

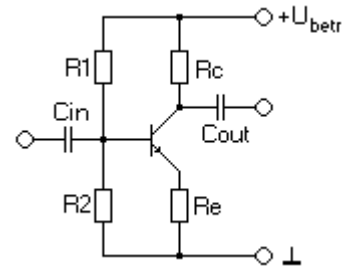
# 1. Transistor-Emitterschaltung, Arbeitspunktstabilisierung

## 1.1 Stabilisierung mit Emitter-Widerstand

Es sollen die Basiswiderstände  $R_1$  und  $R_2$  für den Arbeitspunkt bei maximaler Arbeitspunktstabilisierung berechnet werden und die Widerstände  $R_C$  und  $R_E$ . Die maximale Aussteuerung ( $U_{OUT}$ ) soll  $\pm 4,5V$  betragen.

**Weitere Angaben:**  $U_{BETR} = 12V$ ,  $U_{AUST} = 4,5V$ ,  $B = 100$ ,  $I_C = 100mA$ ,  $I_{R2} = 10 * I_B$

Es gibt mehrere Lösungswege, einige führen über die Kennlinien des Transistors, also teilweise grafische Lösungen, andere über die h-Parameter und hier wurde eine rein rechnerische Lösung gewählt.



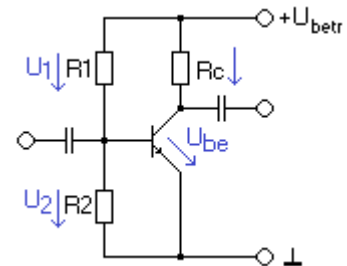
*Zu wissen ist aber bei allen Ansätzen, dass allein die Angabe der Stromverstärkung „B“ mit dem Wert „100“ eben eine Annahme ist und diese bei Transistoren z.B. beim BC141-10 von 63 bis 160, oder 100 bis 250 beim BC141-16 in den Datenblättern angegeben ist. Dies wirft ein Licht auf die Berechnung, denn wenn schon eine Angabe in der Realität fast 1 zu 3 schwankt, wie genau muss dann die Berechnung sein?*

**Arbeitspunktstabilisierung ist nötig**, da durch thermische Veränderung der Halbleiterschichten sich auch die elektrischen Werte verändern.

### 1.1.1 Beispiel: Schaltung ohne Emitter-Widerstand $R_E$ .

Bei Erwärmung leitet der Transistor „besser“, somit steigt der Kollektorstrom. Dies hat zur Folge, dass die Verlustleistung im Transistor steigt, was wiederum zu weiterer Erwärmung führt → Aufwärtstrend der Temperatur:

$I_C \uparrow \rightarrow P \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \dots$  die Anfangs- und Endtendenz ist gleich, die Folge ist ein „Aufschaukeln“, also Eskalation des Vorganges.

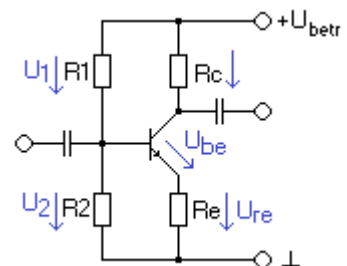


### 1.1.2 Beispiel: Die Schaltung mit Emitter-Widerstand $R_E$ .

Bei Erwärmung leitet der Transistor „besser“, somit steigt der Kollektorstrom. Dies hat zur Folge, dass die Verlustleistung im Transistor steigt, was wiederum zu weiterer Erwärmung führt. Der Kollektor-Strom  $I_C$  steigt und damit auch der fast identische Emitter-Strom  $I_E$ .

Dies führt zur Erhöhung des Spannungsabfall  $U_{RE}$  und nachdem  $U_{BE} + U_{RE}$  die konstante Spannung  $U_2$  ergibt, wird bei steigender Spannung  $U_{RE}$  die Basis-Emitter-Spannung  $U_{BE}$  kleiner. Dies führt zum Sinken des Basis-Stromes und daher auch zum Sinken des Kollektor-Stromes. Damit sinken die Verlustleistung und die Erwärmung.

$I_C \uparrow \rightarrow P \uparrow \rightarrow I_E \uparrow \rightarrow U_{RE} \uparrow \rightarrow U_{BE} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \rightarrow P \downarrow \rightarrow I_C \downarrow \dots$  die Anfangs- und Endtendenz ist entgegengesetzt, daher Deeskalation oder Stabilisierung.



Wie groß der Emitter-Widerstand zur Stabilisierung des Arbeitspunktes gewählt wird, hängt von der Anwendung der Schaltung ab.

Der Emitter-Widerstand dient aber nicht nur der Stabilisierung, sondern gibt auch im Verhältnis zum Kollektor-Widerstand die Gesamtverstärkung  $V$  an:

$V = 0,8 * R_C / R_E$  Werte von etwa 10 bis 40 sind je nach Transistoranwendung üblich. 0,8 ... empirischer Wert.

Nun zurück zur Schaltung und zur Berechnung der gewünschten Widerstände.

$$U_{\text{betr}} = 12\text{V}, U_{\text{aust}} = 4,5\text{V}, B = 100, I_c = 100\text{mA}, I_2 = 10 * I_b$$

Aus dem Kollektor-Strom lässt sich der Basis-Strom über die Stromverstärkung berechnen:

$I_b = I_c / B = 100\text{mA} / 100 = 1\text{mA}$ . Aus dem Basis-Strom lässt sich nun  $I_2$  berechnen:

$I_2 = 10 * I_b = 10 * 1\text{mA} = 10\text{mA}$ . Durch  $R_1$  fließt  $I_2$  und  $I_b$  und so lässt sich auch  $I_1$  berechnen:

$$I_1 = I_2 + I_b = 10\text{mA} + 1\text{mA} = 11\text{mA}$$

Die Aussteuerspannung an  $R_c$  ist mit 4,5V angegeben. Dies bedeutet, dass beim Arbeitspunkt, die mittlere Spannung gegen Masse  $U_c = U_{\text{betr}} - 4,5\text{V} = 12\text{V} - 4,5\text{V} = 7,5\text{V}$ . Sie schwankt von maximal 12V auf minimal  $7,5\text{V} - 4,5\text{V} = 3\text{V}$ . Das ergibt eben die maximale Aussteuerbarkeit von  $\pm 4,5\text{V}$  (also  $9V_{\text{ss}}$ ) vom Arbeitspunkt (7,5V).

Wird von dieser minimalen Kollektor-Spannung von  $U_{\text{cmin}}$  die minimale Spannung zwischen Kollektor und Emitter von etwa  $1\text{V}(U_{\text{ce}})$  abgezogen, ergibt das die Spannung von  $U_{\text{re}}$ :

$U_{\text{re}} = U_{\text{cmin}} - 1\text{V} = 3\text{V} - 1\text{V} = 2\text{V}$ . Daraus lässt sich der Emitter-Widerstand  $R_e$  berechnen:

$$R_e = U_{\text{re}} * I_e (=I_c) = 2\text{V} * 100\text{mA} = 20\Omega \dots \text{(E12 ... 22}\Omega \text{ oder 18}\Omega)$$

Auf ähnliche Weise wird nun der Kollektor-Widerstand  $R_c$  (beim Arbeitspunkt) berechnet:

$$R_c = 4,5\text{V} / I_c = 4,5\text{V} / 100\text{mA} = 45\Omega \dots \text{(E12 .... 47}\Omega)$$

Überprüfung der Gesamtverstärkung:  $V = 0,8 * R_c / R_e = 45\Omega / 20\Omega = 1,8 \dots$  Eigentlich **indiskutabel** und typisch für ein Lehrbuchbeispiel. Hier wird die sinnvolle Anwendung einer Transistorschaltung der Forderung nach **maximaler Stabilisierung** „geopfert“ (Lösung siehe praktisches Beispiel 1.1.5 ab Seite 2, dieses Dokuments).

