
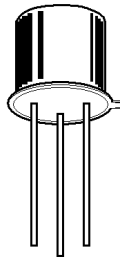
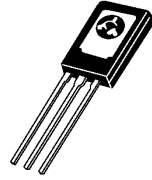

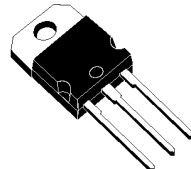
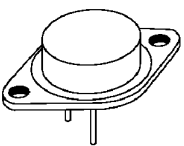


Bipolar-Transistor anwenden, Grundsaltungen

Ein Kurzpraktikum

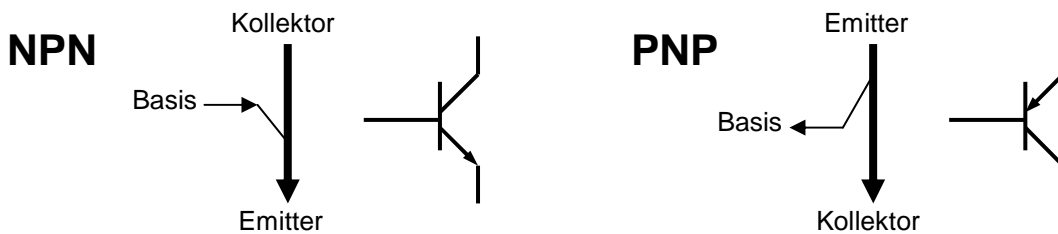
Gehäuse und Pinout (Anschlussbelegung)

TO-92	TO-18 TO-39	TO-126	TO-220	TO-218	TO-3
		 auf Kühlfläche B-C-E		 B-C-E	 B E C (Gehäuse)
C-B-E	C-B-E	von vorne E-C-B	B-C-E		

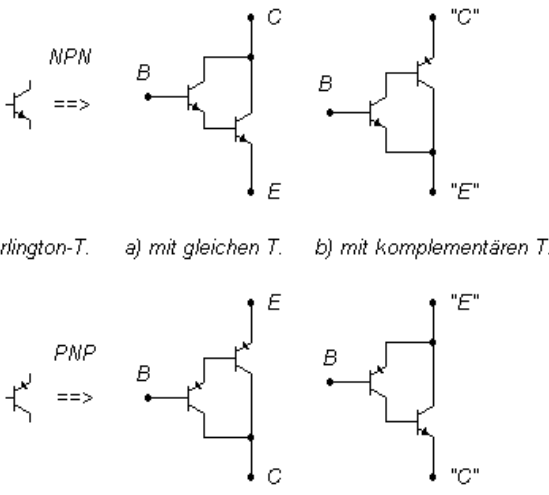
Gehäuseformen und Standard-Pinouts

Achtung: die gezeigten Anschluss-Belegungen weichen bei einigen Typen ab

Ströme im Transistor



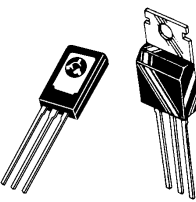



Darlington-Transistor

 <p>Darlington-T. a) mit gleichen T. b) mit komplementären T.</p>	<p>Um für eine Anwendung eine hohe Stromverstärkung zu erzielen, kann aus zwei Einzel-T. ein Darlington-T. aufgebaut werden. (Auch erhältlich als Einzel-Bauelement, bei dem beide T. in einem Gehäuse integriert sind.)</p> <p>Die erste Stufe liefert den Basisstrom für die nachfolgende zweite Stufe.</p> <p>→ Die einzelnen Stromverstärkungen multiplizieren sich.</p> <p>$B_{total} = B_1 * B_2$ $\beta_{total} = \beta_1 * \beta_2$</p> <p>Der Darlington-T. kann wie ein Einzel-T. mit hohem β und ca. 1,4V U_{BE} behandelt werden.</p>
--	---

Brauche ich ein Transistor-Datenblatt?

