

Transistorschaltungen

1. Der Bipolartransistor als Schalter

Einfache Transistorschaltstufen

Die einfachste Schaltstufe ist ein Transistor in Emitterschaltung. Der Schaltbetrieb muß durch entsprechendes Ansteuern der Basis gewährleistet werden. Wir wollen uns zunächst auf ein Ansteuern mit Signalen aus Digitalschaltungen beschränken (Abbildung 1.1). Diese Signale haben zwei Pegelbereiche: Low (nahe Betriebsspannung) und High (in typischen TTL-Umgebungen 2...3,5 V, in typischen CMOS-Umgebungen nahe Betriebsspannung).

Schaltzustände:

- AUS. Bei Low am Eingang muß der Transistor voll gesperrt sein, so daß nur noch ein vernachlässigbar kleiner Kollektorreststrom fließt. Am Ausgang liegt somit über den Arbeitswiderstand (der Last) nahezu die volle Speisespannung an. Um dies zu gewährleisten, muß die anliegende Basis-Emitter-Spannung die Basis-Emitter-Sättigungsspannung U_{BEsat} deutlich unterschreiten. Der Pegel am Ausgang entspricht nahezu der Betriebsspannung V_{CC} .
- EIN. Bei High am Eingang muß der Transistor voll leitend sein; es muß ein Kollektorstrom fließen, der sich näherungsweise aus Speisespannung und Arbeitswiderstand ergibt. Der Pegel am Ausgang entspricht dann der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung U_{CEsat} (bei Kleinleistungs-SI-Transistoren sind das etwa 200 mV). Um dies zu gewährleisten, muß die Basis-Emitter-Spannung auf jeden Fall wenigstens den Wert der Basis-Emitter-Sättigungsspannung erreichen.

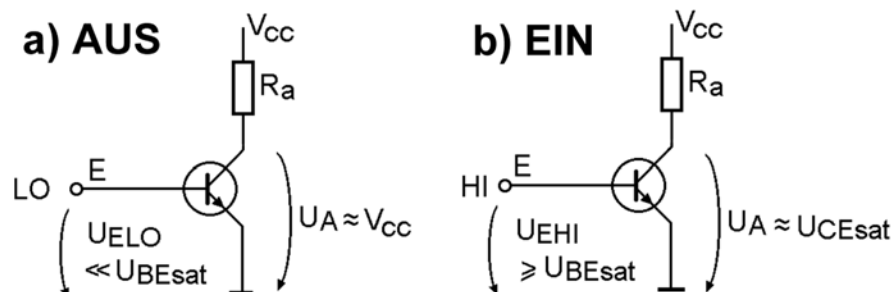


Abb. 1.1 Der Transistor im Schaltbetrieb.

Toleranzfragen

Die Schaltung soll unter allen Bedingungen funktionieren, die im Betrieb vorkommen können.

- Der Transistor muß bei maximalem Low-Pegel und höchster Betriebstemperatur noch sicher gesperrt sein.
- Der Transistor muß bei minimalem High-Pegel schon voll leitend sein. Bei maximalem High-Pegel dürfen aber der Basisstrom und die Basis-Emitter-Spannung nicht zu hoch werden (Übersteuerung).

Wie schnell schaltet ein Transistor?

Um den Transistor einzuschalten, müssen Ladungsträger in die Basiszone gelangen, um ihn auszuschalten, müssen sie aus der Basiszone wieder abfließen. Sollen die Schaltzeiten kurz sein, ist beim Einschalten dafür zu sorgen, daß ein starker Basisstrom fließen kann, beim Ausschalten hingegen dafür, daß die Ladungsträger aus der Basiszone abfließen können. Das ist das Problem des Ausräumens von

Sperrschichten beim Umschalten von der Durchlaß- in die Sperrichtung. (Vgl. Halbleiterdiode.) Ein in Sättigung betriebener Transistor schaltet schnell ein, aber langsam aus (Stichwort: Ausräum- oder Speicherzeit).

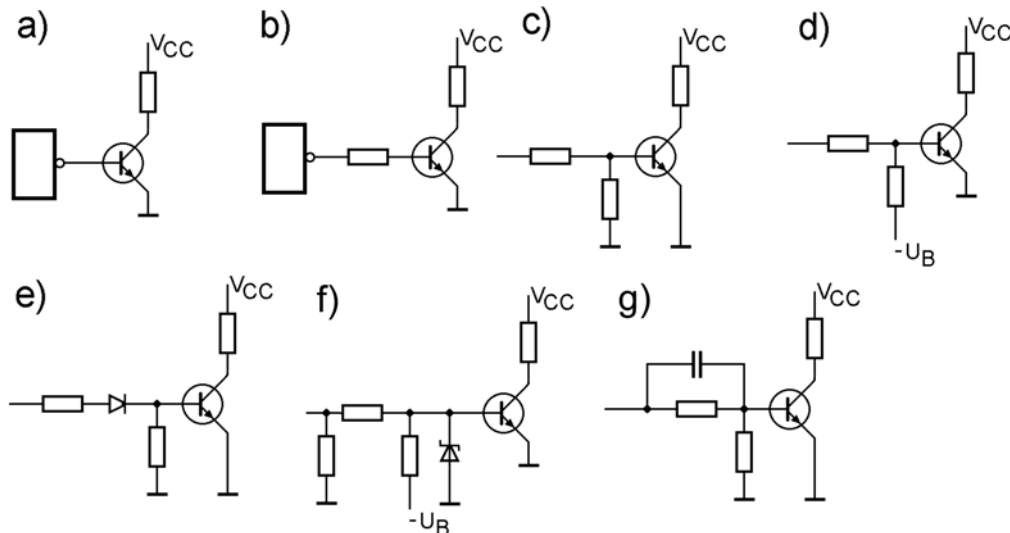


Abb. 1.2 Einfache Transistorschaltstufen.

- Wenn es auf die Schaltzeiten praktisch nicht ankommt (z.B. beim Ansteuern von Leuchtanzeigen oder Relais), reicht oft ein einfacher Widerstand in der Basisleitung. Seine Aufgabe: Begrenzung des Basisstroms.
- Manchmal genügt es, die Basis direkt mit dem Ausgang des ansteuernden Schaltkreises zu verbinden.
- Im Interesse der Funktionssicherheit ist der Transistor unter allen Umständen bei Low gesperrt zu halten. Deshalb wird die Basis über einen Spannungsteiler angeschlossen. Bei Si-Transistoren reicht es meist aus, den Spannungsteiler gegen Masse zu schalten.
- Basisspannungsteiler mit Hilfsspannung entgegengesetzter Polarität. Es gibt zwei Auslegungen:
 - Zum sicheren Sperren auch unter ungünstigen Bedingungen. Vorspannung ist typischerweise eine nicht allzu hohe Gleichspannung. Dimensionierung so, daß bei Low Transistor sicher gesperrt ist. Richtwert: Basis-Emitter-Spannung ca. $-0,2 \dots -0,5$ V (für NPN).
 - Zum schnellen Ausschalten (= Ausräumen der Basiszone) durch Anlegen einer Impulsspannung. Vorsicht...
- Ansteuerung über eine in Durchlaßrichtung betriebene SI-Diode (es muß mindestens die Flußspannung anliegen, damit die Diode leitend wird),
- Erzeugung einer geringen negativen Basisvorspannung (um 0,3 V) mittels Schottky-Diode in Flußrichtung,
- Damit der Transistor schnell einschaltet, muß ihm ein kräftiger Basisstrom zugeführt werden. Andererseits ist dafür zu sorgen, daß beim Ausschalten die Basiszone schnell ausgeräumt wird. Ein Ansatz: den Basisspannungsteiler so dimensionieren, daß der Transistor "gerade mal" in Sättigung betrieben wird (wenn die Verlustleistung nicht allzu hoch ist, könnte sogar ein Arbeitspunkt im aktiven (linearen) Bereich eingestellt werden), und den kräftigen Stromstoß beim Einschalten über einen Kondensator zuführen (Speedup-Kondensator).

Der Emitterfolger

Der Transistor wird in Kollektorschaltung betrieben (Abbildung 1.3). Bleibt die Basisspannung unterhalb der Betriebsspannung, so gelingt es gar nicht, den Transistor in die Sättigung zu treiben. Der Vorteil: schnelles Schalten infolge der kurzen Speicherzeit. Die Nachteile: (1) der ausgangsseitige High-Pegel ist

niedriger als der eingangsseitige (der High-Pegel wird nicht regeneriert, sondern weiter abgeschwächt), (2) der Transistor arbeitet im aktiven Bereich; damit verringert sich die zu schaltende Leistung (Stichworte: Verlustleistungshyperbel und SOA-Diagramm). Um bei eingangsseitigem High eine hinreichende Basisspannung bereitzustellen, kann es notwendig sein, einen Pull-up-Widerstand vorzusehen (Abbildung 1.4).

