

#1 erstellt: 24. Mrz 2010, 18:27

Für alle interessierten User soll an dieser Stelle der Aufbau einer Endstufe erklärt und berechnet werden.

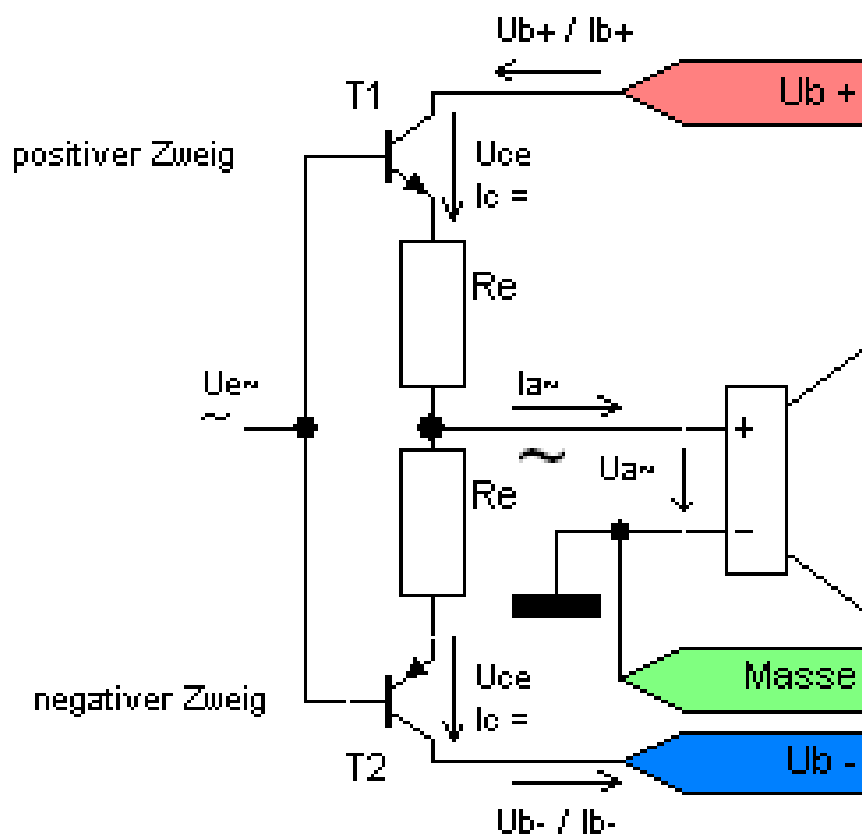
Im Laufe der Zeit wird eine Datenbank für den Bau, sowie die Bauteile erstellt. Es kann nicht alles berücksichtigt

werden, es wird sich aber um ein umfangreiches Material bemüht.

Die Seite bleibt geschlossen, um eine reine Darstellung zu erhalten.

Zunächst steht unter dem Link eine Berechnung der reinen Endtransistoren für eine Gegentaktendstufe im B - Betrieb.

### Endstufenberechnung



Will man nun eine Endstufe gewisser Leistung aufbauen, kommt es auf die Verwendung der Bauteile an. Im

speziellen Fall kann man nach der Berechnung die Endtransistoren aussuchen.

Die wichtigen Kriterien für Transistoren sind:

Sperrspannung :  $U_{ceo}$

Kollektorstrom :  $I_c$

Kollektorspitzenstrom :  $I_{cs}$

Verlustleistung :  $P_{tot}$ ,  $P_v$   
Stromverstärkung :  $B$  ( $h_{fe}$ ,  $h_{21e}$ )  
Übertragungsfrequenz :  $F_t$

Die Parameter eines Transistors müssen immer über den elektrischen Anforderungen stehen.

ein Bsp.

Soll eine Endstufe im Dauerbetrieb 100W Sinus an 4 Ohm Last abgeben können, so benötigt man im B Betrieb 65V Gleichspannung. Da wir ohne Ausgangskoppelkondensator arbeiten wollen, benötigt man dazu eine geteilte Betriebsspannung ( $U_b$ ), in diesem Fall +32V und -32V.

Da der gesperrte Endtransistor zwischen E und C die volle Betriebsspannung abbekommt, muß dieser als  $U_{ceo}$ , mit einer Reserve, mindestens 80V haben.

Der Kollektorspitzenstrom ( $I_{cs}$ ) erreicht knapp 7.35A. Ebenfalls mit einer Reserve versehen, sollte der zu verwendende Transistor min. 10A  $I_{cs}$  vertragen.