Aus der rechten Schaltung ist klar ersichtlich, dass die Spannung am  $R_2$  gleich der Summe der Spannungen von  $R_e$  plus 0,7V (B-E-Diode) sein muss:

$$U_{R2} = U_{\text{re}} + 0,7\text{V} = 2\text{V} + 0,7\text{V} = 2,7\text{V} \rightarrow R_2 = U_{R2} / I_2 = 2,7\text{V} / 10\text{mA} = 270\Omega \text{ (=E12)}$$

Für Knoten- und Maschen-Freaks sei auch die (im konkreten Beispiel wohl unnötige) Maschengleichung aufgestellt:

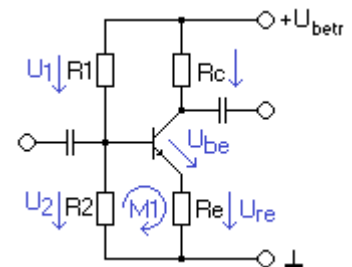
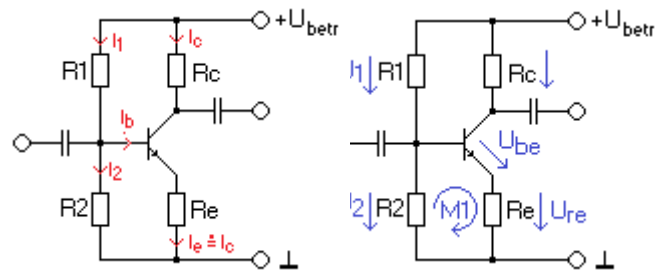
$$M1: 0,7\text{V} + U_{\text{re}} - I_2 * R_2 = 0 \rightarrow R_2 = (U_{\text{re}} + 0,7\text{V}) / I_2 = (2\text{V} + 0,7\text{V}) / 10\text{mA} = 270\Omega \dots \text{(=E12)}$$

Die Spannung an  $R_1$  ist die Differenz der Betriebsspannung und  $U_2$ .

$$I_1 = 11\text{mA} \rightarrow R_1 = U_1 / I_1 = (U_{\text{betr}} - U_2) / I_1 = (12\text{V} - 2,7\text{V}) / 11\text{mA} = 845\Omega \dots \text{(E12 ... 820}\Omega)$$

Die Aufgabe ist gelöst, alle Widerstände (E12) sind berechnet:  $R_1 = 820\Omega$ ,  $R_2 = 270\Omega$ ,  $R_c = 47\Omega$  und  $R_e = 18\Omega$

In der Folge sind noch zusätzliche Betrachtungen und die Ausführung einer konkreten Verstärkerschaltung im Kleinleistungsbereich enthalten.



### 1.1.3 Zusätzlich noch eine Leistungsbetrachtung der Widerstände:

An  $R_c$  fällt im Arbeitspunkt eine Spannung von 4,5V bei einem Strom von 100mA ab.

$P = U \cdot I = 4,5V \cdot 0,1A = 0,45W$  .... Somit muss die Baureihe von  $\frac{1}{2} W$  – Widerständen gewählt werden.

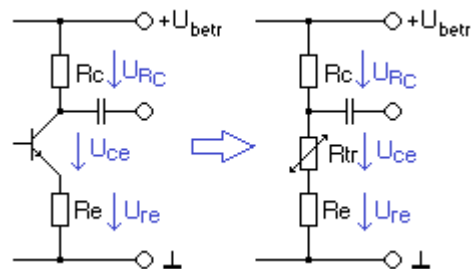
Die gleiche Leistung wird am Transistor in Wärme umgesetzt, daher muss auch dieser für  $\frac{1}{2} W$  ausgelegt sein. Bei allen anderen Widerständen ist der Strom etwa nur 1/10 und daher auch die Verlustleistung entsprechend geringer.

An  $R_1$  fällt eine Spannung von  $U_{betr} - U_b$ , bei einem Strom von 11mA ab:

$P = U \cdot I = (12V - 2,7V) \cdot 0,011 = 0,1W$  ... die kleinste Leistungsklasse der Schichtwiderstände

### 1.1.4 Zusätzliche Funktionsbetrachtung des Transistors:

Der Kollektor-Strom eines Transistors wird vom Basis-Strom nahezu proportional gesteuert. Somit ist bei der Spannungs-betrachtung von Transistorschaltungen der Transistor als variabler Widerstand, der vom Basis-Strom gesteuert wird, vorstellbar. Sein Wert reicht idealisiert von  $0\Omega$  (völlig durchgängig,  $U_{ce} = 0V$ ) bis  $\infty\Omega$  (völlig sperrend,  $U_{ce} = U_{betr}$ ).



Dies erleichtert wahrscheinlich die Funktionsvorstellung.

### 1.1.5 Beispiel mit praxisnahen Angaben

$U_{betr} = 12V$ ,  $B = 100$ ,  $V = 20$ -fach (26dB),  $R_{OUT} = 1k\Omega$ ,  $P_{max} = 400mW$ ,  $I_{cmax} = 100mA$ , maximale  $U_{out}$

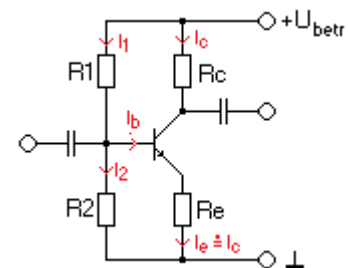
Die Ausgangsimpedanz (Ausgangswiderstand) besteht wechselstrommäßig etwa aus der Parallelschaltung  $R_{Tr} // R_c$ , somit ist  $R_c$  der **doppelte** Wert von  $R_{OUT}$ :

$$R_c = 2 \cdot R_{OUT} = 1k\Omega \cdot 2 = 2k\Omega \dots \text{(E12...2k2)}$$

Aus der Verstärkung kann das Verhältnis  $R_c / R_e$  berechnet werden:

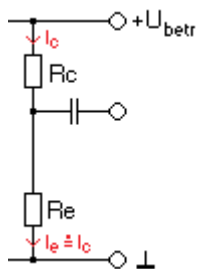
$$V = 0,8 \cdot R_c / R_e \rightarrow R_e = 0,8 \cdot R_c / V = 0,8 \cdot 2k2 / 20 = 88\Omega \dots \text{(E12...100}\Omega) \rightarrow$$

Dieser Wert ist auch für die thermische Stabilisierung des Arbeitspunktes völlig ausreichend.