Die Verlustleistung

Über dem Transistor fällt die Differenz zur Betriebsspannung ab ($V_{CC} - U_A$). $I_C = U_A : R_a$. Demzufolge wird im Transistor eine Verlustleistung $P_V = I_C \cdot (V_{CC} - U_A)$ umgesetzt. Die Ausgangsspannung U_A entspricht aber näherungsweise der Eingangsspannung U_E . Je niedriger die Eingangsspannung, desto höher die Verlustleistung.

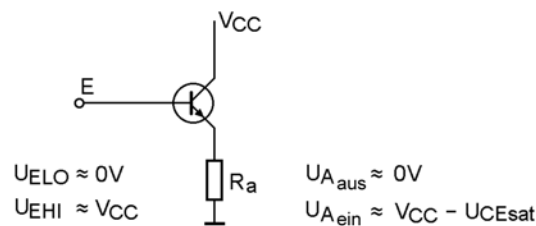


Abb. 1.3 Emitterfolger.

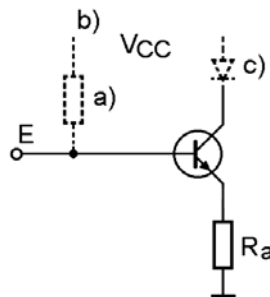


Abb. 1.4 Beschaltungsvarianten des Emitterfolgers. a) Pull-up-Widerstand; b) Anschaltung an V_{CC} oder an eine positivere Hilfsspannung; c) Diode in Flußrichtung (bedarfsweise auch mehrere in Reihe).

Soll der Emitterfolger als gesättigter Schalter betrieben werden, ist die Basisspannung gegenüber der Kollektorspannung um wenigstens U_{BEsat} zu erhöhen. Das gelingt mit Pull-up-Widerstand und (positiver) Hilfsspannung, ist aber auch erreichbar, indem man in die Kollektorleitung 1...3 SI-Dioden in Flußrichtung schaltet. Beim gesättigten Betrieb sind die Transistorverluste geringer, die Ausschaltzeit verlängert sich aber um die Speicherzeit. (Ausprobieren: Dioden in der Kollektorleitung verlängern die Ausschaltzeit merklich – ein Indiz dafür, daß der Transistor wirklich in die Sättigung getrieben wird.)

Hinweis:

Emitterschaltung = Low Side Drive, Kollektorschaltung (Emitterfolger) = High Side Drive.

Schaltstufen in Darlingtonschaltung

Eine Darlingtonstufe wird an sich genau so angesteuert wie ein einfacher Transistor (Abbildungen 1.5 und 1.6). Die höhere Basis-Emitter-Sättigungsspannung erfordert aber eine andere Dimensionierung (bei Low ist der Störabstand von Hause aus besser, bei High kann unter Umständen ein Pull-up-Widerstand oder eine Hilfsspannung erforderlich werden).

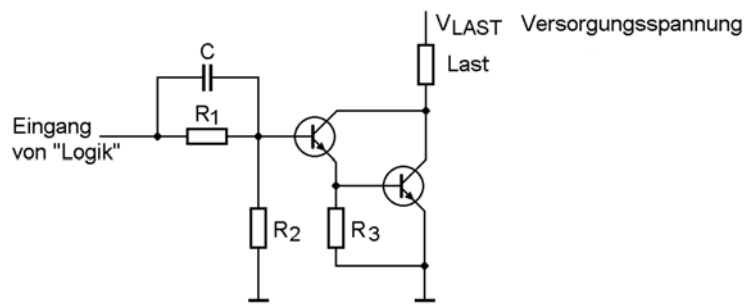


Abb. 1.5 Darlington-Schaltstufe (mit Ansteuerungsbeispiel).

Die gezeigte Ansteuerung mit Basisspannteiler und Speedup-Kondensator ist lediglich als Beispiel anzusehen (grundsätzlich sind u. a. Varianten der Basisbeschaltung gemäß Abbildung 1.2 nutzbar). Der Widerstand R3 dient dazu, die Speicherzeit des zweiten Transistors zu verringern (er unterstützt das Abfließen der Ladungsträger aus der Basiszone).

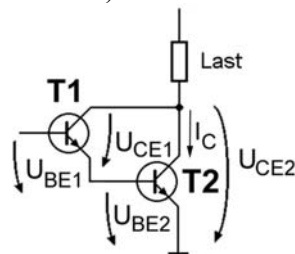


Abb. 1.6 Basis- und Kollektorspannungen in der Darlington-Schaltung.

In der Darlington-Schaltung ist die Kollektor-Emitter-Spannung des zweiten (hinteren) Transistors stets höher als dessen Basis-Emitter-Spannung ($U_{CE2} > U_{BE2}$)¹. Damit kann T2 (der eigentliche Leistungstransistor) nie vollkommen in die Sättigung gelangen. Welchen Betriebszustand der vorgeschaltete Transistor T1 einnimmt, hängt von dessen Ansteuerung ab. Somit wird die Ausschaltzeit einer Darlington-Schaltung vor allem von der Ausschaltzeit des Transistors T1 bestimmt (die bei Sättigung bzw. Übersättigung einen entsprechend hohen Speicherzeitanteil hat). Die Abfallzeit des Kollektorstroms I_C hängt vom Transistor T2 ab.

Faustregeln für einfache Schaltstufen:

1. Transistor sicher aufgesteuert bei minimaler High-Eingangspegel $U_{E(1min)}$: Basisstrom = $1,5 \cdot$ Wert gemäß Datenblatt/Kennlinie. Mit Speedup-Kondensator ggf. weniger (Versuch).
2. Basisspannung $U_{BE(1)}$ zum sicheren Aufsteuern (Kleinleistungstransistoren): wenigstens U_{BEsat} (typisch 0,7 V).
3. Transistor sicher gesperrt bei maximalem Low-Eingangspegel $U_{E(0max)}$: Basisstrom praktisch Null.
4. Basisspannung $U_{BE(0)}$ zum sicheren Sperren (Kleinleistungstransistoren): typisch 0,2 bis - 0,5 V.
5. Der Transistor will Basisstrom sehen. Bekommt er nicht genug, kann auch nur ein entsprechend schwacher Kollektorstrom fließen, und die Kollektor-Emitter-Spannung kann nicht auf den Wert der Sättigungsspannung fallen. Faustformel: Basisstrom = Kollektorstrom : Stromverstärkung. Die Stromverstärkung ist aber nicht konstant. Sie sinkt mit zunehmendem Kollektorstrom.

1: U_{BE2} ist um die Kollektor-Emitter-Spannung des 1. Transistors (U_{CE1}) geringer als U_{CE2} . Im Extremfall (voll eingeschaltet) entspricht U_{CE1} der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung von T1.

Es gibt Transistoren mit eingebautem Basisvorwiderstand und Basisspannungsteiler. Beispiele: die sog. digitalen Transistoren von Infineon und die Bias Resistor Transistors (BRTs) von ON Semiconductor. Zu den Widerstandswerten s. Katalog oder Datenblatt.

Die Basis direkt anschließen

Die Basis kann unter folgenden Bedingungen direkt an den Ausgang der jeweiligen Treiberstufe (z. B. eines Logikschaltkreises) angeschlossen werden:

- Der Pegel im Aus-Zustand ist niedrig genug (z. B. $< 0,2 \text{ V}$). Ggf. Anhebung des Massepegels (Ground Shift) beachten.
- Im Ein-Zustand werden die Grenzwerte des Transistors nicht überschritten (maximaler Basisstrom, maximale Basis-Emitter-Spannung). Typischerweise vom Innenwiderstand der Quelle abhängig.
- Es hängen keine weiteren Verbraucher an der Quelle. Wenn die Basis direkt angeschlossen ist, zieht sie die Quelle (den High-Pegel) auf etwa $0,7 \dots 1 \text{ V}$ herunter. Hängen dann noch andere Einrichtungen dran, bekommen diese keinen richtigen High-Pegel mehr zu sehen. Es ist die Frage, wer gewinnt (Innenwiderstand). Ist die Quelle hochohmig, zieht der Transistor den Pegel auf die Basis-Emitter-Sättigungsspannung herunter. Ist die Quelle hinreichend niederohmig, geht der Pegel nicht zurück. Dann kann es aber sein, daß die zulässige Basis-Emitter-Spannung des Transistors überschritten wird (woran er sterben kann).

