

4.3 DER BIPOLARE TRANSISTOR

Der Transistor wurde 1948 von J. Bardeen, W. Brattain und W. Shockley erfunden und legte den Grundstein für die Miniaturisierung elektronischer Schaltungen und die Entwicklung völlig neuer elektronischer Systeme. Transistoren werden überwiegend als *elektronische Schalter* und *Verstärker* eingesetzt. Die Bezeichnung *bipolar* bedeutet, dass sowohl Elektronen als auch Löcher an der elektrischen Leitung im Transistor beteiligt sind. Ein bipolarer Transistor besteht aus drei aufeinanderfolgenden Schichten unterschiedlicher Dotierung. Entsprechend der Zonenfolge unterscheidet man zwischen *npn-Transistoren* und *pnp-Transistoren*.

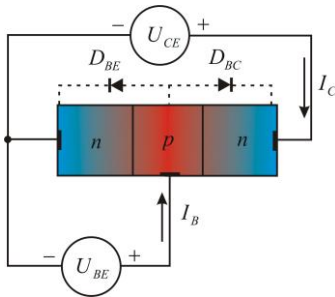
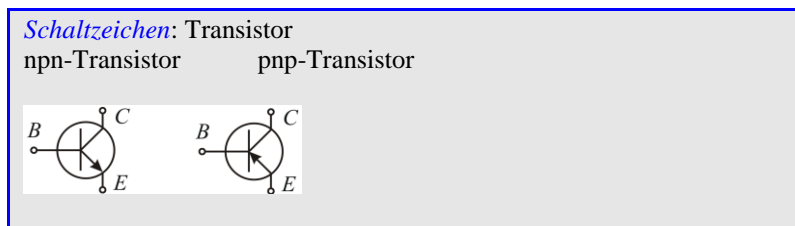


Abb. 1: Schema eines npn-Transistors und Verschaltung.

Beim npn-Transistor ist die n-dotierte Schicht die auf negativem Potential liegt die *Emitter-Elektrode* und die n-dotierte Schicht die auf positivem Potential liegt die *Kollektor-Elektrode*. Die p-dotierte Schicht ist beim npn-Transistor die *Basis*. Für den pnp-Transistor sind die Begebenheiten ganz analog, nur mit umgekehrten Vorzeichen.



Der npn-Transistor weist zwei pn-Übergänge auf und entspricht prinzipiell einem System aus zwei entgegenschalteten Dioden. Wird die BE-Diode (D_{BE}) in Durchlassrichtung betrieben mit $U_{BE} > 0$, so diffundieren Elektronen aus der n-Zone des Emitters in die p-Zone und erhöhen somit die Elektronenkonzentration im Bereich des pn-Übergangs der BE-Diode. Diese Elektronen rekombinieren zum Teil mit den Löchern der Basis und es fließt ein Basisstrom I_B . Beim technischen Transistor wird die Basis im Vergleich zu den beiden n-leitenden Zonen sehr schmal gehalten ($0,1\mu\text{m}$ bis $10\mu\text{m}$) und die p-Dotierung ist nur schwach ausgeprägt.

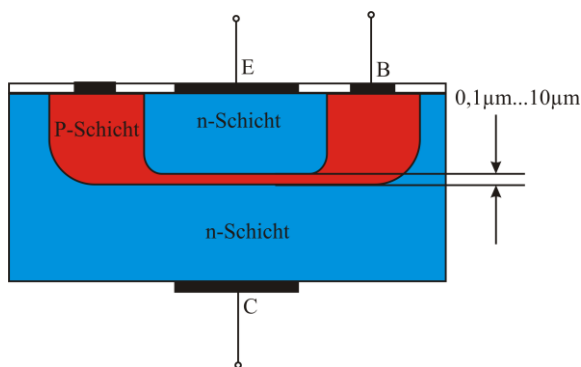


Abb. 2: Querschnitt durch einen npn-Transistor.