Bei völlig durchgängigem Transistor ( $U_{ce} = 0$ ) fließt der maximale Kollektor-Strom:

$$I_{cmax} = U_{betr} / (R_c + R_e) = 12V / (2200\Omega + 100\Omega) = 5,2mA. \text{ Über } R_e \text{ fällt dabei die Spannung } U_{re} = R_e \cdot I_c = 0,52V \text{ ab.}$$



Die restliche Spannung auf die Betriebsspannung steht zur Aussteuerung des Transistors zur Verfügung ( $U_{outss} = U_{betr} - U_{re} = 12V - 0,5V = 11,5V$ ).

Auf der Hälfte davon soll der **Arbeitspunkt** ( $U_{AP} = U_c$ ) liegen, um den sich die Wechselspannung am Ausgang + und – bewegen kann.  $U_{AP} = U_{outss} / 2 + U_{re} = 11,5V / 2 + 0,5V = 6,25V$

$I_c = U_{aus} / 2 \cdot R_c = 2,6mA$ . Daraus kann der erforderliche Basis-Strom über die Stromverstärkung berechnet werden:

$$I_b = I_c / B = 2,6mA / 100 = 26\mu A$$

Der Strom durch den Basis-Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  soll  $10 \cdot I_b$  sein, also  $I_2 = I_b \cdot 10 = 26\mu A \cdot 10 = 0,26mA$ .

Die Spannung  $U_2$  ist wie im ersten Beispiel zu berechnen mit:

$$U_{R2} = R_e \cdot I_c + 0,7V = 100\Omega \cdot 2,6mA + 0,7V = 0,96V \rightarrow R_2 = U_{R2} / I_2 = 0,96V / 0,26mA = 3,6k\Omega \dots \text{(E12 ... 3k3)}$$

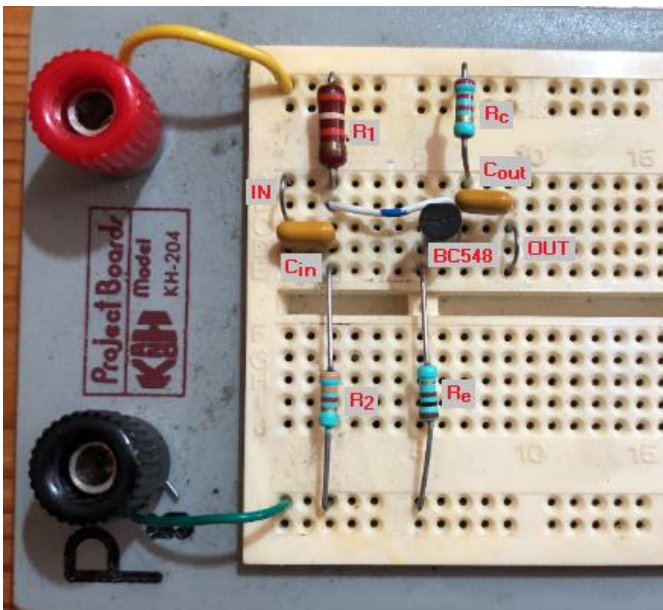
$$I_1 = I_2 + I_b = 0,26mA + 0,026mA = 0,29mA$$

$$U_{R1} = U_{betr} - U_{R2} = 12V - 0,96V = 11V, \quad R_1 = U_{R1} / I_1 = 11V / 0,29mA = 38k\Omega \dots \text{(E12 ... 39k}\Omega\text{)}$$

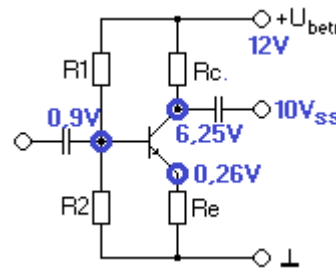
$$R_1 = 39k, R_2 = 3k3, R_c = 2k2, R_e = 100\Omega$$

**Alle Widerstände sind berechnet und ein Versuchsaufbau bestätigt diese Werte.**

Die Schaltung wurde auf einem Steckbrett aufgebaut und die Gleichspannungswerte am Transistor gemessen. Sie sind den errechneten Werten sehr ähnlich. Zu bedenken sind die Toleranzen der Bauteile.



In der unteren Schaltung sind die Gleichspannungen am Transistor gegenüber der Masse gemessen angegeben,



$$U_c = 6,25V, U_e = 0,26V, U_b = 0,9V.$$

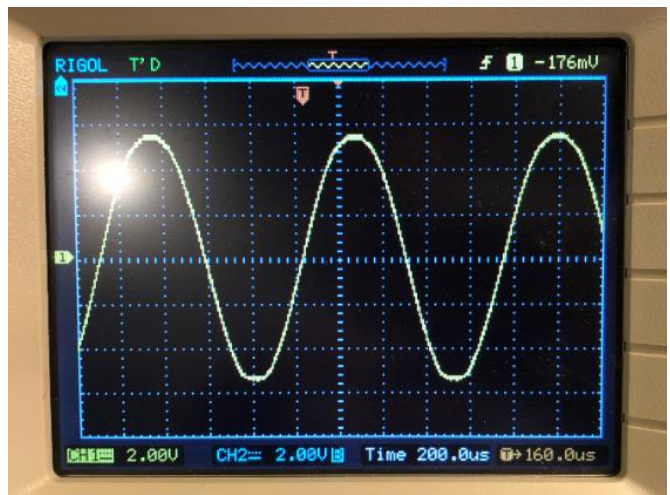
Der Arbeitspunkt von  $U_c = U_{AP} = 6,26V$  ist exakt erreicht. Sollte das nicht der Fall sein, müssten  $R_1$  oder  $R_2$

regelbar ausgeführt werden, um den genauen Wert einstellen zu können.

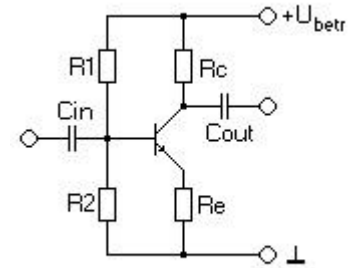
Danach wurde auch eine Wechselspannung mit 600mV<sub>ss</sub> an den Eingang angelegt. Dies ergab eine maximale, unverzerrte Ausgangsspannung von etwa 10V<sub>ss</sub> (siehe rechtes Oszillogramm).

Die Wechselspannungsverstärkung ist also etwa 17-fach, was nicht ganz dem Ziel (20-fach) entspricht, aber dies ist den Toleranzen und dem weiten Bereich der Stromverstärkungsangaben in den Datenblättern geschuldet. Wie das behoben werden kann und genauere Betrachtung von der sogenannten Gegenkopplung, wird auf den weiteren Seiten erklärt.

Rückfragen [Norbert Willmann](mailto:n.willmann@liwest.at), 0664 5353979 und [n.willmann@liwest.at](mailto:n.willmann@liwest.at).



**1.1.6 Messwert-Tabelle einer Emitterschaltung** (rechtes Bild), bei der  $R_c$  und  $R_1$  gleichblieben, wurde  $R_e$  von  $22\Omega$  bis  $1k\Omega$  geändert und die Messwerte in die Tabelle eingetragen. Der Widerstand  $R_2$ , als Teil des Basisspannungsteilers, wurde in E12-Schritten angepasst, um den Arbeitspunkt etwa in der halben Betriebsspannung von 12V zu halten.