Für Anwendungen, bei denen keine Bauteil-Grenzwerte erreicht werden (kleine Leistungen im Niederfrequenz-Bereich), genügen grobe Parameter-Werte, also kein Datenblatt nötig. Praxiswerte:

Parameter	Kleinsignal-T. TO-92	Darlington-T. TO-92	Leistungs-T. TO-126, TO-220	Darlington-T. TO-220
		 NPN Darlington-T. PNP		 NPN Darlington-T. PNP
B, β (Beta)	100	5'000	50	1'000
$U_{CE\ sat}$ Sättigung C-E bei T. als Schalter	0,5 - 1 V	1 - 2 V	1 - 2 V	2 - 3 V
$P_V\ max$ Verlustleistung	100 - 500 mW je nach Typ	100 -500 mW je nach Typ	ca. 1 W ohne Kühlkörper	ca. 1 W ohne Kühlkörper
$I_C\ max$	100 - 500 mA	100 mA	1 - 20 A	1 - 20 A
$U_{CE\ max}$	30 - 60 V	30 - 60 V	30 - 100 V	30 - 100 V
Schaltzeiten, HF-Verhalten	100 MHz	etwas langsamer	10 MHz	etwas langsamer

Im Zweifelsfall folgende Parameter im Datenblatt nachsehen (zu Gunsten der Lebenserwartung des Bauteils!):

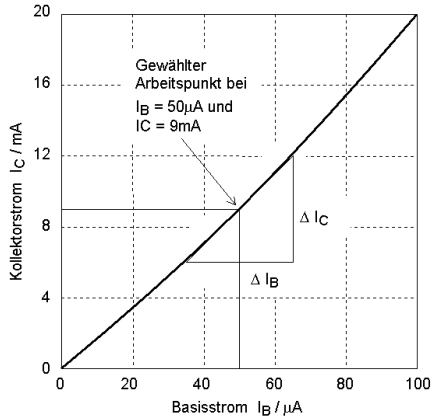
- P_V max. Verlustleistung des T. (Temperatur!)
- $I_C\ max$ maximaler Kollektorstrom (der T. ist nicht als Schmelzsicherung vorgesehen...)
- $U_{CE\ max}$ maximale Kollektor-Emitterspannung (Durchbruch!)

Was bedeuten B und β (Beta), Unterschied?

Der T. ist ein stromgesteuertes Verstärker-Bauteil (Gegensatz FET: Spannungs-Steuerung).

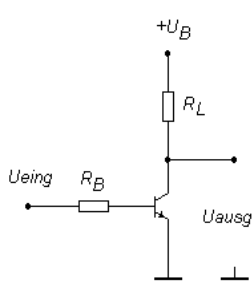
Der Zusammenhang zwischen I_C und dem - kleineren - Steuerstrom I_B ist annähernd proportional.

Der Faktor, der die beiden Größen verbindet, heisst Stromverstärkung B resp. β .

B	β	
Verhältnis der Gleichströme	Differenzielle Stromverstärkung	
ohne Aussteuerung (ohne Veränderung des Basisstroms)	Verhältnis der Strom-Änderungen ΔI in Basis und Kollektor	
$B = I_C / I_B$	$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$	
	Gleichbedeutend: h21, hFE, BF u.a.	
<p>Praxis im Niederfrequenz-Bereich (β sinkt mit steigender Frequenz): Für Berechnungen wird ein grober Schätzwert für B oder β angenommen, daher ist eine Unterscheidung zwischen B und β nicht nötig.</p>		

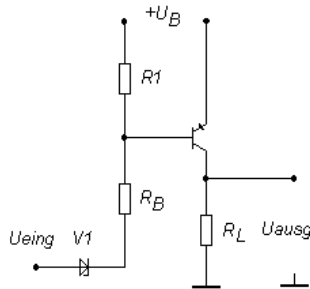
Digitale Anwendung, Schalter

Der Transistor muss sättigen (übersteuern), d.h. der Basisstrom muss um einen Sicherheitsfaktor (z.B. 5) "überdimensioniert" werden, damit U_{ausg} sicher gegen Null geht. Messbar an U_{ausg} ist noch die Restspannung $U_{CE sat}$ des Transistors.



