Abbildung 9.6: Transistor als Schalter

Beim Transistor bedeutet der

- EIN-Zustand: Hoher I_C , kleines U_{CE} (ideal wäre: $U_{CE} = 0$)
- AUS-Zustand: $I_C = 0$, U_{CE} ist groß

Sie sehen, dass die Verlustleistung (im Wesentlichen das Produkt aus I_C und U_{CE}) also im EIN-Zustand kritisch werden kann. Daher soll U_{CE} im EIN-Zustand also möglichst klein sein.

Zur allgemeinen Funktion:

Wird I_B von Null aus erhöht, so erhöht sich auch $I_C = B \cdot I_B$. Dadurch steigt am Lastwiderstand R_{last} die Spannung $U_{last} = R_{last} \cdot I_C$.