In der Tabelle wurde dann der Faktor zwischen der Spannungsverstärkung  $U_{OUT}/U_{IN}$  und dem Verhältnis  $R_c/R_e$  empirisch ermittelt. Dies ergab einen Mittelwert von 0,8:

Die Verstärkung  $V = 0,8 * R_c / R_e$

Oszi-Kanal A		Eingang		Oszi-Kanal B		Ausgang		Verstärkung		Widerstände				Vertärkung-Fakt		Arbeitspunkt-gemessen		
Empf.	cm	Uss	Empf.	cm	Uss	$V = U_a/U_e$		Rc	Re	R2	R1	Rc/Re	Faktor	Uc	Ue	Ic		
V/cm	cm	V	V/cm	cm	V	Zahl	dB	kΩ	kΩ	kΩ	kΩ	Zahl	Zahl/V	V	V	mA		
0,05	2	0,1	0,05	4,6	0,23	2	7	2,20	1,000	12,000	39,0	2	1,05	7,510	2,170	3,41		
0,02	1	0,02	0,05	3,3	0,165	8	18	2,20	0,220	3,900	39,0	10	0,83	7,600	0,500	3,45		
0,02	1,8	0,036	0,2	3	0,6	17	24	2,20	0,100	3,300	39,0	22	0,76	5,300	0,241	2,41		
0,02	1,5	0,03	0,2	3,5	0,7	23	27	2,20	0,082	3,300	39,0	27	0,87	5,160	0,260	2,35		
0,02	1,7	0,034	0,2	3,4	0,68	20	26	2,20	0,082	2,700	39,0	27	0,75	8,600	0,130	3,91		
0,02	1,50	0,03	0,2	4,6	0,92	31	30	2,20	0,056	2,700	39,0	39	0,78	7,440	0,120	3,38		
0,02	1,5	0,03	0,5	3	1,5	50	34	2,20	0,033	2,700	39,0	67	0,75	5,200	0,104	2,36		
0,02	1	0,02	0,5	3	1,5	75	38	2,20	0,022	2,700	39,0	100	0,75	3,300	0,088	1,50		

Durch die Verkleinerung des Emitterwiderstandes  $R_e$  von  $1k\Omega$  auf  $22\Omega$  wurde die Verstärkung von 2 auf 75 erhöht, allerdings auf Kosten der Stabilität des Arbeitspunktes. Hier die Stabilitätsprüfung bei den beiden Endwerten und einem Wert in der Mitte:

**1.1.7 Stabilitätsüberprüfung und die daraus ergebenden Stabilitäts- und Verstärkungsgrenzen**

In der unteren Tabelle ist die „Wanderung“ des Arbeitspunktes hinsichtlich der Kollektorspannung  $U_c$  und des Kollektorstromes  $I_c$ , bei einer extern verursachten Temperaturerhöhung von  $20^\circ$  auf  $100^\circ$ , in Abhängigkeit der Verstärkung  $R_c/R_e$  oder  $U_a/U_e$  zu erkennen.

Bei der **Verstärkung 2** ist die Abweichung der Kollektorspannung bei der Erwärmung

Verstärkung $V = U_a/U_e$	Widerstände		Kolektor-Spannung		Uc-Verhält.	Kolektor-Strom		Ic-Verhält.
	Rc	Re	Uc bei 20°	Uc bei 100°	20°/100°	Ic bei 20°	Ic bei 100°	100°/20°
Zahl	kΩ	kΩ	V	V	Zahl	mA	mA	Zahl
2	2,20	1,000	7,5	7,1	1,06	2,05	2,23	1,09
17	2,20	0,100	5,3	3,3	1,61	3,05	3,95	1,30
75	2,20	0,022	8	2	4,00	1,82	4,55	2,50

nur 6%, also vernachlässigbar, wobei auch die Verstärkung von 2 nicht wirklich brauchbar ist.

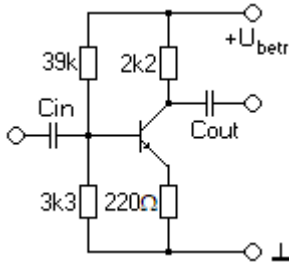
Bei der **Verstärkung 17**, also bei einer durchaus brauchbaren Verstärkung, ist die Abweichung der Kollektorspannung bei Erwärmung mit 61% wohl bedeutend und dies beschränkt die Aussteuerbarkeit. Aber die vollständige Aussteuerbarkeit einer Transistorstufe bedeutet auf Grund der unsymmetrischen Kennlinie auch eine Verzerrung der zu verstärkenden Spannung, daher hat diese Einschränkung keine große Bedeutung.

Bei der **Verstärkung von 75**, also fast bei der maximal möglichen Verstärkung, sinkt die Kollektorspannung bei Erwärmung auf ein Viertel ab, was die Aussteuerbarkeit sehr einschränkt. Das wäre nur für Kleinsignal-Vorverstärkungsstufen möglich.

Auf Grund dieser Zusammenhänge sind Verstärkerstufen bis zu einer maximalen Verstärkung von 30fach in technischen Anwendungen üblich, ein Kompromiss zwischen Verstärkung und Stabilität.



**1.1.8) Was tun, wenn die Wechsellspannungsverstärkung wegen einer gewünschten hohen Arbeitspunktstabilisierung nicht ausreicht?**



Betrachtet wird ein Beispiel aus der Tabelle. In der linken Schaltung sind die errechneten Werte der Widerstände eingetragen. Die Gesamtverstärkung beträgt:

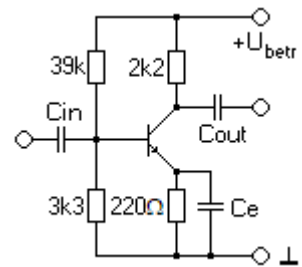
$$V = 0,8 \cdot R_c / R_e = 2k2\Omega / 220\Omega = 8 \text{ eine geringe Verstärkung!}$$

Die hohe Stabilität des Arbeitspunktes ist auf den großen Emitterwiderstand von 220Ω zurückzuführen (Verhältnis zum Kollektorwiderstand). Die Gegenkopplung wirkt also **stabilisierend auf die Gleichstromwerte** für den Arbeitspunkt und gleichermaßen

auch **verringert auf die Wechselstromverstärkung**.

Um die Wechsellspannungsverstärkung zu erhöhen kann der Wert des Emitterwiderstandes für Wechselstrom verringert werden, indem ein Kondensator C<sub>e</sub> und damit ein X<sub>c</sub> des Kondensators parallelgeschaltet wird.

Der Wert (X<sub>c</sub>) des Kondensators muss bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz mindestens 1/10 des Emitterwiderstandes haben. Bei einer Übertragung im Tonbereich 20Hz bis 20kHz wird C<sub>e</sub> berechnet:



$$X_c = 1 / (2 \cdot \Pi \cdot f \cdot C) \rightarrow C = 1 / (2 \cdot \Pi \cdot f \cdot X_c) = 1 / 2 \cdot \Pi \cdot 20\text{Hz} \cdot 22\Omega = 360\mu\text{F} \dots (\text{E12} \dots 330\mu\text{F} \dots X_c \text{ bei } 20\text{Hz} = 24\Omega)$$

Die Verstärkung bei 20Hz beträgt dann:  $V = 0,8 \cdot R_c / X_c = 0,8 \cdot 2k2 / 24\Omega = 73$  schon fast 10 mal besser, als ohne Kondensator!