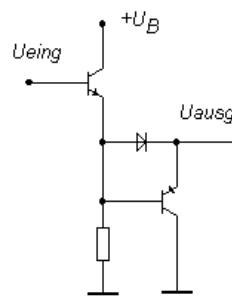
1 NPN-T. als Schalter

Low Side-Treiber mit Sink-Ausgang (Stromsenke) im Low-Zustand



2 PNP-T. als Schalter

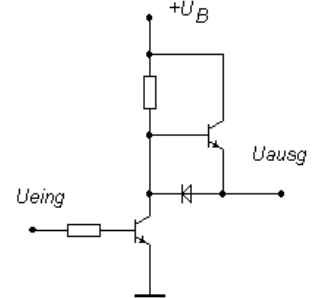
High Side-Treiber mit Source-Ausgang (Quelle) im High-Zustand
 V1 ist nötig, falls $U_{eing} max < +U_B$, damit der T. sicher sperrt



3 Nicht invertierender digitaler Leistungsverstärker

Treiber mit Source- und Sink-Ausgang

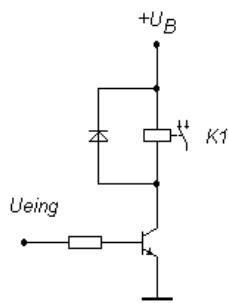
Anwendung: Schalten von kapazitiven Lasten, Treiber für MOSFET-Schalter



4 Invertierender digitaler Leistungsverstärker

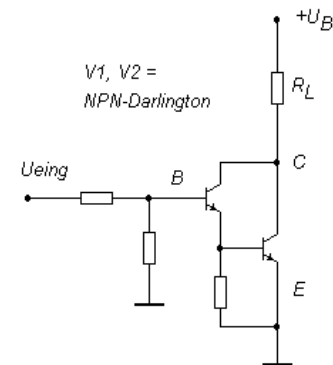
Treiber mit Source- und Sink-Ausgang

Anwendung: Schalten von kapazitiven Lasten, Treiber für MOSFET-Schalter



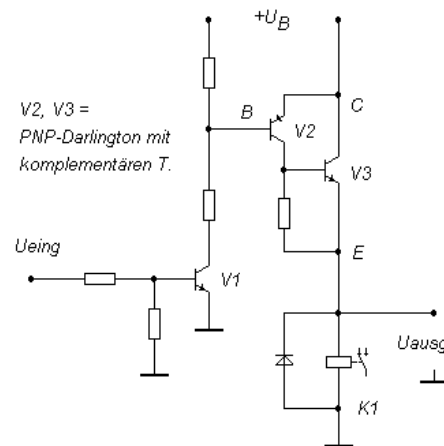
5 Low Side-Relais-Treiber

(mit Freilaufdiode)



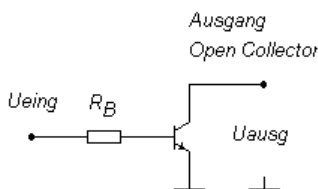
6 Low Side-Treiber mit NPN-Darlington-T.

Anwendung: Schalter für hohe Ströme bei hochohmigen Quellen



7 High Side-Treiber mit PNP-Darlington-T.

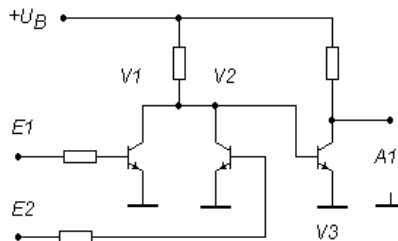
Anwendung: Schalter für hohe Ströme, Last (hier K1) mit GND-Bezug, "Low Drop"-Schalter mit geringer Verlustspannung und -leistung im On-Zustand



8 Open Collector NPN-Schalter

Der Ausgang benötigt einen Pull up-Widerstand nach $+U_B$.