Probleme: (1) Low-Pegel zu hoch. Abhilfe: (a) Schaltkreis in unmittelbarer Nähe des Transistors, (b) mit CMOS ansteuern (CMOS-Logik schaltet Rail-to-Rail). (2) extreme Übersteuerung. Ob das schadet, ggf. anhand FBSOA-Diagramm überprüfen. (3) unzulässige Übersteuerung; High-Pegel $>$ maximale Basis-Emitter-Spannung $V_{BE_{max}}$. Wenn dem so ist, die Schaltung nicht nehmen...

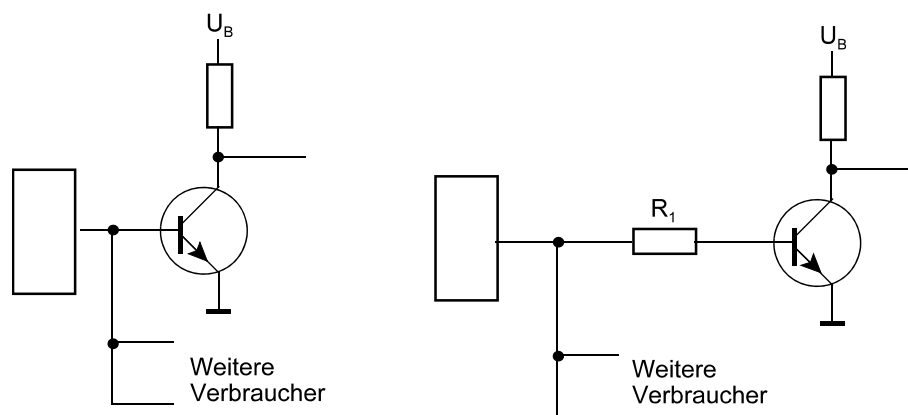


Abb. 1.7 Ganz einfache Schaltstufen. a) Direktanschluß; b) mit Basisvorwiderstand (Koppelwiderstand).

Schaltstufe mit Basisvorwiderstand

Wozu ist der Basisvorwiderstand gut?

- Er begrenzt den Basisstrom.
- Er begrenzt die Basis-Emitter-Spannung.
- Er verhindert, daß der Pegel des ansteuernden Signals auf die Basis-Emitter-Sättigungsspannung heruntergezogen wird. Somit sehen ggf. andere an die Treiberstufe angeschlossene Verbraucher den (nahezu) vollen High-Pegel.

Der Basisvorwiderstand hilft nicht sicher gegen einen zu hohen Low-Pegel (weil der Basisstrom so schwach ist, daß sich kein nennenswerter Spannungsabfall ergeben kann).

Schaltstufe mit Spannungsteiler

Der Spannungsteiler kann zwei Anforderungen erfüllen:

- Er kann einen höheren Low-Pegel soweit herunterteilen, daß der Transistor mit Sicherheit gesperrt ist.
- Er stellt einen Stromweg bereit, über den beim Ausschalten die Ladungsträger aus der Basiszone abfließen können (Ableitwiderstand).

Wird der Koppelwiderstand mit einem Kondensator überbrückt, so werden Pegeländerungen schneller zur Basis durchgereicht (Koppel- oder Speed-Up-Kondensator).

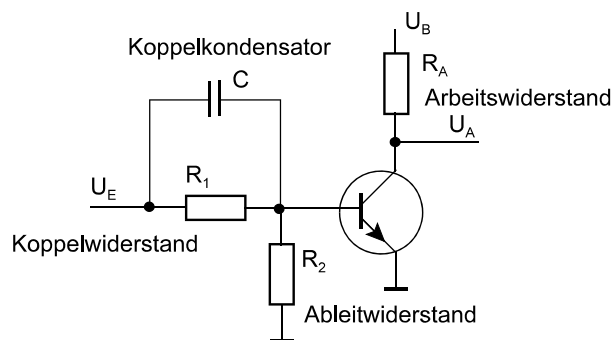


Abb. 1.8 Schaltstufe mit Basisspannungsteiler und Speed-Up-Kondensator.

Die Dimensionierung wird kritisch, wenn zwischen den beiden Eingangsepegeln (Low und High) nicht genügend Abstand liegt (wenn also der verbotene Bereich zu schmal ist). Man kann dann keinen Spannungsteiler mehr bauen, der beide Anforderungen (für Low- und High-Pegel) erfüllt. Typische Lösungen beruhen darauf, den Ableitwiderstand an eine negative Hilfsspannung anzuschließen oder die Pegel mit Dioden zu begrenzen.

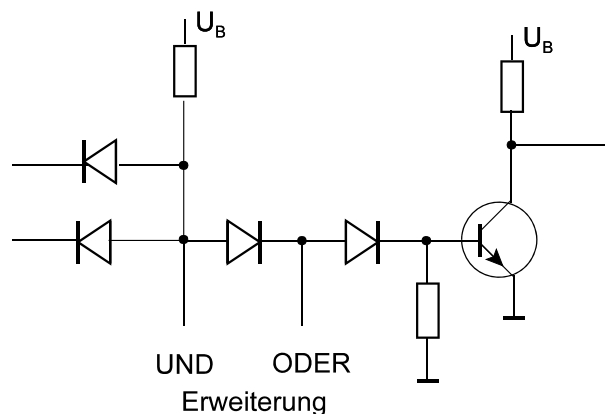


Abb. 1.9 Eine typische Logikschaltstufe (AND-OR-Inverter; vgl. IBM SLT). Ein Eingangsepegel gilt erst dann als High, wenn er höher ist als 1,4 V. Die zusätzliche Diode vor der Basis des Transistors dient zum Unterdrücken von Störungen.

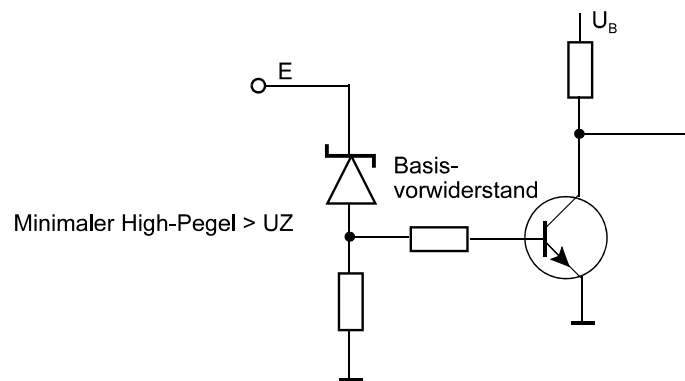


Abb. 1.10 Schaltstufe für hohe High-Pegel.

Anstelle der Zenerdiode können auch Dioden in Flußrichtung eingesetzt werden. Anstelle des einfachen Basisvorwiderstands kann u. a. auch ein Spannungsteiler vorgesehen werden. Alle Teillösungen der Ansteuerung sind im Grunde freizügig kombinierbar.

Schnelle Schaltstufen

Der Transistor darf nicht allzu sehr übersteuert werden.

1. Speedup-Kondensator. Richtwert für Versuch:

$$0,7 R_1 C < t_{pmin}; C < \frac{t_{pmin}}{0,7 R_1}$$

2. Die Basisspannung nicht zu hoch werden lassen (Begrenzerdioden; DTL).
3. Die Basisspannung klammern (Baker Clamp).
4. Den ausgangsseitigen Signalhub verringern.

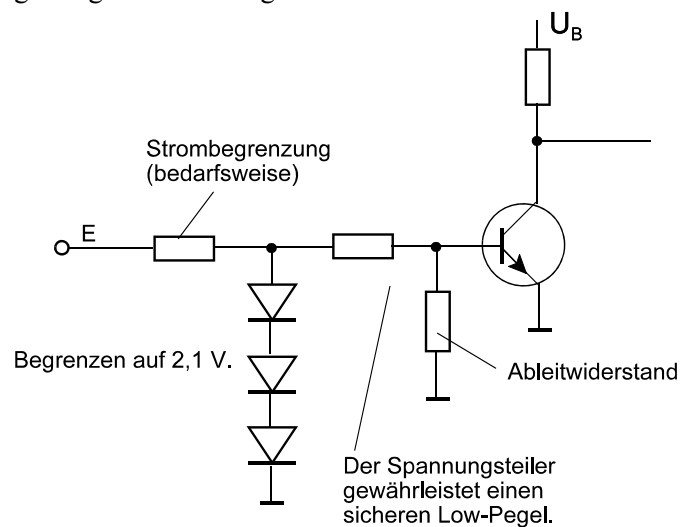


Abb. 1.11 Schaltstufe mit Diodenbegrenzer für den High-Pegel.