Ein weiteres Kriterium ist die Verlustleistung. Wenn nach der Berechnung 25W  $P_{tot}$  ermittelt wurden, sollten Typen mit wenigstens 50W  $P_{tot}$  eingesetzt werden.

Die entstehende Wärme muß in jedem Fall mittels Kühlkörper vom Transistor abgeleitet werden. Die Kristalltemperatur eines Siliziumtransistors darf 160°C nicht überschreiten, ansonsten wird er thermisch zerstört.

---

Die obige Linkberechnung kann man im einzelnen im nun folgenden Abschnitt nachvollziehen.

### **Die Berechnung der reinen Endstufe:**

Zunächst muß die Überlegung folgen, welche Ausgangsleistung gewünscht ist. Wir wollen hier als Bsp. 100W an 4R Last zugrunde legen.

### **Die Betriebsspannung:**

$$U_b = \text{Wurzel aus } (8 \times P_a \times (R_L + R_e)) + (2 \times U_v)$$

$P_a$  steht für die Ausgangsleistung, in diesem Fall 105W.

Auf die 105W kommt man, indem die gewünschte Ausgangsleistung mit dem 1.05 fachen beaufschlagt wird. Dieses hängt mit den Emitterwiderständen ( $R_e$ ) zusammen.

Man rechnet dabei den Faktor wie folgt aus:

$$\text{Faktor} = (R_L + R_e) / R_L$$

$$\text{Faktor} = 4.22 / 4$$

$$\text{Faktor} = 1.05$$

$R_L$  steht für den Abschlußwiderstand, in diesem Fall 4R

$R_e$  steht für die Emitterwiderstände, in diesem Fall 0.22R

$U_v$  steht für die Restspannung an **einem** T = 1V. (Die Werte der Sättigungsspannung (Restspannung,  $U_{cesat}$ ) sind auch den Datenblättern zu entnehmen)

$$U_b = (\text{Wurzel aus } (8 \times 105W \times (4R + 0.22R))) + (2 \times 2V)$$

$$U_b = (\text{Wurzel aus } (3544.8)) + 4V$$

$$U_b \text{ ca. } 64V$$

Ub ca. 32V+ und 32V-

In diesem Fall ist ein Trafo mit 2 x 25V gut zu gebrauchen.

Es stehen zwar dann nach der Gleichrichtung 2 x 35V Gleichspannung an, die aber durchaus bei Vollast auf 32V pro Seite zurückgehen werden.

---

#### **Die Gleichspannungsleistung des Trafos:**

$$P_{\text{max}} = U_b^2 / (2 \times \pi \times (R_L + R_e))$$

$$P_{\text{max}} = 64V^2 / (6.28 \times 4.22R)$$

$$P_{\text{max}} = 4096 / 26.5$$

$$P_{\text{max}} \text{ ca. } 154W$$

#### **Eine Daumenpeilung für die Gleichspannungsleistung ist:**

$$P_{\text{max}} \text{ ca. } P_a / 0.7$$

$$P_{\text{max}} \text{ ca. } 105W / 0.7$$

$$P_{\text{max}} \text{ ca. } 150W$$

Die 0.7 stehen für den etwaigen Wirkungsgrad der Gegentaktendstufe. Er kann durchaus zwischen 70% und 78% liegen.

Der benötigte Trafo muß also eine Leistung von 160W bei 2 x 25V haben. Bei Ringkerntransformatoren kürzt man die Bezeichnung wie folgt ab:

#### **RKT 225 160**

Nun wird aber nicht nur die reine Endstufe mit Strom zu versorgen sein, sondern auch ihre Vorstufe und sicherlich auch ein Vorverstärker, Klangregelung, diverse Anzeigen und Lämpchen. Deshalb ist ein Trafo mit größerer Leistung angeraten. Die nächste Größe wäre dann 230W.

#### **RKT 225 230**

---

Nun kann man schon die zu verwendenden End T hinsichtlich ihrer Kollektor-Emmitter-Sperrspannung (Uceo) aussuchen.

Sie müssen also eine Uceo von mindestens 65V haben. Ein 20% Aufschlag ist zu empfehlen. Damit braucht man in diesem Fall also einen Typ, der ca. 80V Uceo hat oder mehr.

---

#### **Die Berechnung des Kollektorspitzenstromes (Ics):**

$$I_{cs} = (U_b - (2 \times U_v)) / (2 \times (R_L + R_e))$$

$$I_{cs} = (64V - 2V) / (2 \times (4R + 0.22R))$$

$$I_{cs} = 61V / 8.44R$$

$$I_{cs} = 7.22A$$

Dieses ist ein weiteres Kriterium für die End-T Auswahl.