Bedingt durch die schwache Dotierung der Basis und deren begrenzte räumliche Abmessung gelangt die überwiegende Mehrheit der Elektronen ($>99\%$) in die Grenzschicht zwischen Basis und Kollektor. Die hier

wirksamen elektrischen Felder führen zu einem Konvektionsstrom der Elektronen aus der BC-Grenzschicht. Der resultierende Kollektorstrom ist um ein vielfaches höher als der Basisstrom.

$$I_C \gg I_B \quad (4.41)$$

Die Eigenschaften des Transistors werden demnach maßgeblich durch die Dotierung und die Breite der Basis bestimmt. Ein Großteil der vom Emitter kommenden Elektronen fließt zum Kollektor ab.

$$I_C \approx I_E \quad (4.42)$$

Bei guten Transistoren fließt weniger als 1% des Emitterstroms zur Basis hin ab. Das Verhältnis aus der Änderung des Kollektorstroms ΔI_C zur Änderung des Basisstroms ΔI_B definiert die *Stromverstärkung* des Transistors.

Definition: Stromverstärkung

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (4.43)$$

Typische Werte der Stromverstärkung liegen im Bereich von $\beta=20$ bis $\beta=400$. Die folgende Abbildung zeigt die Energieniveaus in einem npn-Transistor ohne- und mit angelegter Vorspannung.

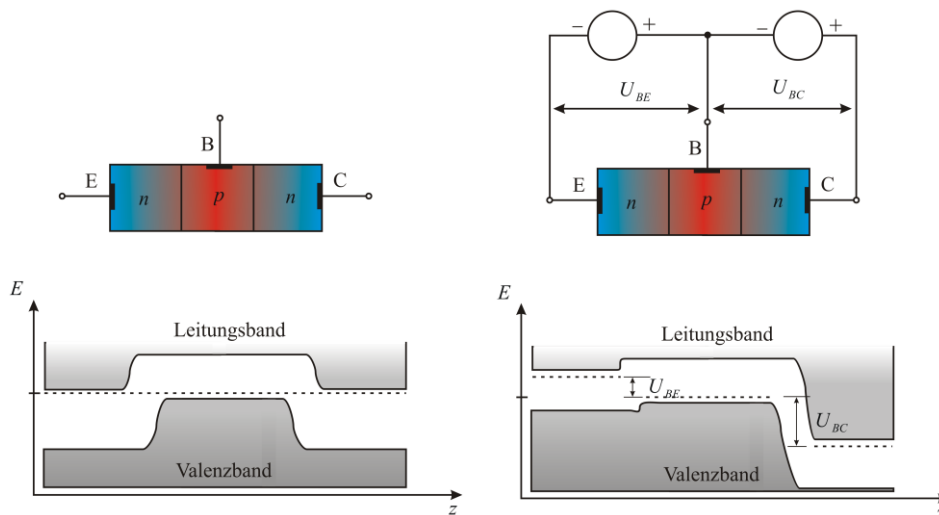


Abb. 3: Energieniveaus in einem npn-Transistor ohne angelegte Vorspannung und mit angelegter Vorspannung.

Eine kleine Änderung des Basisstroms bewirkt somit eine große Veränderung des Kollektorstroms. Dies erklärt die Verwendung des Transistors als Verstärker bzw. Schalter.

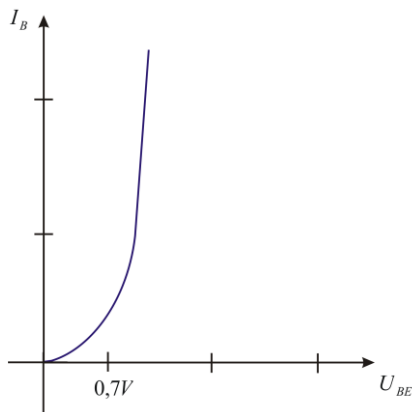


Abb. 4: Eingangskennlinie der Basis-Emitterdiode eines npn-Transistors.