Anwendung: Logikpegel-Wandler, Rail to Rail-Digital-Ausgang, Bustreiber



9 ODER-Logikverknüpfung

V1, V2 = Wired-NOR-Verknüpfung ("wired" = verdrahtet), V3 = Inverter

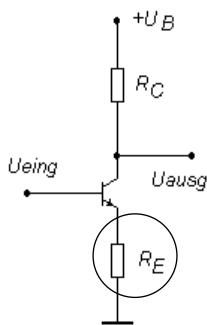
Anwendung von Wired-OR-Logik: Bus-Systeme, z.B. I2C-Bus

Lineare Anwendung, Verstärker

Gegenkopplung wozu?

Transistoren in linearen (Verstärker-) Anwendungen werden immer mit einer Gegenkopplung betrieben, damit die Funktion der Schaltung möglichst wenig abhängig ist von Temperatureinflüssen, Toleranzen der Bauteil-Parameter und anderen Störungen. Eine Schaltung mit Gegenkopplung besitzt Regelkreis-Verhalten, Störgrößen werden kompensiert. Mögliche Gegenkopplungsarten:

- (A) Stromgegenkopplung mit $R_{EMITTER}$
- (B) Spannungsgegenkopplung (Signal vom Kollektor auf die Basis zurückführen)
- (C) Betrieb des T. innerhalb einer Gesamtschaltung (z.B. mit Opamp), die eine "Ueber-alles"-Gegenkopplung aufweist



(A) Stromgegenkopplung mit R_E

Der Widerstand R_E erlaubt eine einfache Berechnung und Analyse der T.-Schaltung.

Spannungen, Ströme

$$U_{RE} \cong U_{eing} - 0,7 \text{ V}$$

$$I_C \cong I_E = U_{RE} / R_E$$

$$U_{RC} = R_C * I_C$$

Spannungs-Verstärkung

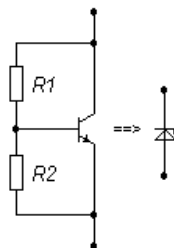
$$V = - \Delta U_{ausg} / \Delta U_{eing} \cong - R_C / R_E$$

Eingangsimpedanz

$$r_e \cong \beta * R_E$$

Ausgangsimpedanz

$$r_a \cong R_C$$



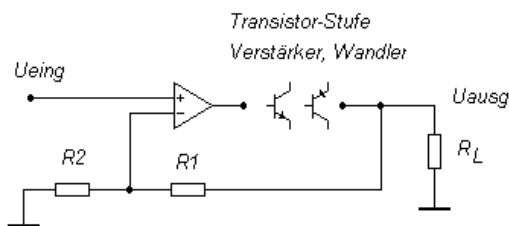
(B) Spannungsgegenkopplung mit R_1 und R_2

Der T. stellt U_{CE} so ein, dass der Spannungsabfall an $R_2 \cong 0,7 \text{ V}$ wird.

$$\rightarrow U_{CE} \cong 0,7 * [(R_1 / R_2) + 1] \quad \text{falls } R_2 \ll r_e$$

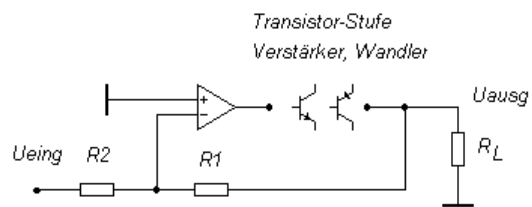
(C) Transistor und Opamp mit "Ueber-alles"-Gegenkopplung

Gemischte Schaltungen, in denen Opamps und Transistoren zusammenwirken, können in nicht invertierender oder invertierender Art ausgeführt sein. Eine Gegenkopplung R_1/R_2 , die alle Stufen umfasst, verlangt die Anwendung der "Goldenen Regeln" für lineare Opamp-Schaltungen (siehe da).