Nicht berücksichtigt wurde die Parallelschaltung von R<sub>e</sub> und X<sub>c</sub>. Da aber X<sub>c</sub> ein Zehntel von R<sub>e</sub> ist und die Toleranzen von Elektrolytkondensatoren -10% bis +100% betragen und auch eine Anpassung an die E12-Reihe erfolgen muss, ist der zu erwartende Fehler weit unterhalb dieser Berücksichtigungen.

**1.1.8.1 Hier die Messwerte bei mehreren Frequenzen und Kondensatoren von 4μ7, 47μF, 470μF:**

	Oszi-Kanal A Eingang			Oszi-Kanal B Ausgang			Widerstände		Elko	Frequenz f	Verstärkung	
	Empf.	cm	U <sub>ss</sub>	Empf.	cm	U <sub>ss</sub>	R <sub>c</sub>	R <sub>e</sub>	C <sub>e</sub>		U <sub>out</sub> /U <sub>in</sub>	U <sub>out</sub> /U <sub>in</sub>
	V/cm	cm	V	V/cm	cm	V	kΩ	κΩ	μF	Hz	Zahl	dB
1	0,02	1	0,02	1	1	1	2,20	0,220	470	10	50	34
2	0,02	1	0,02	1	2,2	2,2	2,20	0,220	470	30	110	41
3	0,02	1	0,02	1	3,5	3,5	2,20	0,220	470	100	175	45
4	0,02	1	0,02	1	3,6	3,6	2,20	0,220	470	300	180	45
5	0,02	1	0,02	1	3,6	3,6	2,20	0,220	470	1000	180	45
6	0,02	1	0,02	1	3,6	3,6	2,20	0,220	470	3000	180	45
7	0,02	1	0,02	1	3,6	3,6	2,20	0,220	470	10000	180	45
8												
9	0,02	1	0,02	0,5	0,5	0,25	2,20	0,220	47	10	13	22
10	0,02	1	0,02	0,5	1	0,5	2,20	0,220	47	30	25	28
11	0,02	1	0,02	0,5	2,2	1,1	2,20	0,220	47	100	55	35
12	0,02	1	0,02	1	2,5	2,5	2,20	0,220	47	300	125	42
13	0,02	1	0,02	1	3,4	3,4	2,20	0,220	47	1000	170	45
14	0,02	1	0,02	1	3,6	3,6	2,20	0,220	47	3000	180	45
15	0,02	1	0,02	1	3,6	3,6	2,20	0,220	47	10000	180	45
16												
17	0,02	1	0,02	0,2	0,8	0,16	2,20	0,220	4,70	10	8	18
18	0,02	1	0,02	0,2	0,8	0,16	2,20	0,220	4,70	30	8	18
19	0,02	1	0,02	0,2	1	0,2	2,20	0,220	4,70	100	10	20
20	0,02	1	0,02	0,2	2	0,4	2,20	0,220	4,70	300	20	26
21	0,02	1	0,02	0,5	2	1	2,20	0,220	4,70	1000	50	34
22	0,02	1	0,02	1	2	2	2,20	0,220	4,70	3000	100	40
23	0,02	1	0,02	1	2,3	2,3	2,20	0,220	4,70	10000	115	41
23	0,02	1	0,02	1	2,5	2,5	2,20	0,220	4,70	10000	125	42

Bei 6dB Spannungsabfall in der Frequenzkurve ist die Schaltung mit 470μF ab 30Hz voll funktionsfähig. Die höhere gemessene Verstärkung ist mit dem weiten Bereich der Stromverstärkung zu begründen.

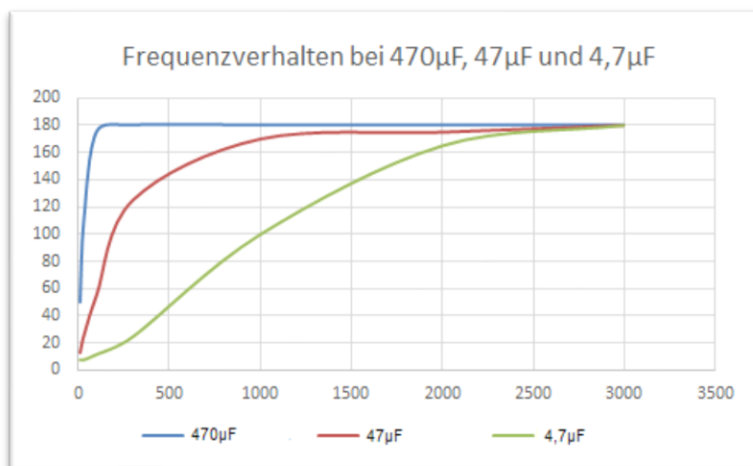
Bei dem Kondensator mit 47μF liegt die untere Grenzfrequenz bei 300Hz, ab 1kHz nach oben ist die Verstärkung konstant bei 45dB.

Bei dem Kondensator 4,7μF liegt die untere Grenzfrequenz wieder bei etwa 2kHz, wieder fast eine Dekade höher.



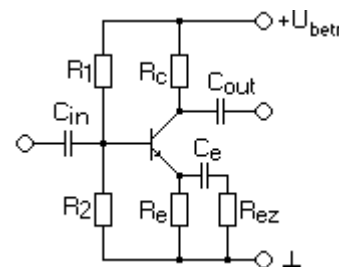
Die Messungen wurden mit einem Oszilloskop durchgeführt, wenn nun im rechten Diagramm die Kennlinien nicht ganz den natürlichen (physikalischen) Vorgängen entsprechen, liegt das an der Messgenauigkeit des Versuches.

Mit dem Emitterkondensator  $C_e$  lassen sich frequenzabhängige Verstärker aufbauen, z.B. zur Korrektur des Hörverlustes von hohen Frequenzen bei älteren Menschen.



**1.1.9 Wenn nicht die maximale Verstärkung** gewünscht wird, sondern eine spezielle, gibt es die Möglichkeit, wie in der rechten Schaltung gezeigt, die Verstärkung über den Parallelwiderstand  $R_{ez}$  zu  $R_e$  einzustellen. Der Kondensator  $C_e$  trennt die Gleichspannung von  $R_e$  und damit bleibt die Gleichstromstabilisierung voll erhalten.

Wird  $R$  als Potentiometer (Trimmer) ausgeführt ist eine stufenlose Einstellung der Verstärkung möglich. Mit einem Einstellregler (Trimmer) mit  $250\Omega$  könnte eine stufenlose Verstärkung von 18 bis 190 eingestellt werden.