Basisstrom und Basisspannung sind über die so genannte Eingangskennlinie miteinander verknüpft, die ganz analog zur Diode einen exponentiellen Verlauf des Basisstroms I_B mit der Eingangsspannung U_{BE} beschreibt. Die Stromverstärkung eines Transistors stellt einen Zusammenhang her zwischen I_B und I_C . Sie wird in der Stromverstärkungskennlinie angegeben.

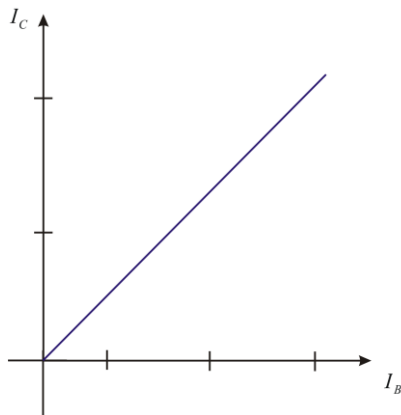


Abb. 5: Exemplarischer Verlauf der Stromverstärkung für einen Transistor.

Da der Kollektorstrom vom Basisstrom und von der Spannung U_{CE} abhängt gilt der Zusammenhang:

$$I_C = I_C(I_B, U_{CE}). \quad (4.44)$$

Im Ausgangskennlinienfeld wird $I_C(U_{CE})$ mit I_B als Parameter dargestellt.

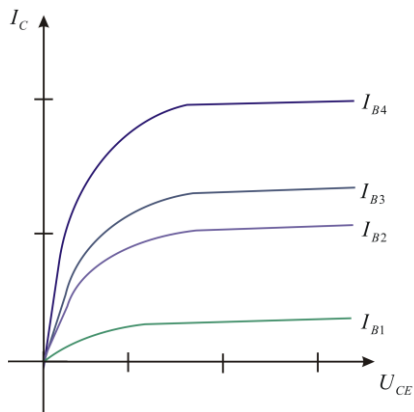


Abb. 6: Exemplarischer Verlauf der Ausgangskennlinie eines Transistors.

Bei $U_{BE} > 0$ wird die BE-Diode leitend und es fließt ein Basisstrom, der die Basis mit Ladungsträgern überflutet. Infolgedessen fließt ein Kollektorstrom $I_C = \beta I_B$. Wegen $U_{CE} = U_{BE} + U_{BC}$ werden die Ausgangskennlinien nach rechts verschoben. Das Zusammenwirken der Kennlinien lässt sich leicht anhand der *Emitterschaltung* verdeutlichen.

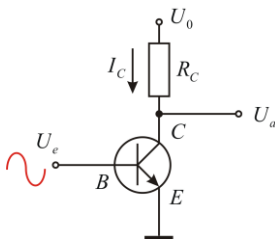


Abb. 7: Bei der Emitterschaltung liegt E auf konstantem Potential.

Bei der Emitterschaltung liegt der Emittor auf konstantem Potential, während das Kollektorpotential abhängig vom Laststrom I_C ist. Die Basis ist mit der Eingangsspannungsquelle verbunden, die eine zu verstärkende Wechselspannung sein soll.