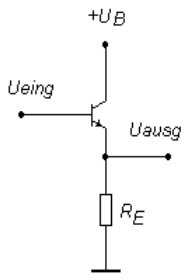
10 Nicht invertierend

$$\text{Spg.-Verstärkung } V = U_{ausg} / U_{eing} = (R_1 / R_2) + 1$$



11 Invertierend

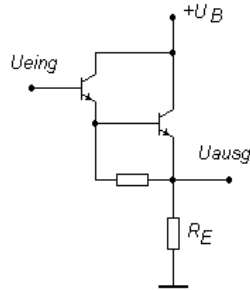
$$\text{Spg.-Verstärkung } V = - U_{ausg} / U_{eing} = - R_1 / R_2$$



12 Emitterfolger

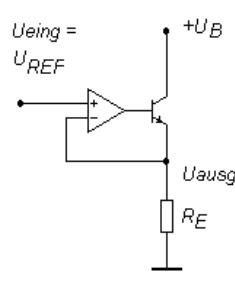
Spg.-Verstärkung $V \approx 1$
 $U_{ausg} \approx U_{eing} - 0,7V$
 $r_e \approx \beta * R_E$

nur Source-Betrieb (pos. Ausg.-Strom)



13 E. mit Darlington-Transistoren

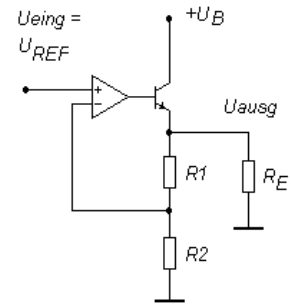
Spg.-Verstärkung $V \approx 1$
 $U_{ausg} \approx U_{eing} - 1,4V$
 $r_e \approx \beta_1 * \beta_2 * R_E$



14 E. mit Opamp

Spg.-Verstärkung $V = 1$
 $U_{ausg} = U_{eing}$

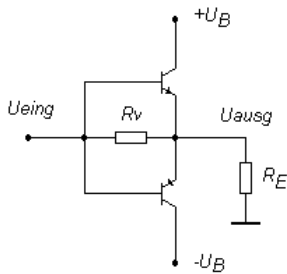
Anwendung: DC-Stabilisierung, Endstufen, Motortreiber



15 E. mit Opamp

Spg.-Verstärkung $V > 1$
 $V = U_{ausg} / U_{eing} = (R1 / R2) + 1$

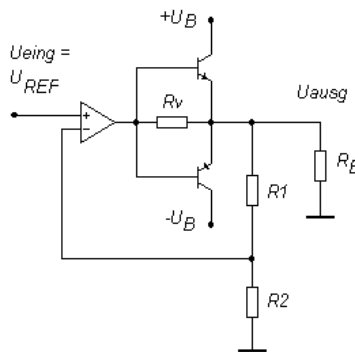
Anwendung: DC-Stabilisierung, Endstufen, Motortreiber



16 Komplementär-Emitterfolger

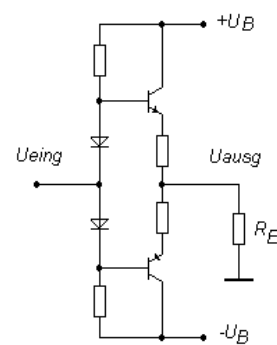
Gegentakt-Stufe, B-Betrieb

Source- und Sink-Betrieb möglich (pos. und neg. Ausg.-Strom)