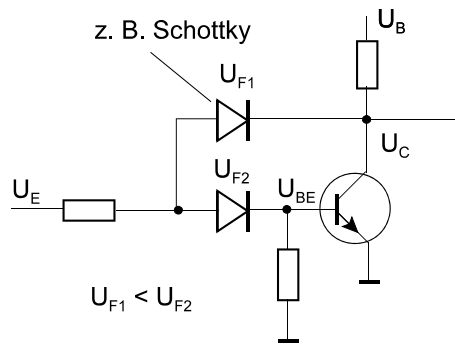


Abb. 1.12 Klammerschaltung nach Baker.

$$U_C = U_E - U_{F1}$$

$$U_{BE} = U_E - U_{F2}$$

Wenn $U_{F2} > U_{F1}$, dann $U_{BE} < U_C$. Somit kann der Transistor nicht in die Sättigung gelangen.

Den ausgangseitigen Signalhub verringern

1. Ausgangsspannung klammern.
2. So belasten, daß Ausgangsspannung nicht allzu hoch wird (Direct Coupled Transistor Logic DCLT (z. B. Supercomputer CDC 6600)). Der Basisvorwiderstand ist konstant, der Kollektorwiderstand wird je nach Belastungsfall passend dimensioniert (in der Serienfertigung und im Service muß das ein Alptraum gewesen sein...). Da alle Transistoren in Sättigung arbeiten und somit einen niedrigen Low-Pegel liefern, kann man auf den Ableitwiderstand verzichten. Prinzip: sowenig Bauelemente wie möglich – aufs Ganze gesehen sind es ohnehin genug (über hunderttausend Transistoren...).

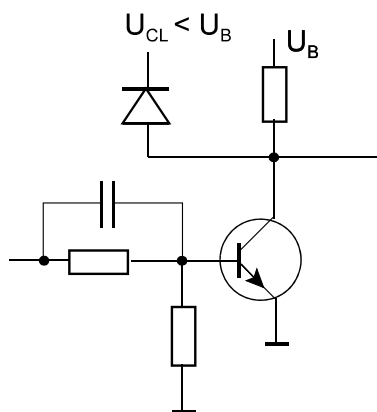


Abb. 1.13 Klammerung der Ausgangsspannung. So sehen die nachfolgenden Stufen nur den steilsten Abschnitt des exponentiellen Anstiegs und einen vergleichsweise geringen Signalhub.

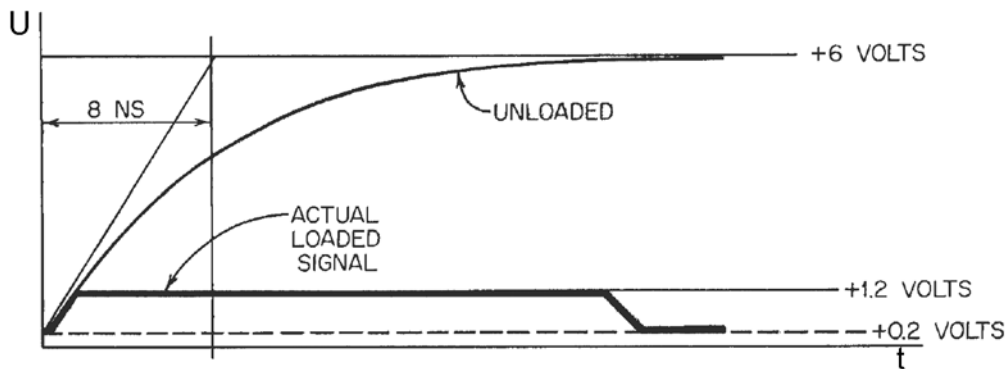


Abb. 1.14 Der Ausgang wird so belastet, daß der Signalhub nicht allzu hoch werden kann (Control Data Corporation). Auch hierdurch sehen die nachfolgenden Stufen nur den steilsten Abschnitt des exponentiellen Anstiegs.

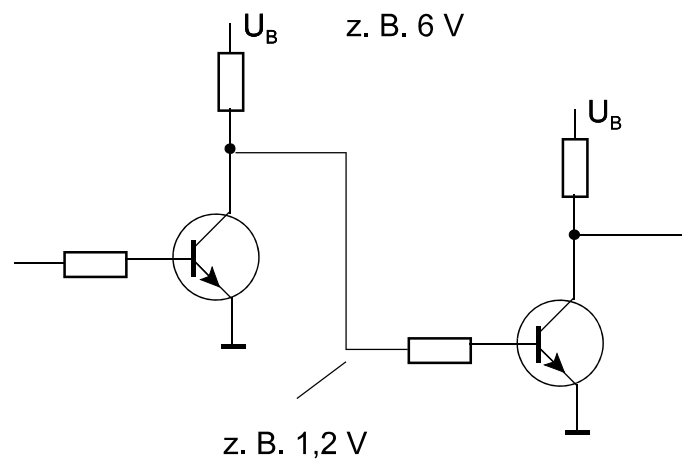


Abb. 1.15 Beispiel CDC 6600: Betriebsspannung 6 V, High-Pegel am Basisvorwiderstand 1,2 V. Basisstrom 1 mA. Also fallen über dem Basisvorwiderstand ca. 0,5... 0,6 V ab. Das ergibt rund 560...680 Ohm. Über dem Kollektorwiderstand müssen 4,8 V abfallen. Ist nur eine Last angeschlossen (1 mA) ergeben sich rund 4k7.

Dimensionierung von Leistungsstufen

So ansteuern, daß der Lastkreis richtig durchschaltet – und nicht nur irgendwie Strom durchfließt, der die Last notfalls zum Ansprechen bringt.

Beim Bipolartransistor und IGBT: U_{CEsat} .

Beim MOSFET: Minimaler R_{DSon} .

Der Bipolartransistor muß genügend Basisstrom bekommen, der IGBT und MOSFET genügend Gatespannung.

Stufen mit Bipolartransistor dimensionieren für sicheres Schalten bei maximaler Last und geringster Stromverstärkung.

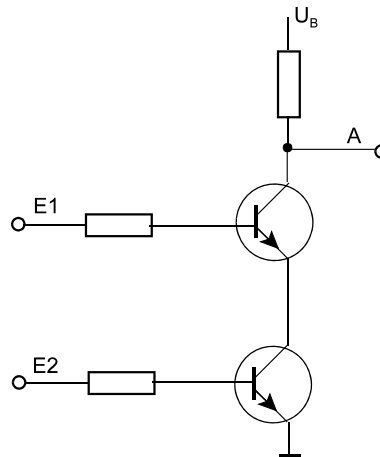
Der Betriebsfall minimale Last und maximale Stromverstärkung ergibt dann eine starke Übersteuerung. Manchmal kann man damit leben. Sonst: Klammerung (damit die Übersteuerung nicht vorkommt) oder

Hilfsstromweg (Ableitwiderstand oder dergleichen, damit beim Ausschalten die Ladungsträger aus der Basiszone abfließen können).

Alternative: FET auch in der Vorstufe. Ansteuerung muß genügend hohen Pegel bringen.

Gatterschaltungen mit Transistoren

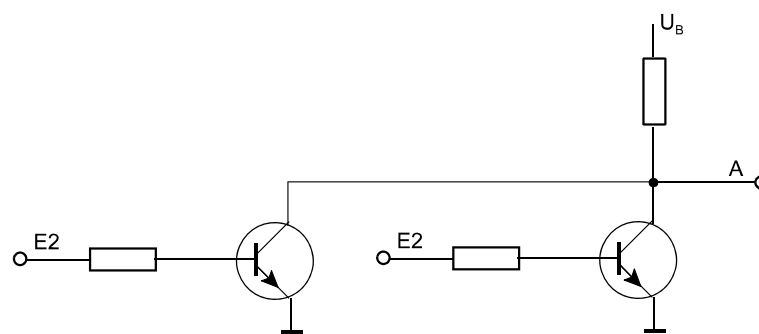
Der Transistor wirkt als eine Art Arbeitskontakt. Die Reihenschaltung ergibt ein NAND, die Parallelschaltung ein NOR. Beide Grundschaltungen können auch mit Leistungstransistoren ausgeführt werden.



$$A = \overline{E1 \cdot E2}$$

Abb. 1.16 NAND-Gatter.