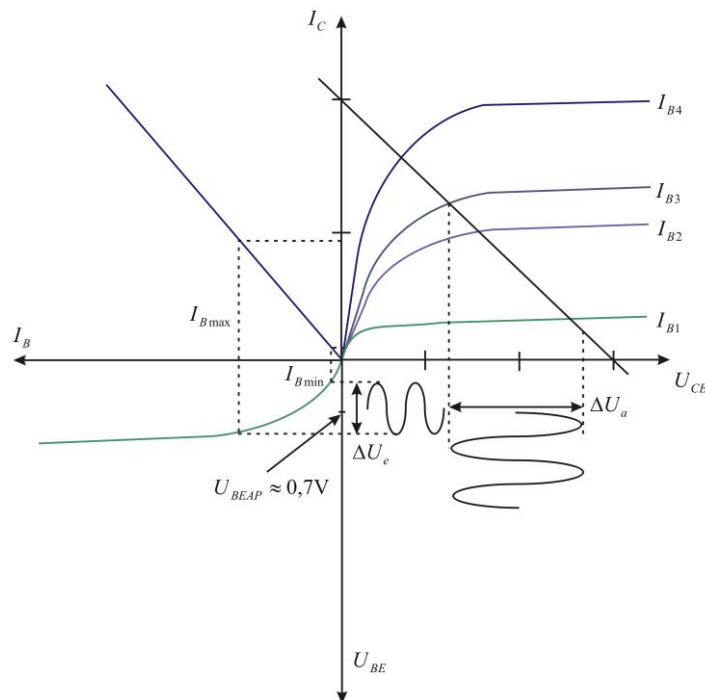


Abb. 8: Vierquadrantendarstellung.

Das Verhalten des Transistors bei unterschiedlichen Eingangsspannungen lässt sich mit Hilfe der *Vierquadrantendarstellung* zusammenfassend beschreiben.

Der Spannung U_{BEAP} ist die zu verstärkende Eingangssignalspannung U_e überlagert. Es ergibt sich demnach ein Bereich der Eingangsspannung, der zwischen $U_{BEAP} + U_{e0}$ und $U_{BEAP} - U_{e0}$ liegt. Folglich gibt es einen Basisstrom, der zwischen I_{Bmax} und I_{Bmin} liegt und jeweils eine Kennlinie des Ausgangskennlinienfeldes bestimmt.

Wegen der Reihenschaltung mit R_C gilt:

$$I_C = \frac{1}{R_C} (U_0 - U_{CE}) \quad (4.45)$$

Diese Gleichung stellt im I_C/U_{CE} -Diagramm eine fallende Gerade mit dem Achsenabschnitt U_0/R_C dar. Die Schnittpunkte der Arbeitsgeraden mit den Ausgangskennlinien geben die zugehörigen Werte von U_{CE} an. Der Wechselanteil der Ausgangsspannung ist demnach durch U_{CEmax} und U_{CEmin} gegeben.

Beispiel: Verstärker in Emitterschaltung mit npn-Transistor.

Im Folgenden ist ein Verstärker in Emitterschaltung aufgebaut. Es sollen die einzelnen Bauelemente dimensioniert werden.

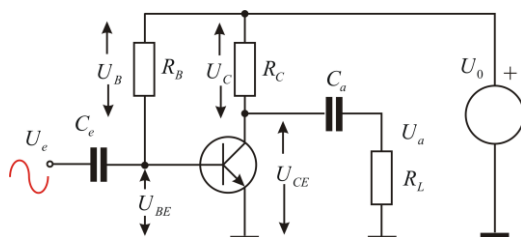


Abb. 9: Transistorverstärker in Emitterschaltung.

Offensichtlich gilt

$$U_0 = U_B + U_{BE} = U_{CE} + U_C \quad (4.46)$$

Sei $U_0=15V$ und die Ausgangsspannung im Arbeitspunkt sei $7,5V$. Der Ausgang lässt sich dadurch sowohl in negativer, als auch in positiver Richtung voll aussteuern. Der Kollektorruhestrom im Arbeitspunkt I_{CAP} soll $100mA$ betragen, dann ist R_C bereits festgelegt:

$$\begin{aligned} R_C &= \frac{U_{CAP}}{I_{CAP}} \\ &= \frac{7,5V}{0,1A} \\ &= 75\Omega \end{aligned}$$

Für die Kleinsignalverstärkung des Transistors wird ein Wert von $\beta=180$ angegeben. Der Basisstrom im Arbeitspunkt ist demnach:

$$\begin{aligned} I_B &= \frac{1}{\beta} I_C \\ &= 555\mu A \end{aligned}$$

Die Basis-Emitter-Diode öffnet bei einer Spannung von $U_{BE}=0,7V$. Folglich gilt:

$$\begin{aligned} R_B &= \frac{U_0 - U_{BE}}{I_B} \\ &= \frac{14,3V}{5,6 \cdot 10^{-4} A} \\ &\approx 26k\Omega \end{aligned}$$

Es bleibt noch zu klären, wie die Kondensatoren zur Gleichstromentkopplung zu wählen sind.