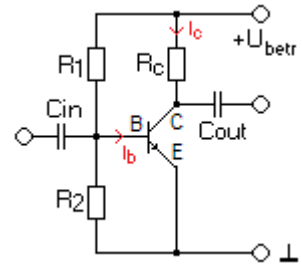
Hier einige Messungen mit konkreten Widerstandswerten von  $R_{ez}$ :

	Oszi-Kanal A			Oszi-Kanal B			Widerstände		Elko	Frequenz	Verstärkung	
	Empf.	cm	$U_{ss}$	Empf.	cm	$U_{ss}$	$R_e$	$R_{ez}$	$C_e$	f	$U_{out}/U_{in}$	$U_{out}/U_{in}$
	V/cm	cm	V	V/cm	cm	V	$\Omega$	$\Omega$	$\mu F$	Hz	Zahl	dB
25	0,02	1	0,02	0,1	1,8	0,18	220	$\infty$	470	1000	9	19
26	0,02	1	0,02	0,1	3,6	0,36	220	220	470	1000	18	25
27	0,02	1	0,02	0,2	2,6	0,52	220	100	470	1000	26	28
28	0,02	1	0,02	0,2	4,4	0,88	220	47	470	1000	44	33
29	0,02	1	0,02	0,5	2,6	1,3	220	22	470	1000	65	36
30	0,02	1	0,02	0,5	4,2	2,1	220	10	470	1000	105	40
31	0,02	1	0,02	1	2,6	2,6	220	4,70	470	1000	130	42
32	0,02	1	0,02	1	3,2	3,2	220	2,20	470	1000	160	44
33	0,02	1	0,02	1	3,8	3,8	220	0,00	470	1000	190	46

### 1.1.10 Zusammenhang der Verstärkung der Emitterschaltung und der Stromverstärkung des Transistors.

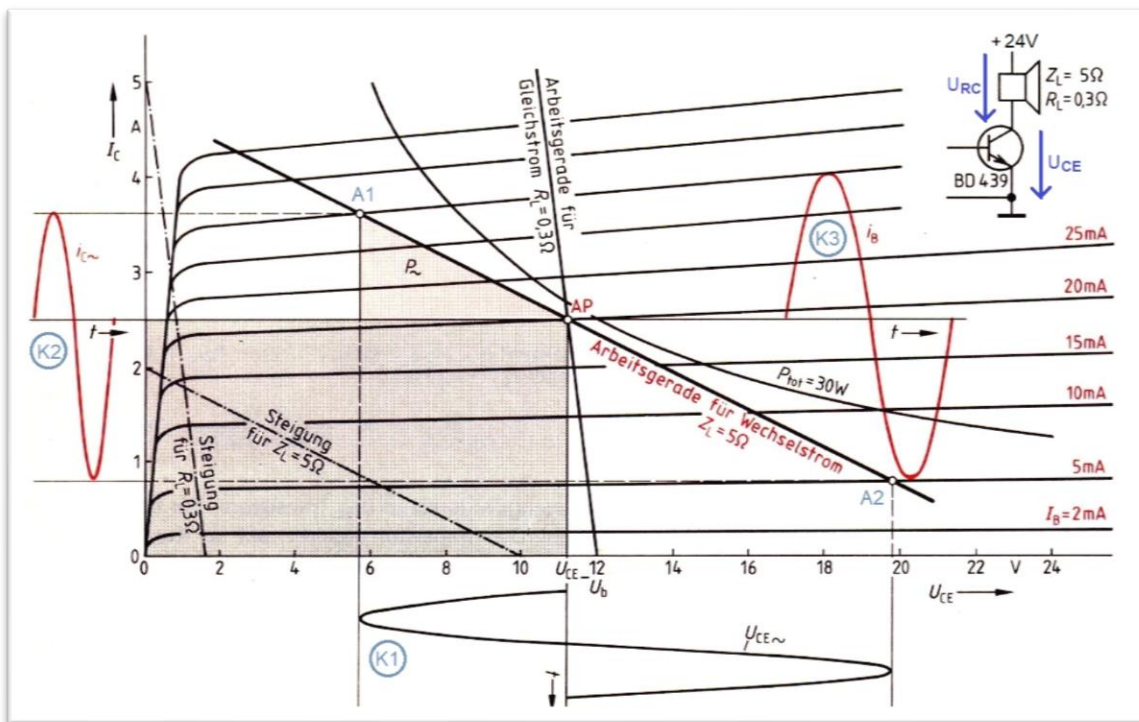
Der Basisstrom  $I_b$  in rechter Schaltung wird von dem Spannungsteiler  $R_1$  und  $R_2$  bestimmt und ergibt über die tatsächliche Stromverstärkung  $B$  des Transistors den Kollektorstrom  $I_c$ .

Diesem Basisstrom wird über den Kondensator  $C_{in}$  ein Wechselstrom überlagert, der von der Eingangsspannung und dem **Eingangswiderstand des Transistors**, es ist der dynamische Widerstand der Basis-Emitter-Diode, bestimmt ist.



Dieser Wechselstrom addiert sich zu dem Basis-Gleichstrom und ergibt über die Stromverstärkung einen wechselnden Kollektorstrom, der wieder über den Kollektorwiderstand einen wechselnden Spannungsabfall über  $R_c$  ergibt. Dies führt zu der gegenphasigen Kollektorspannung, die über den Kondensator  $C_{out}$  die Ausgangsspannung der Schaltung ist.

Im unteren Diagramm  $I_c - U_{CE}$ , in dem die Kennlinien des Basisstromes eingezeichnet sind, ist auch die Arbeitsgerade des Kollektor-Widerstandes mit dem Arbeitspunkt AP, etwa in der Mitte, zu sehen. Der Basisstrom, in der Sinuskurve K3 dargestellt, ändert sich zwischen 5mA und 35mA. Das hat über die Stromverstärkung eine Änderung des Kollektor-Stromes (linke Kurve K2) von 0,7A bis 3,6A zur Folge.



Und dieser variable Kollektor-Strom ergibt an dem Kollektor-Widerstand  $R_c$  (Lautsprecher,  $Z = 5\Omega$ ) einen variablen Spannungsabfall. Wird dieser von der Betriebsspannung von 24V abgezogen, ergibt dies die Kollektor-Spannung  $U_{CE}$ . Zu erkennen ist, dass bei maximalem Basis-Strom, bzw. Kollektor-Strom die Kollektor-Spannung ein Minimum hat, wie auch im oberen Teil der Seite erklärt wurde. Diese Gegenphasigkeit wird auf der nächsten Seite unter Punkt 1.2 nochmals dargestellt.

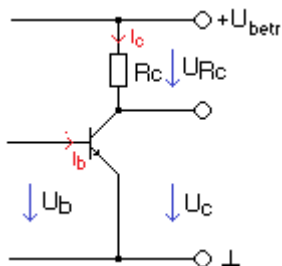
Die Kurve oberhalb der Arbeitsgerade ist die Leistungshyperbel der maximalen Verlustleistung des Transistors, in diesem Beispiel vom 30W. Beim Arbeitspunkt AP ist die Verlustleistung  $P = U_{CE} * I_c = 11,2V * 2,5A = 28W$  also kleiner 30W, daher ist auch der Arbeitspunkt unterhalb der Hyperbel.



## 1.2 Variante der Stabilisierung durch Widerstands-Gegenkopplung:

Die interne Verstärkung (B) eines Transistors (später auch die Verstärkung eines Operationsverstärkers) ist durch das Molekulargefüge der Sperrschichten bei der Herstellung fix gegeben.