17 Komplementär-Emitterfolger mit Opamp

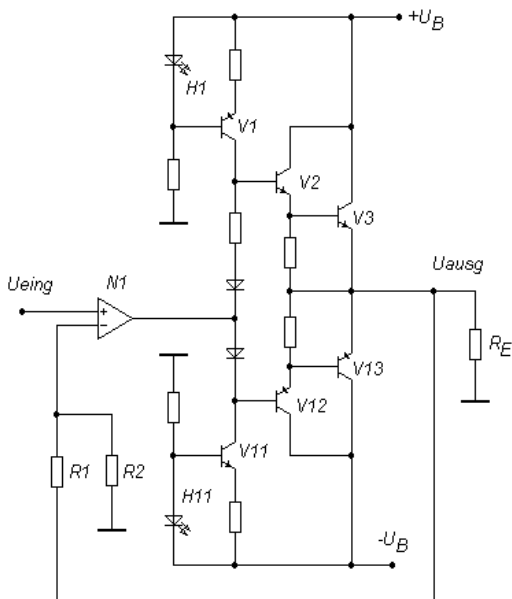
Anwendung: OP-Verstärker mit hohem Ausgangsstrom, Gegentaktendstufe



18 Komplementär-Emitterfolger mit Vorspg.-Dioden

Gegentakt-Stufe, AB-Betrieb

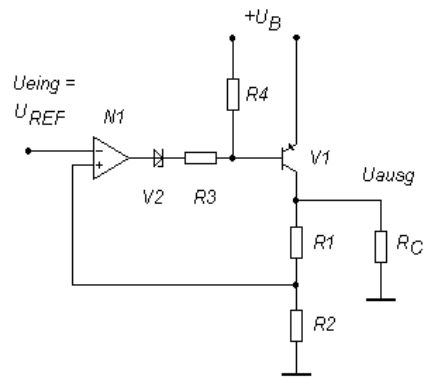
U_{BE} -Vorspannung $\approx 1,4V$
 \rightarrow Ruhestrom-Erzeugung
 \rightarrow geringe Uebernahmeverzerrungen



20 Leistungsendstufe mit Komplementär-Emitterfolger

Erweiterung mit Stromquellen V1 und V11 und Darlingtonausgang V2/3 und V12/13 (V3/13 in B-Betrieb)

Anwendung: Messverstärker, Audioendstufe, Motortreiber



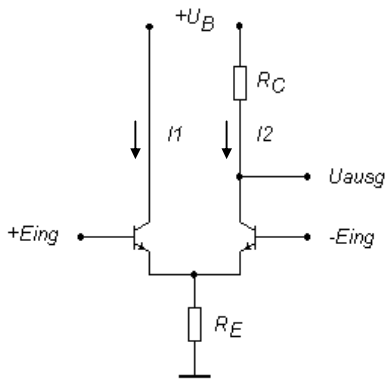
19 Low Drop-Verstärker mit Opamp Source-Betrieb (nur positiver Ausg.-Strom)

PNP-Transistor V1 kann bis nahe an die Sättigung (U_{CEsat} ca. 0,3V) angesteuert werden

\rightarrow der Ausgang erreicht max. Spannung $U_{ausg} = +UB - 0,3V$
 \rightarrow Low Drop Verstärker = wenig Spannungs-Verluste und kleine Verlustleistung über dem Längstransistor bei $U_{ausg} = max$

Hinweis: V1 invertiert das Signal, daher muss die Gegenkopplung R1/R2 vom Ausgang zum +-Eingang des Opamps führen.

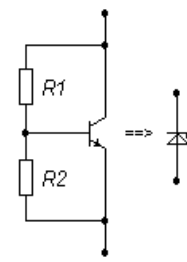
Anwendung: Low Drop-Spannungsregler, DC-Stabilisierung, Low Drop-Endstufen, Opamp-Verstärker mit höherem Ausgangsstrom (Source-Betrieb)



21 Differenzverstärker

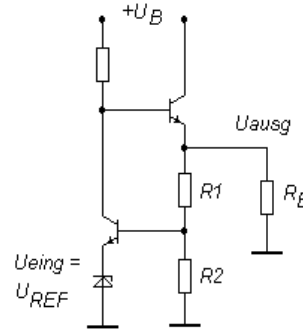
Δ der Eing.spannungen +Eing, -Eing
 $\rightarrow \Delta$ der Kollektorströme I1 und I2
 $\rightarrow \Delta$ Uausg an RC