Problem: Je mehr Transistoren in Reihe, desto höher der ausgangsseitige Low-Pegel ($n \cdot U_{CEsat}$). In der Praxis beschränkt man deshalb die NAND-Verknüpfung typischerweise auf zwei bis drei Eingänge.



$$A = \overline{E1 \vee E2}$$

Abb. 1.17 NOR-Gatter.

Da die Emittoren alle Transistoren mit Masse verbunden sind, hängt der ausgangsseitige Low-Pegel nicht von der Anzahl der Eingänge ab. Das NOR eignet sich deshalb besser als universelle Grundschaltung. Ggf. mit konjunktiven Normalformen arbeiten oder DeMorgan anwenden.

Begrenzer mit Transistorstufe

Wandelt x-beliebige Signalverläufe in Impulse.

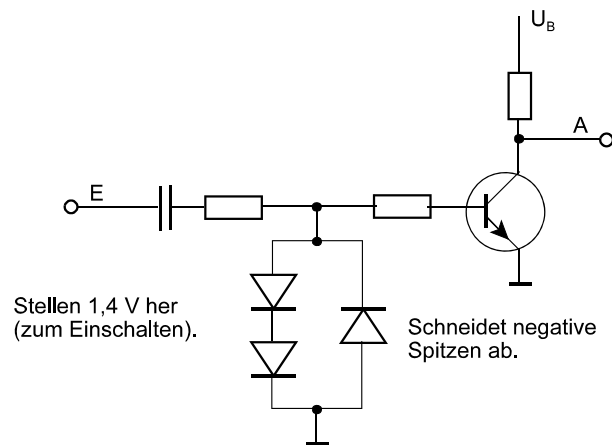


Abb. 1.18 Begrenzerstufe. Wandelt Wechselspannungsverläufe in Impulse.

Pegelwandlung

Die Pegelwandlung gehört zu den häufigsten Anwendungsfällen von Transistorstufen. Die Aufgabe ist auch im 21. Jahrhundert noch aktuell. Wenn es nur wenige Signale sind, lohnt es sich nicht, Pegelwandlerschaltkreise einzusetzen.

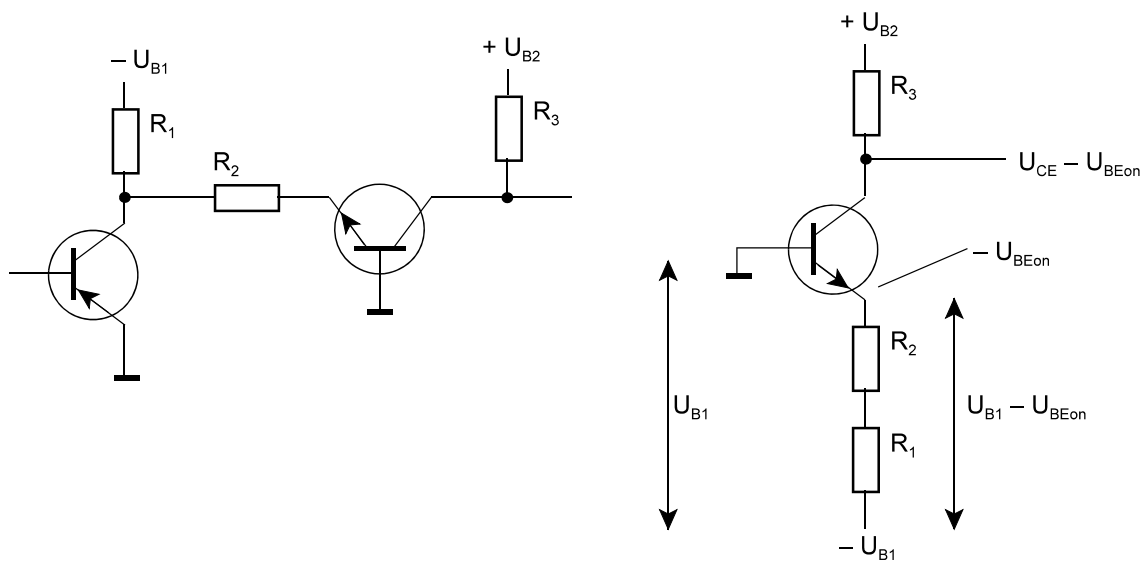


Abb. 1.19 Wandlung vom negativen zum positiven Pegel. Rechts die Ersatzschaltung bei Low-Pegel.

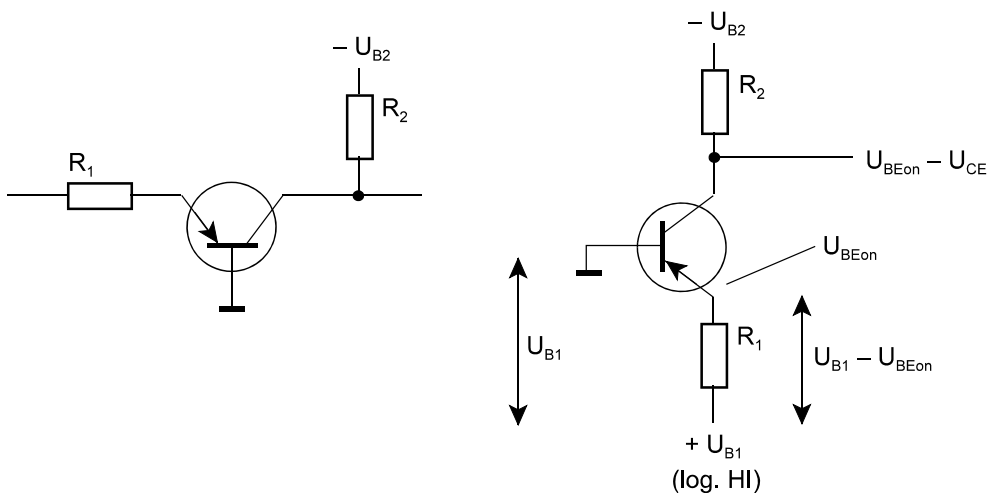
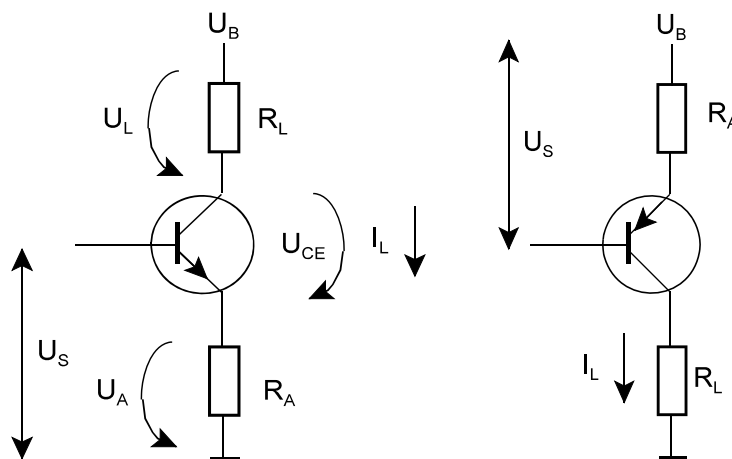


Abb. 1.20 Wandlung vom positiven zum negativen Pegel. Rechts die Ersatzschaltung bei High-Pegel.

2. Konstantstromquellen

Die Konstantstromquelle ist ein Emitterfolger, in dessen Kollektorkreis die Last angeordnet ist. Die Emitterspannung entspricht näherungsweise der Basisspannung. Der Emittorstrom ergibt sich aus Emitterspannung : Emittorwiderstand. Der Kollektorstrom ist praktisch gleich dem Emittorstrom. Er wird durch die Basisspannung und den Emittorwiderstand bestimmt.



$$U_A = U_S - U_{BE(on)}$$

$$I_L = \frac{U_A}{R_A} = \frac{U_S - U_{BE(on)}}{R_A}$$

Der Laststrom I_L hängt nur von U_S und R_A ab, nicht aber vom Lastwiderstand R_L .

Wie groß darf der Lastwiderstand R_L höchstens sein?

Damit die Schaltung funktioniert, muß der Transistor stets im aktiven Bereich arbeiten, darf also nicht übersteuert werden. Eine Übersteuerung liegt dann vor, wenn die Basisspannung höher ist als die

Kollektorspannung, also als der Spannungsabfall U_L über dem Lastwiderstand R_L .