Die Schaltung am Eingang wirkt wie ein Hochpassfilter. Folglich sollte die Eckfrequenz ω_E kleiner sein als die niedrigste Übertragungsfrequenz. Wählt man als unterste Grenze $50Hz$, dann gilt:

$$\omega_E = \frac{1}{R_e C_e}$$

Folglich gilt:

$$C_e = \frac{1}{\omega_E R_e}$$

Eingangswiderstand:

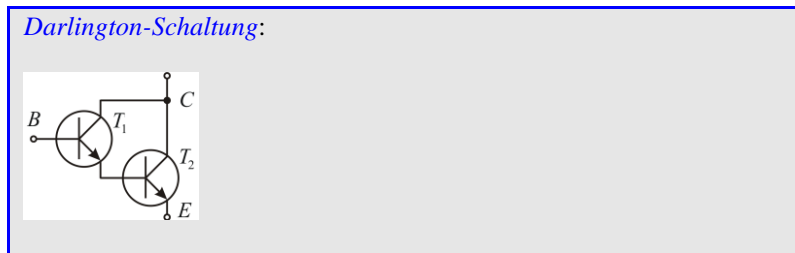
$$\begin{aligned} R_e &= \frac{U_{BE}}{I_B} \\ &= \frac{0,7V}{5,6 \cdot 10^{-4} A} \\ &\approx 1,2k\Omega \\ C_e &= \frac{1}{2\pi 50Hz \cdot 1200\Omega} \\ &\approx 2,6\mu F \end{aligned}$$

Der minimale Lastwiderstand soll 100Ω betragen. Somit gilt:

$$\begin{aligned} R_L &= 100\Omega \\ C_a &= \frac{1}{2\pi 50Hz \cdot 100\Omega} \\ &\approx 32\mu F \end{aligned}$$

Das Beispiel verdeutlicht, wie anhand von Transistorkennwerten zu verfahren ist, wenn es um die Konzeption einer Schaltung geht.

Höhere Stromverstärkungen lassen sich mit so genannten *Darlington-Transistoren* erzielen. Hierbei wird der Emitter eines Transistors mit der Basis eines anderen Transistors verbunden. Die zugehörige Schaltung wird auch *Darlington-Schaltung* genannt.



Die Gesamtstromverstärkung einer solchen Konfiguration ergibt sich im Idealfall aus dem Produkt der Stromverstärkungen von T_1 und T_2 .

$$\beta_{ges} = \beta_1 \beta_2 \cdot \quad (4.47)$$

Bei der *Kollektorschaltung* oder auch *Emitterfolger* genannt, liegt der Kollektor auf konstantem Potential. Die Eingangsspannung wird an die Basis angelegt und die Ausgangsspannung wird an einem Lastwiderstand abgegriffen.

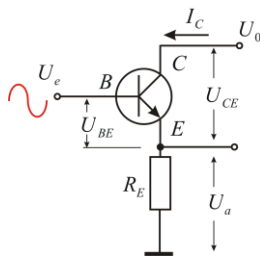


Abb. 10: Prinzip der Kollektorschaltung.

Die Eingangsspannung teilt sich auf gemäß:

$$U_e = U_{BE}(I_B) + U_a \cdot \quad (4.48)$$

Für die Ströme gilt:

$$I_E \approx I_C \cdot \quad (4.49)$$

Die Ausgangsspannung ist gegeben durch:

$$U_a = U_e - U_{BE}(I_B) \cdot \quad (4.50)$$

Aus der Gleichung für den Eingangsstrom

$$I_B = I_{BS} \left(e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1 \right) \cdot \quad (4.51)$$

folgt aus der Näherung

$$e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} \approx \frac{I_B}{I_{BS}} \gg 1 \cdot \quad (4.52)$$

die Ausgangsspannung, mit:

$$U_a = U_e - U_T \ln\left(\frac{I_B}{I_{BS}}\right). \quad (4.53)$$

Aus $I_C = \beta I_B$ folgt:

$$U_a = U_e - U_T \ln\left(\frac{I_C}{\beta I_{BS}}\right). \quad (4.54)$$

Der letzte Term auf der rechten Seite der Gleichung liegt typischerweise im Bereich von 0,6V bis 0,8V.