Anwendung: integrierte Eingangsstufe eines Opamp



22 Spannungs-Stabilisierung

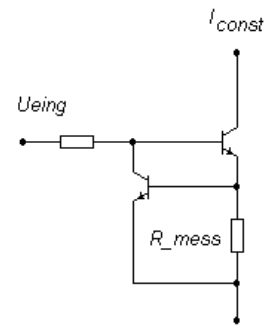
"Verstellbare Z-Diode"



23 Spannungs-Stabilisierung

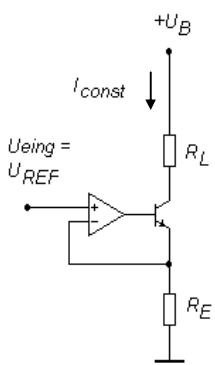
$V = (R1 / R2) + 1$
 $Uausg \approx V * (UREF + 0,7V)$

Anwendung: DC-Regler, "Längsregler"



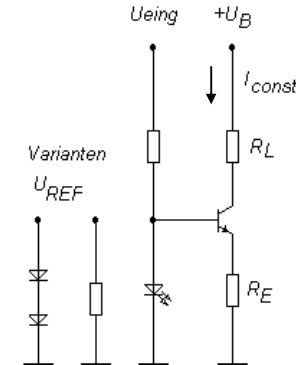
24 Stromquelle, Strombegrenzung

$Iconst \approx 0,7V / R_mess$



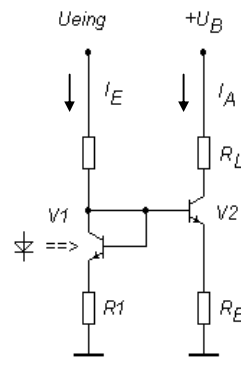
25 Stromquelle mit Opamp

$Iconst = UREF / RE$



26 Stromquelle

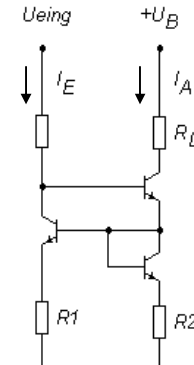
$Iconst \approx (UREF - 0,7V) / RE$



27 Stromspiegel

V1 dient als U_{BE} - und Temp.kompensation

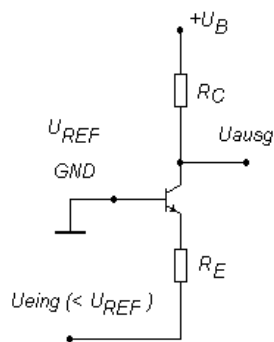
$R1 = RE, UR1RE \approx 300mV$
 $\rightarrow IA = IE$



28 Verbesserter Stromspiegel

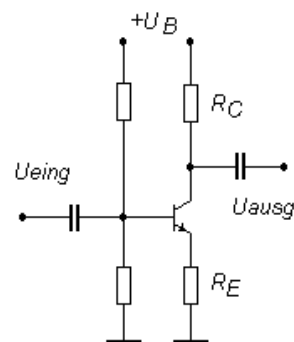
(Wilson-Spiegel)

$R1 = R2$
 $\rightarrow IA = IE$



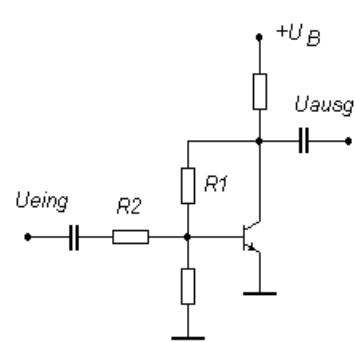
29 Pegelwandler

Ueing am Emitter \rightarrow Basisschaltung wandelt Ueing negativ nach Uausg positiv.



30 AC/Audio-Verstärkerstufe

$Vac \approx - RC / RE$
 (besser mit Opamp-Schaltung realisieren!)



31 AC/Audio-Verstärkerstufe

$Vac \approx - R1 / R2$
 (besser mit Opamp-Schaltung realisieren!)