Forderung:

$$U_B - U_L \geq U_S$$

$$U_L \leq U_B - U_S ; U_L = I_L \cdot R_L$$

$$R_L \leq \frac{U_B - U_S}{I_L}$$

Festlegung von Steuerspannung U_S und Arbeitswiderstand R_A für eine gegebene Betriebsspannung U_B und einen Laststrom I_L , der durch einen Lastwiderstand R_L zu treiben ist:

$$R_L I_L = U_B - U_S$$

$$U_S = U_B - R_L I_L$$

$$R_A = \frac{U_S - U_{BE(ON)}}{I_L}$$

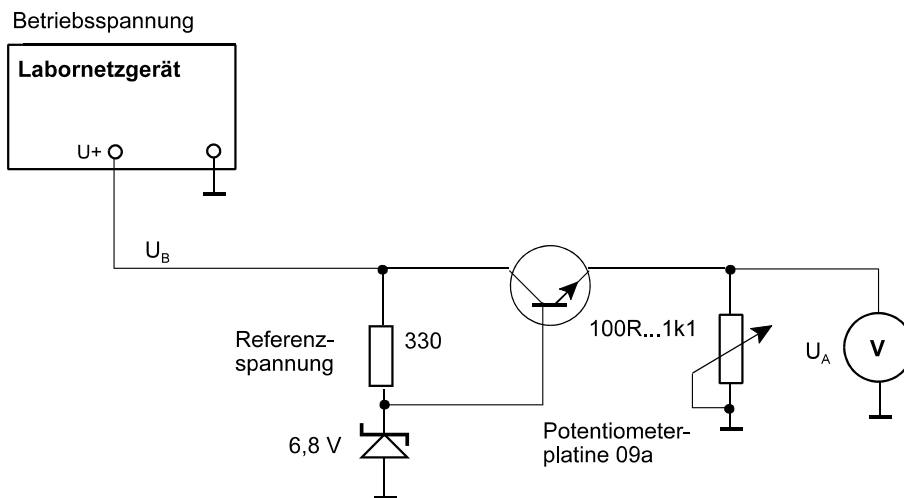
Welche Betriebsspannung U_B ist mindestens erforderlich, um einen Strom I_L durch einen Lastwiderstand R_L zu treiben?

$$U_B \geq U_S + R_L I_L$$

$$U_B \geq I_L R_A + U_{BE(on)} + R_L I_L$$

Eine weitere Anwendung der Kollektorschaltung

Die Emitterspannung entspricht näherungsweise der Basisspannung, gleich welcher Strom fließt. Die naheliegende Anwendung: Spannungsstabilisierung:



3. Leistungs-FETs

Allgemeines zum Dimensionieren von Schaltstufen

- So ansteuern, dass der Lastkreis richtig durchschaltet – und nicht nur irgendwie Strom durchfließt, der die Last notfalls zum Ansprechen bringt.
- Beim Bipolartransistor und IGBT: U_{CEsat} .
- Beim MOSFET: Minimaler R_{DSon} .
- Der Bipolartransistor muß genügend Basisstrom bekommen, der IGBT oder MOSFET genügend Gatespannung.
- Stufen mit Bipolartransistor dimensionieren für sicheres Schalten bei maximaler Last und geringster Stromverstärkung.
- Der Betriebsfall minimale Last und maximale Stromverstärkung ergibt dann eine starke Übersteuerung. Manchmal kann man damit leben. Sonst: Klammerung (damit die Übersteuerung nicht vorkommt) oder Hilfsstromweg (damit beim Ausschalten die Ladungsträger aus der Basiszone abfließen können).
- Alternative: FET auch in der Vorstufe. Ansteuerung muß genügend hohen Pegel bringen.

FET-Ansteuerungsregeln:

1. FET ist verlässlich gesperrt, wenn Gate-Source-Spannung $<$ Schwellspannung $U_{GS(th)}$ (Datenblatt).
2. FET ist verlässlich durchgesteuert, wenn R_{DSon} minimal ist. Der zugehörige Mindestwert der Gate-Source-Spannung steht im Datenblatt als Meßbedingung zu R_{DSon} (Spalte *Conditions*).
3. Der zulässige Bereich der Gate-Source-Spannung V_{GS} darf nicht verlassen werden (Plus-Minus-Angabe unter *Absolute Maximum Ratings*).
4. Bei Low Side Drive wird der Stromweg von der Last zur Masse geschaltet. N-Kanal-FET; Source an Masse. Positive Gatespannung.
5. Bei High Side Drive wird der Stromweg von der positiven Versorgungsspannung zur Last geschaltet. Alternativen:
 - a) P-Kanal-FET. Source an positiver Versorgungsspannung. Gatespannung auf positive Versorgungsspannung bezogen.
 - b) N-Kanal-FET. Drain an positiver Versorgungsspannung. Überhöhte Gatespannung.
6. Steuerstrom: gemäß Gateladung und ggf. geforderter Schaltzeit. Nur beim Umschalten wird Steuerstrom benötigt. Spannungsänderungen (vor allem Abschaltspannungsspitzen) werden kapazitiv auf den Gatekreis zurückgekoppelt. Um solche Störungen wegschlucken zu können, sollte die Quelle der Gatespannung hinreichend niederohmig sein. Ggf. zusätzliche Schutzbeschaltung.

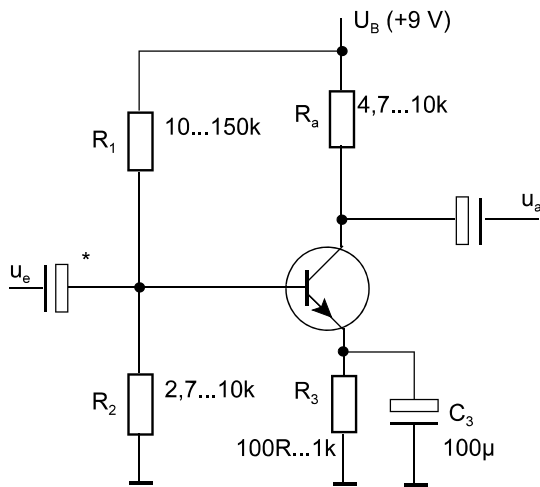
4. Verstärkerschaltungen

Das ist nur eine ganz elementare Einführung.

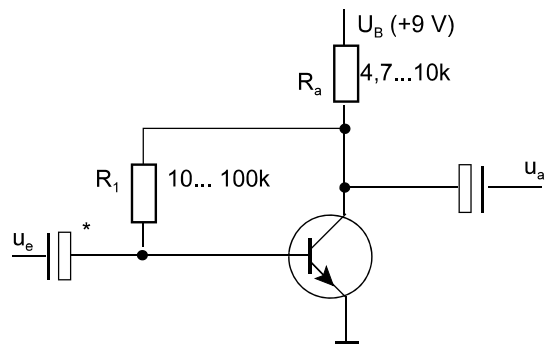
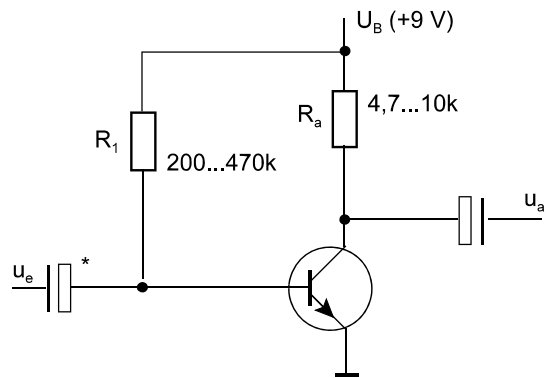
Verstärkerklassen

Klasse	Konfiguration	Beschreibung
A	Eine Verstärkerstufe (single-ended)	Arbeitspunkt in der Mitte des Eingangssignalhubs
B	Zwei Verstärkerstufen in Gegentaktschaltung (push-pull)	Jede Verstärkerstufe leitet während eines halben Eingangsspannungshubs
AB	Zwei Verstärkerstufen in Gegentaktschaltung (push-pull)	Jedes Verstärkerstufe leitet während eines halben Eingangsspannungshubs und noch etwas darüber hinaus. Besserer Übergang zwischen beiden Halbwellen (Crossover Matching)
D	Zwei Verstärkerstufen in Gegentaktschaltung (push-pull)	Schaltbetrieb. Pulsweitenmodulation. Ausgangsfilter für den Audiofrequenzbereich.
G, H	wie AB, aber mehrere Betriebsspannungen	In Klasse H werden die Betriebsspannungen vom Eingangssignal beeinflusst
C, E	HF-Leistungsverstärker	

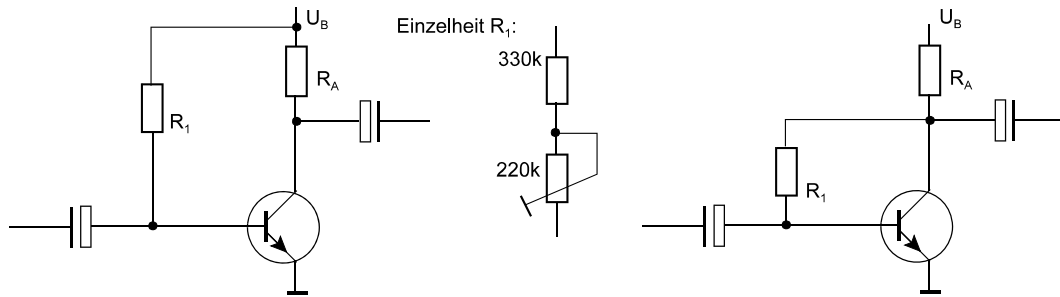
Kochbuchsaltungen aus der Literatur:



*: Polung des eingangsseitigen Elkos gemäß Gleichspannungspiegel der Signalquelle.