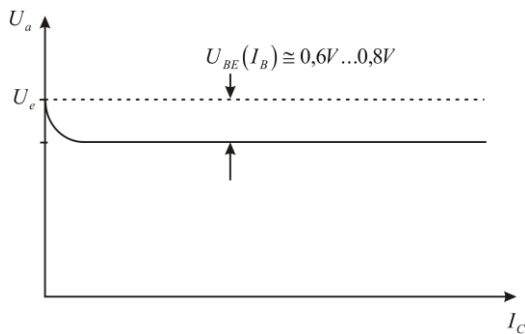


Abb. 11: Ausgangsspannung als Funktion des Kollektorstroms.

Bis auf eine Potentialverschiebung von $U_{BE} = 0,6V \dots 0,8V$ folgt die Ausgangsspannung der Eingangsspannung. Somit weist die Kollektorschaltung im Gegensatz zur Emitterschaltung keine Spannungsverstärkung v auf.

$$\begin{aligned} v &= \frac{\partial U_a}{\partial U_e} \\ &\cong \frac{\partial}{\partial U_e}(U_e - 0,7V) \\ &\approx 1 \end{aligned}$$

Der Ausgangsstrom ist um den Stromverstärkungsfaktor β größer als der Eingangsstrom. Dadurch lässt sich ein hoher *Eingangswiderstand* bei kleinem *Ausgangswiderstand* realisieren. Eine wichtige Größe zur Charakterisierung der Verstärkereigenschaften eines Transistors ist die *Steilheit* S .

Definition: Steilheit.

Die Steilheit S ist das Verhältnis vom gesteuerten Strom I_a zur Steuerspannung U_e , mit:

$$S := \frac{dI_a}{dU_e}. \quad (4.55)$$

Der Eingangswiderstand der Kollektorschaltung ist gegeben durch:

$$\begin{aligned} r_e &= \frac{\partial U_e}{\partial I_e} \\ &= \frac{\partial U_e}{\partial I_B} \\ &= \frac{\partial}{\partial I_B}(U_{BE} + U_a) \\ &= r_{BE} + \beta \frac{\partial U_a}{\partial I_C} \\ &\approx \beta R_E \end{aligned}$$

Ein hoher Eingangswiderstand ist bei Verstärkeranwendungen erwünscht, um die Belastung der Signalspannungsquelle gering zu halten.
Der Ausgangswiderstand ist gegeben durch:

$$\begin{aligned} r_a &= \frac{\partial U_a}{\partial I_a} \\ &\approx \frac{\partial}{\partial I_c} (U_e - U_{BE}(I_B)) \\ &\approx \frac{1}{\beta} \frac{\partial U_e}{\partial I_B} \\ &= \frac{1}{\beta} r_{BE} \end{aligned}$$

Offensichtlich ist $r_a \ll r_e$. Aufgrund ihres hochohmigen Eingangs und ihres niederohmigen Ausgangs werden Emitterfolger oft als Impedanzwandler eingesetzt. Darunter versteht man Schaltungen zur Anpassung hochohmiger Signalquellen an niederohmige Verbraucher.

Beispiel: Stabilisierte Spannungsquelle.

Wegen des niederohmigen Ausgangs findet man Emitterfolger in Ausgangsstufen von Verstärkern und elektronisch stabilisierten Spannungsquellen.

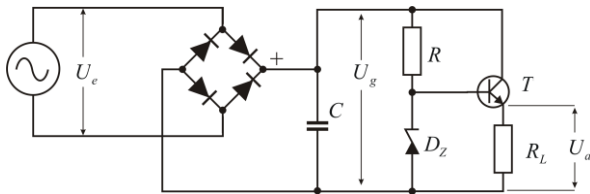


Abb. 12: Stabilisiertes Netzgerät.