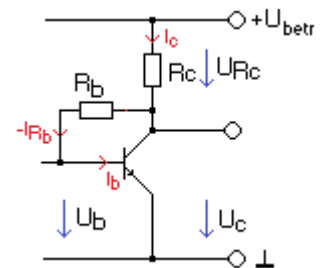
Wenn nun eine verringerte Verstärkung erforderlich ist, muss der hohen Grundverstärkung mittels äußerer Beschaltung entgegengewirkt werden. Dieser Vorgang wird als Gegenkopplung bezeichnet. Dies geschieht z.B., indem vom Ausgang ein Signal (eine Spannung) gegenphasig an den Eingang geleitet wird. Hier ein Beispiel:



Einfache Emitterschaltung:

$U_b \uparrow \rightarrow I_b \uparrow \rightarrow I_c \uparrow \rightarrow U_{Rc} \uparrow \rightarrow U_c \downarrow \dots$  die Anfangs- und Endtendenz sind entgegengesetzt, das bedeutet  $U_b$  und  $U_c$  sind gegenphasig.

Diese Gegenphasigkeit bewirkt über den Widerstand  $R_b$  in der rechten Schaltung, dass eine Steigerung des Kollektorstromes eine Schwächung des Basis-Stromes ergibt.



$U_b \uparrow \rightarrow I_b \uparrow \rightarrow I_c \uparrow \rightarrow U_{Rc} \uparrow \rightarrow U_c \downarrow \rightarrow I_{Rb} \downarrow \rightarrow I_b \downarrow \rightarrow I_c \downarrow \dots$  die Anfangs- und Endtendenz ist entgegengesetzt, das bedeutet Widerstand  $R_b$  **reduziert** die Verstärkung und **stabilisiert** den Arbeitspunkt.

### 1.2.1 Praktisches Beispiel, Angaben wie im Punkt 1.1.5 auf Seite 3 dieses Dokumentes:

$U_{betr} = 12V$ ,  $B = 100$ ,  $V = 20$ -fach (26dB),  $R_{OUT} = 1k\Omega$ ,  $P_{max} = 400mW$ ,  $I_{cmax} = 100mA$ , maximale  $U_{out}$

Die Ausgangsimpedanz (Ausgangswiderstand) besteht wechselstrommäßig etwa aus der Parallelschaltung  $R_{Tr} // R_c$ , somit ist  $R_c$  der doppelte Wert von  $R_{OUT}$ :

$R_c = 2 * R_{OUT} = 1k\Omega * 2 = 2k\Omega \dots$  (E12...2k2 oder 1k8)

Der Arbeitspunkt ist wegen der maximalen Aussteuerbarkeit auf die halbe Betriebsspannung (also 6V) zu setzen, die Sättigungsspannung des Transistors bei vollem Durchschalten von etwa 0,2V-0,4V ist vernachlässigbar.

Somit kann der Kollektor-Strom berechnet werden:

$$I_c = U_{rc} / R_c = 6V / 2k2 = 2,7mA$$

Der erforderliche Basis-Strom wird aus der Stromverstärkung berechnet:  $I_b = I_c / B = 2,7mA / 100 = 27\mu A$

Die Basisspannung beträgt etwa die 0,7V der Basis-Emitter-Diode im Durchlass, somit wird  $R_b$  berechnet:

$$R_b = (U_c - 0,7V) / I = (6V - 0,7V) / 27\mu A = 196 k\Omega \dots$$
 (E12 ... 180k $\Omega$  oder 220k $\Omega$ )

### 1.2.2 Im praktischen Versuch ergaben sich folgende Werte:

Bei  $R_b = 180k\Omega$  ergab sich ein Arbeitspunkt mit  $U_c = 2V$ .

Oszi-Kanal A		Eingang		Oszi-Kanal B		Ausgang		Widerstände		$U_c$	$I_c$	$I_b$		Verstärkung	
Empf.	cm	Uss	Empf.	cm	Uss	$R_c$	$R_b$	$U_c$	$I_c$	$I_b$	B	$U_{out}/U_{in}$	$U_{out}/U_{in}$		
V/cm	cm	V	V/cm	cm	V	k $\Omega$	k $\Omega$	V	mA	$\mu A$	Zahl	Zahl	dB		
0,01	1	0,01	0,05	3,8	0,19	2,20	180	2,00	4,55	7,222	629	19	26		
0,01	1	0,01	0,05	3,2	0,16	2,20	680	6,00	2,73	7,794	350	16	24		

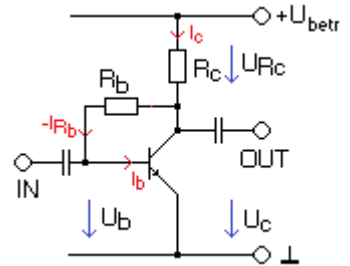
Der Arbeitspunkt  $U_c = 6V$  wurde durch Erhöhung von  $R_b$  auf 680k $\Omega$  erreicht. Dies ist dem weiten Bereich der Stromverstärkung für den BC548 von  $B = 90$  bis 270 geschuldet.

Die Schaltung wurde einer Stabilitätsprüfung unterzogen und von 23°C extern auf 70°C und 100°C erwärmt.

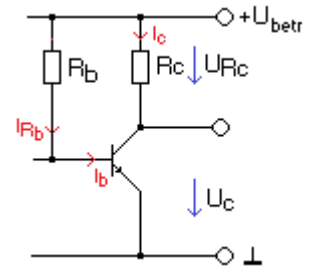
	Oszi-Kanal A Eingang			Oszi-Kanal B Ausgang			Widerstände		Uc	Ic	Ib	Verstärkung	Bemerkung		
	Empf.	cm	Uss	Empf.	cm	Uss	Rc	Rb	Uc	Ic	Ib		B	Uout/Uin	Uout/Uin
	V/cm	cm	V	V/cm	cm	V	kΩ	kΩ	V	mA	μA	Zahl	Zahl	dB	
1	0,01	1	0,01	0,05	3,8	0,19	2,20	180	2,00	4,55	7,222	629	19	26	23°C
2	0,01	1	0,01	0,05	3,2	0,16	2,20	680	6,00	2,73	7,794	350	16	24	23°C
3	0,01	1	0,01	0,05	3,3	0,165	2,20	680	5,44	2,98	6,971	428	17	24	70°C
4	0,01	1	0,01	0,05	3,4	0,17	2,20	680	5,20	3,09	6,618	467	17	25	100°C
5															
6															
7	0,01	1	0,01	0,05	3,8	0,19	2,20	1500	6,00	2,73	7,53	362	19	26	23°C
8	0,01	1	0,01	0,05	3,9	0,195	2,20	1500	4,80	3,27	7,53	434	20	26	70°C
9	0,01	1	0,01	0,05	3,9	0,195	2,20	1500	3,20	4,00	7,53	531	20	26	100°C
10															
11															

In den Zeilen 2 bis 4 ist die Verschiebung des Arbeitspunktes von 6V auf 5,2V bei der Temperaturerhöhung von 23°C auf 100°C, also eine Verringerung von nur 13%.

Um die Wirkung der Stabilisierung durch die Gegenkopplung ( $R_b$  am Kollektor angeschlossen) zu prüfen, wurde die Schaltung ohne Gegenkopplung aufgebaut (siehe rechtes, unteres Bild). Der Basiswiderstand wurde direkt an die Betriebsspannung angeschlossen und auf 1,5 MΩ erhöht, um den Arbeitspunkt  $U_c = 6V$  zu erreichen.