Einfachste Verstärkergrundschaltungen:



$$R_A = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C}$$

R₁ als Konstantstromquelle:

$$R_1 = \frac{U_B}{I_B}$$

I_B aus Kennlinie bzw. gemäß I_C / β.

Nicht ernsthaft bauen!

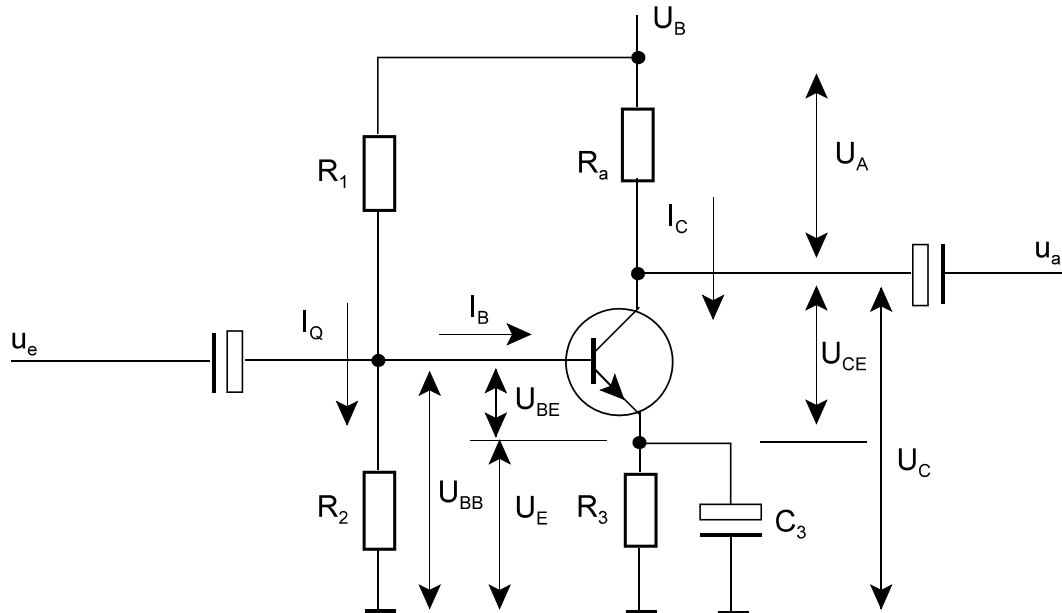
- R₁ muß individuell eingestellt werden.
- Transistor kann thermisch durchgehen.

Spannungsgegenkopplung:

$$R_1 = \frac{U_{CE}}{I_B}$$

$$U_{CE} \approx 0,5U_B$$

Die bewährte Standardschaltung mit Stromgegenkopplung:



Spannungsteiler R_1, R_2 : Basisvorspannung (legt den Arbeitspunkt fest).

Widerstand R_3 : Gleichstromgegenkopplung.

Arbeitswiderstand R_a : 1..10 $k\Omega$ (für typische Verstärker kleiner Leistung).

Kondensator C_3 : hebt Wechselstromgegenkopplung auf.

Faustformel: $C_3[\mu F] \geq \frac{2500}{f_u[\text{Hz}]}$; f_u = untere Grenzfrequenz.

Richtwerte:

$$U_A = \frac{U_B}{2}; U_E = \frac{U_B}{3}; \text{ also } U_{CE} = \frac{U_B}{6}$$

$I_Q = 0,2 \dots 0,5 I_C$ (Kollektorruhestrom) bzw. (Minimum) $> 2 I_B$.

$$R_1 + R_2 = \frac{U_B}{I_Q}$$

$$U_{BB} \approx U_B \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \text{ Basisvorspannung bei Vernachlässigung des Basisruhestroms } I_B$$

$$U_E = U_{BB} - U_{BE(on)}; \quad U_{BB} = U_E + U_{BE(on)}$$

$$I_C \approx \frac{U_E}{R_3}$$

$$R_a = \frac{U_{RA}}{I_C} \approx \frac{0,5U_B}{I_C}$$

$$R_3 = \frac{U_E}{I_C}$$

Kollektorspannung: $U_C \approx U_B - I_E \cdot R_a$

Emitterspannung: $U_E = I_E \cdot R_3$

Emitterstrom: $I_E = \frac{U_E}{R_3} = \frac{1}{R_3} \cdot U_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}$

Kollektor-Emitter-Spannung: $U_{CE} = U_C - U_E \approx U_B - I_E \cdot R_a - I_E \cdot R_3$

$$= U_B - I_E(R_a + R_3) = U_B - U_B \cdot \frac{1}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (R_a + R_3)$$

$$= U_B \cdot \left(1 - \frac{R_2 \cdot (R_3 + R_a)}{R_3 \cdot (R_1 + R_2)} \right)$$

Spannungsverstärkung AC (mit Kondensator C3): $\beta \cdot \frac{R_a}{R_3}$

Spannungsverstärkung DC (ohne Kondensator C3): $\frac{R_a}{R_3}$ – zwar wenig, aber unabhängig von den Transistorparametern!

Einfache Herleitung:

$$I_E = \frac{U_e}{R_3} \quad (\text{Prinzip Emitterfolger. Schwellenspannung vernachlässigt}).$$

$$U_a = I_e \cdot R_a \quad (\text{Kollektorstrom} = \text{Emitterstrom})$$

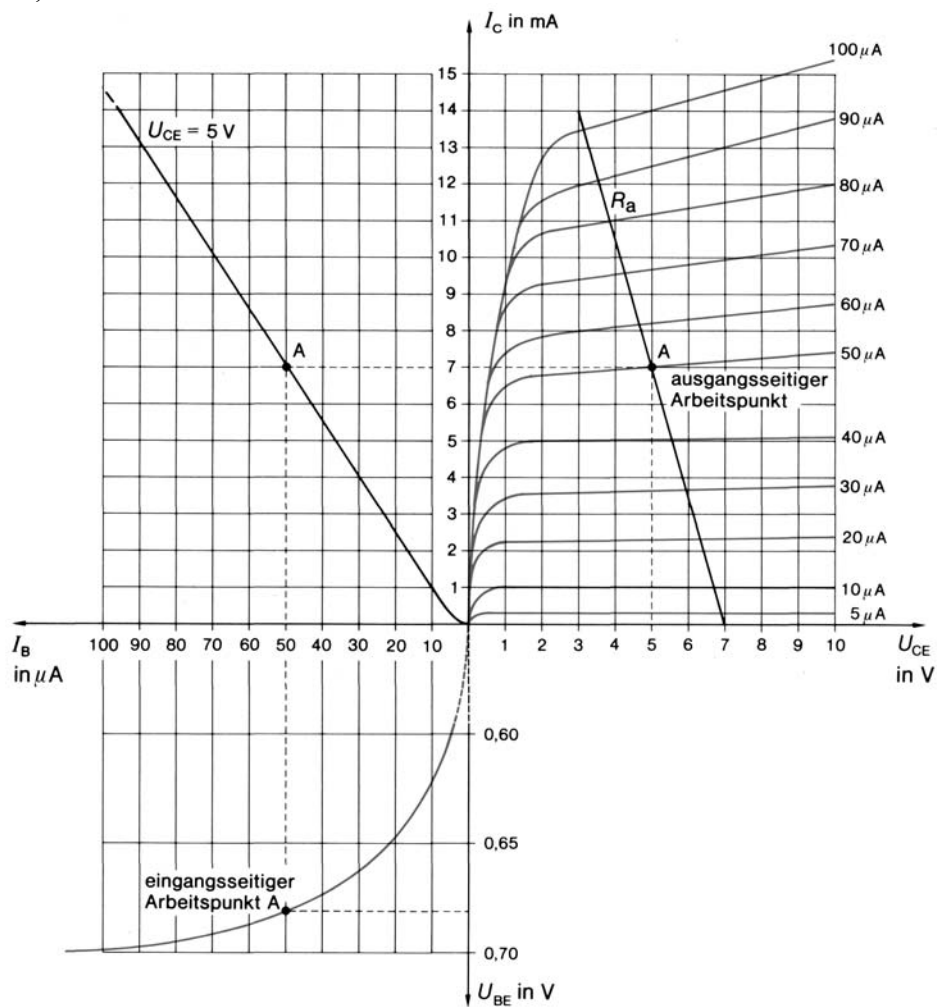
$$U_e = I_E \cdot R_3 \quad (\text{obigen Ausdruck umgestellt})$$