Das Netzgerät soll bei einer Ausgangsspannung von $U_a=12V$ einen maximalen Strom von $I_a=10A$ liefern.
Die Spannung an der Zenerdiode ist demnach:

$$\begin{aligned} U_a &= U_Z - U_{BE} \\ U_Z &= U_a + U_{BE} \\ &\approx 12V + 0,7V \\ &= 12,7V \end{aligned}$$

Der verwendete Transistortyp habe eine Stromverstärkung von $\beta=300$ (wird in Datenblättern zu Transistoren stets angegeben). Aus $I_{Cmax}=\beta I_{Bmax}$ folgt:

$$\begin{aligned} I_{Bmax} &= \frac{1}{\beta} I_{Cmax} \\ &= \frac{1}{300} 10A \\ &= 33mA \end{aligned}$$

Dieser Strom muss durch R fließen. Die Zenerdiode habe einen Innenwiderstand von $r_Z=1\Omega$. Um die Bedingung $R \gg r_Z$ zu erfüllen werde $R=100\Omega$ gewählt. Es gilt:

$$\begin{aligned} U_R &= I_{Bmax} R \\ &= 3,3V \end{aligned}$$

Die ungestabilisierte Gleichspannung U_g darf daher den Wert

$$\begin{aligned} U_{gmin} &= U_Z + U_R \\ &= 12,7V + 3,3V \\ &= 16V \end{aligned}$$

nicht unterschreiten. Sei $U_{eff}=18V$, dann gilt für den Glättungskondensator:

$$\begin{aligned} U_{Brss} &= \sqrt{2} \cdot 18V - 1,4V - 16V \\ &= 8V \end{aligned}$$

Folglich gilt:

$$\begin{aligned} C &\geq \frac{I_a}{U_{Brss} \cdot 2\nu} \\ &= \frac{10A}{8V \cdot 2 \cdot 50Hz} \\ &= 0,0125F \\ &= 12500\mu F \end{aligned}$$

Der Glättungskondensator hat somit eine recht beachtliche Größe. Zu beachten ist zudem die im Transistor bei maximaler Last dissipierte Verlustleistung:

$$\begin{aligned} P_V &= I_a (U_g - U_a) \\ &\approx I_a (U_{gmax} - U_a) \\ &= 10A ((\sqrt{2} \cdot 18V - 1,4V) - U_a) \\ &= 10A (24V - 12V) \\ &= 120W \end{aligned}$$

Werden bei 12V und 10A eine Leistung von 120W im Lastwiderstand dissipiert, dann müssen bei der Auslegung der geregelten Spannungsquelle auch die 120W Verlustleistung im Transistor berücksichtigt werden. Hier ist dann ein geeigneter Kühlkörper und evtl. ein Lüfter vorzusehen.

4.3.1 Der Transistor als Schalter

Bisher wurde der Transistor im aktiven Bereich betrachtet, in dem er sich wie eine gesteuerte Stromquelle verhält. Für den aktiven Bereich gilt stets $U_{CE} > U_{BE}$, mit:

$$I_C \cong \beta I_B \quad (4.56)$$

Wenn man durch entsprechende Maßnahmen im äußeren Stromkreis den Kollektorstrom begrenzt,

$$I_C < \beta I_B \quad (4.57)$$

so ist die Stromquellenfunktion des Transistors außer Kraft gesetzt und der Transistor befindet sich in der Sättigung.

Als anschauliches Beispiel dient die folgende Schaltung:

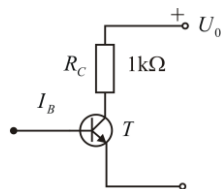


Abb. 13: Transistor als Schalter.

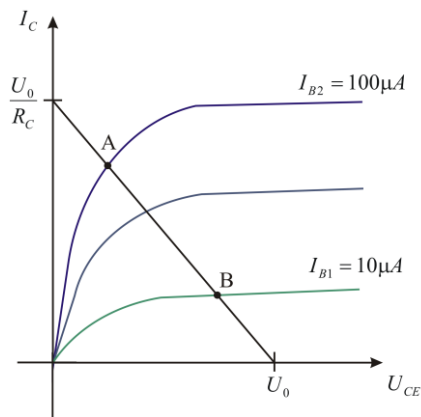


Abb. 14: Ausgangskennlinie und Arbeitsgerade.