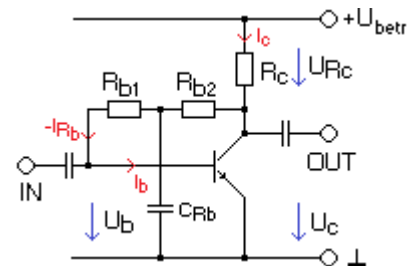


Wieder wurde die Temperatur extern von 23°C auf 100°C erhöht und die Messwerte in den Zeilen 7 bis 9 aufgezeichnet. Die Verschiebung des Arbeitspunktes von 6V auf 3,2V ergibt eine Verringerung der Kollektorspannung um 47%, also bedeutend mehr, als bei der stabilisierten Schaltung. Wenn die Erwärmung **nicht extern** erfolgt, wie bei diesen Messungen, sondern durch **interne Erwärmung** ist bei 100°C nicht das Ende des eskalierenden Prozesses erreicht, sondern erst bei der thermischen Zerstörung der Halbleiterschichten.



**1.2.3** Die Methode, die Wechselstromgegenkopplung gegenüber der Gleichstromgegenkopplung (Stabilisierung) zu verringern, um eine höhere Gesamtverstärkung zu erzielen, ist auch für die zweite Schaltung mit dem Kollektor-Basiswiderstand möglich.

Die Berechnung von  $R_b$  wird im Punkt 4) erklärt.  $R_b$  ist für den Arbeitspunkt und dessen Stabilisierung notwendig.  $R_b$  bewirkt aber auch mit der Gegenkopplung für die Wechselspannung eine Verringerung der Gesamtverstärkung.



Ist eine höhere Verstärkung erforderlich, muss die Wechselstromgegenkopplung verringert oder überhaupt verhindert werden. Dies wird dadurch erreicht, dass  $R_b$  in  $R_{b1}$  und  $R_{b2}$  geteilt wird ( $R_{b1} + R_{b2} = R_b$ ) und zwischen den beiden Widerständen leitet ein Kondensator ( $C_{Rb}$ ) die Wechselspannung der Gegenkopplung gegen Masse ab.

Die Dimensionierung von  $C_{Rb}$  hängt vom Wert von  $R_{b2}$  und der tiefsten zu verstärkenden Frequenz ab. Die Grenzfrequenz von  $C_{Rb}$  und  $R_{b2}$  sollte zwei Oktaven unterhalb der zu verstärkenden Frequenz liegen, bei 20Hz tiefster Frequenz beträgt die Grenzfrequenz von  $C_{Rb}$  und  $R_{b2}$  5Hz.

$$f_g = 1 / 2 * \Pi * R * C \rightarrow C_{Rb} = 1 / 2 * \Pi * R_{b2} * f_g$$

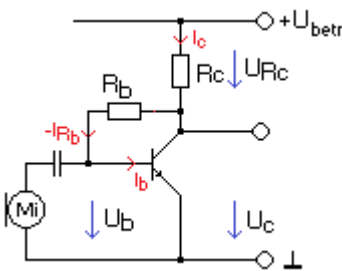


### 1.2.4 Schaltvariation aufgrund spezieller Gegebenheiten

In den 70er-Jahren des vergangenen Jahrhunderts wurden im Sprachinstitut der Wiener Universität neue Headset für den Schulungsraum angeschafft. Die Qualität der neuen dynamischen Mikrofone war am neuesten Stand der Technik, leider war aber die Ausgangsspannung zu gering und musste um mindestens 12dB (4-fach) angehoben werden. Die Zuleitung zu jedem Schulungsplatz war ein einpolig abgeschirmtes Kabel.

Wichtig ist auch, dass ein Kleinsignalverstärker möglich nahe der Quelle, also dem Mikrofon ist, um Störeinflüsse über lange Zuleitungen gering zu halten. Es war ein einstufiger Transistorverstärker erforderlich, der aber der fehlenden Spannungsversorgung wegen nicht beim Headset oder in der Ansteckbuchse desselben eingebaut werden konnte. Zusätzliche Leitungen waren in der komplexen Hausverdrahtung ebenfalls nicht möglich.

Sah nach aussichtloser Situation aus? Mit der genauen Kenntnis der Transistorschaltung und dessen Erfordernisse und zusätzlich ein wenig Kreativität wurde eine Lösung aber möglich.

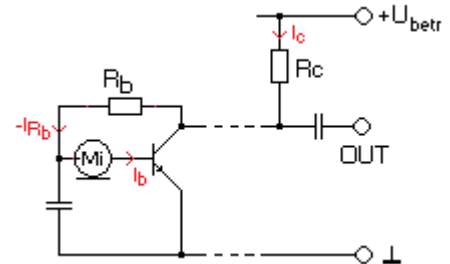


Die Schaltung wurde schon unter Punkt 8) Seite 9 besprochen und erklärt. Wichtig zur Arbeitspunktstabilisierung ist, dass ein Strom vom gegenphasigen Kollektor zur Basis fließen kann und dass womöglich die Wechselstromgegenkopplung verhindert wird, wie im vorigen Kapitel besprochen wurde.

Die Lösung ist im Nachhinein gesehen simpel. Der Kollektorwiderstand  $R_c$

jedes Mikrofons wurde im zentralen Schaltschrank eingebaut, wo auch eine entsprechende Spannungsversorgung vorhanden war. Der Ausgangskondensator war auch schon vorhanden.

In die Mikrofonkapsel des Headsets wurde ein Miniaturtransistor, ein 1/10W-Widerstand und ein Tantalkondensator (sehr kleiner Elektrolytkondensator) eingebaut.



Der Basistrom von einigen  $\mu A$  fließt über das Mikrofon, was aber dessen Funktion in keiner Weise beeinflusst. Der Kondensator schließt die **Wechselstromgegenkopplung** von  $R_b$  gegen Masse kurz und so ist die volle Verstärkung dieser Verstärkerstufe gegeben. Für  $R_b$  muss nicht einmal ein rauscharmer Widerstand verwendet werden, da dessen mögliche Rauschspannung\*) ebenfalls vom Kondensator kurzgeschlossen wird.

Somit entstand ein für damalige Möglichkeiten extrem rauscharmer Vorverstärker (ohne zusätzliche Spannungsversorgung) der die sehr geringe Wechsellspannung der Mikrofonkapsel von etwa 1mV auf 120mV (Signalspannung in der Mikrofonleitung zum Schaltschrank) verstärkte, was das Nutz-Störspannungs-Verhältnis der Anlage zusätzlich sehr verbesserte.

Diese Schaltungsvariante wird seit den 1990er Jahren bis heute bei Headsets und Mikrofonen mit Elektret-Mikrofonkapseln, in denen ein Feldeffekt-Transistor integriert ist, verwendet.

\*) Wenn Ladungsträger (Ionen und Elektronen) in Materie bewegt (geleitet) werden, so entsteht durch die thermische Bewegung der Materie ein unregelmäßiger Stromfluss, der als Spannungsabfall an einem Widerstand die Rauschspannung ergibt. Im Vakuum ist der Elektronenfluss ohne „Behinderung“ möglich, daher entsteht z.B. in Elektronenröhren auch keine Rauschspannung.

Rückfragen [Norbert Willmann](mailto:n.willmann@liwest.at), 0664 5353979 und [n.willmann@liwest.at](mailto:n.willmann@liwest.at).