Damit Verstärkung $\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_a}{R_3}$

Beispiel 1:

Gemäß Kennlinienfeld (nach: Starke, Grundlagen der Funk- und Kommunikationstechnik) wird der folgende Arbeitspunkt gewählt:

- $U_{CE} = 5 \text{ V}$
- $I_C = 7 \text{ mA}$ (Kollektorruhestrom)
- $U_{BE(\text{on})} = 0,68 \text{ V}$.



$$U_B = 6 U_{CE} = 30 \text{ V}.$$

$$I_Q = 0,2 \cdot 7 \text{ mA} = 1,4 \text{ mA}$$

$$R_a = \frac{15 \text{ V}}{7 \text{ mA}} \approx 2,2 \text{ k}\Omega$$

$$U_E = \frac{30V}{3} = 10V$$

$$U_{BB} = 10V + 0,68V = 10,68V$$

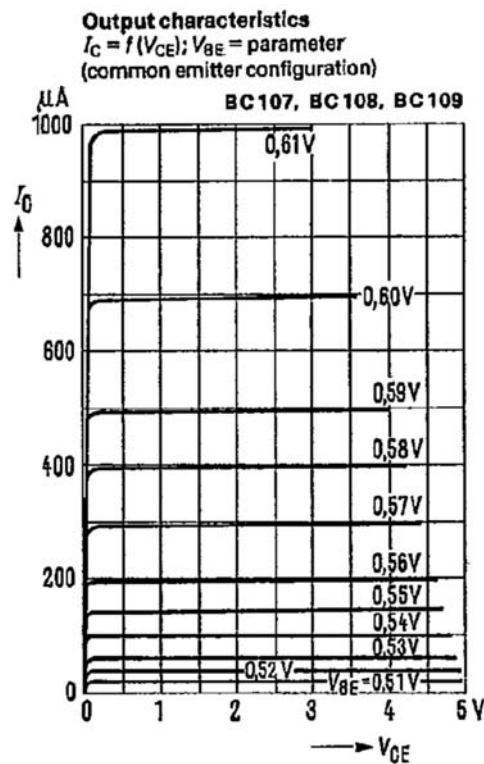
$$R_1 + R_2 = \frac{30V}{1,4mA} = 21,43k\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BB}(R_1 + R_2)}{U_B} = \frac{10,68V \cdot 21,43k\Omega}{30V} \approx 7,68k\Omega$$

$$R_1 = 21,43 k\Omega - 7,68 k\Omega = 13,7 k\Omega$$

$$R_3 = \frac{10V}{7mA} = 1,4k\Omega$$

Beispiel 2 (mit BC 107):



Der Pfeil zeigt auf den gewählten Arbeitspunkt:

- $U_{CE} = 2V$
- $I_C = 1mA$ (Kollektorruehestrom)
- $U_{BE(on)} = 0,61V$.

$$U_B = 6 U_{CE} = 12V$$

$$I_Q = 0,2 \cdot 1mA = 0,2mA$$

$$R_a = \frac{6V}{1mA} \approx 6,04k\Omega$$

$$U_E = \frac{12V}{3} = 4V$$

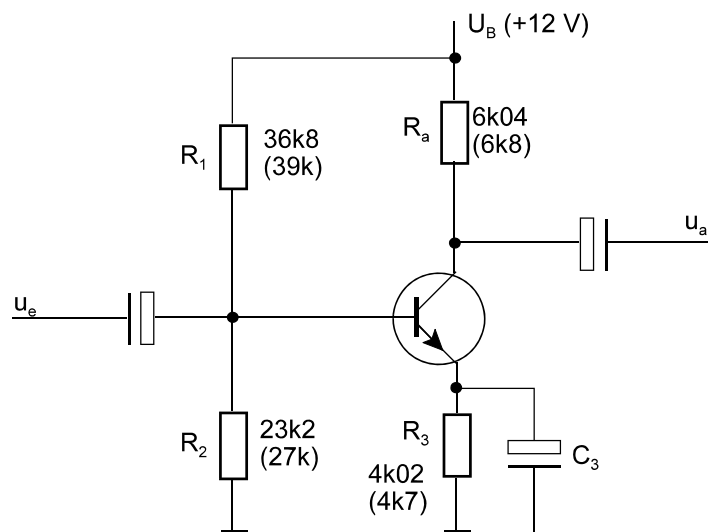
$$U_{BB} = 4V + 0,61V = 4,61V$$

$$R_1 + R_2 = \frac{12V}{0,2mA} = 60k\Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{BB}(R_1 + R_2)}{U_B} = \frac{4,61V \cdot 60k\Omega}{12V} \approx 23,2k\Omega$$

$$R_1 = 60k\Omega - 23,2k\Omega \approx 36,8k\Omega$$

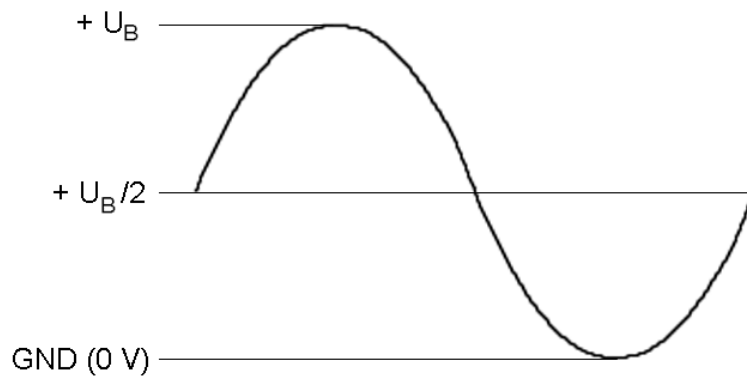
$$R_3 = \frac{4V}{1mA} \approx 4,02k\Omega$$



Woraus ergeben sich die anfänglichen Richtwerte?

1. U_{CE} : gemäß Kennlinie (Festlegung des Arbeitspunktes).

2. $U_A = \frac{U_B}{2}$: im Interesse des Aussteuerbereichs (ausgangsseitiger Spannungshub zwischen Massepotential (0 V) und Betriebsspannung).



3. $U_E = \frac{U_B}{3}$: um den Eingangsspannungsteiler einigermaßen symmetrisch dimensionieren zu können (Widerstandswerte nicht allzu unterschiedlich, so daß sich Toleranzen nicht allzu sehr auswirken).

Gemäß Richtwert 2 ergibt sich $R_a = \frac{0,5U_B}{I_C}$. Damit der Transistor nicht übersteuert wird (vgl.

Konstantstromquelle) muß auch gelten $R_a \leq \frac{U_B - U_S}{I_C}$. U_S ist hier die vom Spannungsteiler zu

liefernde Basisvorspannung. Damit die Ungleichung erfüllt ist, muß gelten $U_S \leq 0,5U_B$. Ein mittlerer Wert zwischen $0,25$ und $0,35 U_B$ ist ein vernünftiger Kompromiß. Wählt man U_S deutlich größer (nahe $0,5 U_B$), so besteht die Gefahr, bei ungünstigen Wertekombinationen der Widerstände in den Bereich der Übersteuerung zu kommen. Zudem wird eine unnötig hohe Betriebsspannung erforderlich. Wählt man U_S deutlich kleiner (z. B. $0,1 U_B$), so ergibt sich ein ungünstigeres Teilverhältnis, und man braucht ggf. (für R_1 bis R_3) enger tolerierte Bauelemente.