Die Versorgungsspannung sei $U_0=12\text{ V}$ und die Schaltung ist so dimensioniert, dass der Kollektorstrom den Wert

$$\begin{aligned} I_{C\max} &= \frac{U_0}{R_C} \\ &= 10\text{mA} \end{aligned}$$

nicht überschreiten kann. Der Transistor T habe nun eine Stromverstärkung von $\beta=300$. Bei einem Basisstrom von $I_{B1}=10\mu\text{A}$ ergibt sich ein Kollektorstrom von:

$$\begin{aligned} I_{C1} &= \beta I_{B1} \\ &= 3\text{mA} \end{aligned}$$

Wegen $I_{C1} < I_{C\max}$ bestimmt der Transistor in diesem Fall den maximalen Stromfluss und verhält sich wie eine gesteuerte Stromquelle. Im Kennlinienfeld in Abb. 2 stellt sich der Arbeitspunkt A ein.

Sei nun $I_{B2}=100\mu\text{A}$, dann ergäbe sich ein maximaler Kollektorstrom von:

$$\begin{aligned} I_{C2} &= \beta I_{B2} \\ &= 30\text{mA} \end{aligned}$$

Wegen $I_{C2} > I_{C\max}$ kann dieser Strom jedoch nicht fließen, weil I_{\max} durch U_0 und R_C begrenzt wird. Infolgedessen arbeitet der Transistor nicht mehr als gesteuerte Stromquelle. Er befindet sich in der Sättigung und es stellt sich in der Kennlinie der Arbeitspunkt B ein.

Durch Schalten entweder in den Sperrzustand ($I_B=0$) oder in den Sättigungsbereich ($I_B > 1/\beta I_C$) kann man den Transistor als Schalter verwenden. Der Sperrzustand entspricht dem Zustand *aus* eines idealen Schalters, der Sättigungsbereich entspricht dem Zustand *ein*.

Wird der Transistor als Schalter betrieben, ist seine Verlustleistung entsprechend klein. Transistoren als Schalter werden insbesondere in so genannten *Schaltnetzteilen* eingesetzt.

Das Einschalten des Transistors geschieht durch Erhöhen des Basisstroms. Nach einer *Verzögerungszeit* t_d (delay time) beginnt der Kollektorstrom anzusteigen. Die Zeit, die der Kollektorstrom benötigt, um von 10% auf 90% anzusteigen, wird *Anstiegszeit* t_r (rise time) genannt.

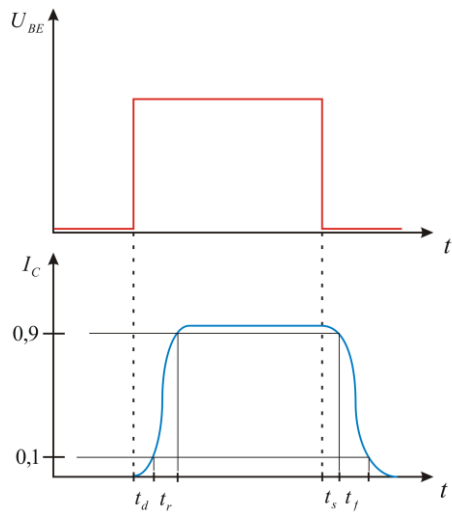


Abb. 15: Zu den Schaltzeiten beim Transistor.

Der Transistor beginnt erst dann zu sperren, wenn alle Ladungsträger ausgeräumt sind. Die *Speicherzeit* t_s (storage time) ist definiert als Zeitraum nach Abschalten des Basisstroms bis zu einer Abnahme von I_C auf 90%. Die *Abfallzeit* t_f (fall time) ist die Zeit, die vergeht, bis I_C von 90% auf 10% abgefallen ist.