Man benötigt also einen T mit wenigstens 7.5A Ics. Auch hier ist es nötig, den Wert mit ca 25% zu beaufschlagen. In dem Fall käme also ein T mit 10A Ic oder mehr und 80V Uceo zum Einsatz. Will man

sicher gehen, dann muß der T hinsichtlich seines Ic nach SOAR Merkmalen ausgesucht werden. In dem Fall wird der Ic extrem niedriger liegen und das parallelschalten von Transistoren zur Folge haben. Eine Parallelschaltung der End-T ist nicht ohne Weiteres möglich, dazu gibt es später noch einen Absatz.

---

### Die Berechnung des Gleichstrommittelwertes eines Transistors

Der Gleichstrommittelwert ist ein Wert, der aus der sinusförmigen Abnahme der Betriebsspannung ermittelt ist.

Die benötigte Gleichstromleistung, die der Trafo liefern muß, kann auch über den tatsächlichen Kollektorgleichstrommittelwert ermittelt werden:

$$I_{\text{max}} = I_{\text{cs}} / \pi$$

$$I_{\text{max}} = 7.22\text{A} / 3.14$$

$$I_{\text{max}} = 2.3\text{A}$$

$$P_{\text{max}} = I_{\text{max}} \times U_b$$

$$P_{\text{max}} = 2.3\text{A} \times 64\text{V}$$

$$P_{\text{max}} \text{ ca. } 147\text{W}$$

Hiermit ist eine Kontrolle zu obiger Leistungsberechnung des Transformators gegeben.

Dieser Stromwert ist mit einem Amperemeter in den Betriebsspannungszuleitungen meßbar.

Der Faktor  $\pi$  ist dabei nicht zwingend notwendig, wird aber in fast allen Fällen der Sache gerecht. Ein Faktor von 3 bis 3.3 ist als sicher anzusehen.

---

### Die Berechnung der Verlustleistung P<sub>tot</sub>

$$P_{\text{tot}} = ((U_b \times I_r) / 4) + (U_b^2 / (4 \times \pi^2 \times (R_L + R_e)))$$

$$P_{\text{tot}} = ((64\text{V} \times 0.04\text{A}) / 4) + (4096) / (39.44 \times 4.22\text{R})$$

$$P_{\text{tot}} = 0.64 + 24.6$$

$$P_{\text{tot}} = 25.24\text{W} \text{ für eine Seite, also pro End-T}$$

Die Bezeichnung  $I_r$  ist der Ruhestrom. In diesem Fall liegt er bei 40mA und ist damit für viele Endstufen reel.

Für beide Seiten ergibt sich damit eine Verlustleistung von 50.48 Watt, die in Wärme umgesetzt wird. Auch hier gilt ein Aufschlag auf den Wert. Mit 50% über dem errechneten  $P_{\text{tot}}$  Wert liegt man gut, also 50W pro End-T.

Addiert man nun diese ca. 50W mit den 100W am Ausgang der Endstufe, so ergibt sich auch hieraus wiederum die Gesamtgleichspannungs/stromleistung des Trafo = ca. 150W.

Die oben berechneten 154W sind also reel.

---

Nun kann man gezielt nach den End-T suchen. Sie müssen nach dieser Berechnung folgende Parameter haben:

$$U_{\text{ceo}} = 80\text{V}$$

$I_c = 10A$   
 $P_{tot} = 50W$

---

### Die Berechnung der tatsächlichen Ausgangsleistungen

Bis hier ist der Abschlußwiderstand immer mit  $R_L + R_e$  berechnet worden. Nun verbrauchen die Emitterwiderstände ( $R_e$ ) aber auch eine Leistung, die am Ausgang nicht mehr zur Verfügung steht. Mit dem errechneten  $I_{cs}$  kann nun die tatsächliche Ausgangsleistung der Endstufe am  $L_s$  berechnet werden.

$$P_a = (I_{cs}^2 \times R_L) / 2$$
$$P_a = (7.22A^2 \times 4R) / 2$$
$$P_a = 208.5 / 2$$
$$P_a = 104.25W$$

Das ist die Leistung, die man der Endstufe mit dem  $L_s$  am Ausgang entnehmen kann.

### Die Berechnung der tatsächlichen Ausgangsleistung der Endstufe vor den Emitterwiderständen

$$P_{a'} = (U_b - 2 U_v)^2 / (8 \times (R_L + R_e))$$
$$P_{a'} = (64V - 2V)^2 / (8 \times 4.22R)$$
$$P_{a'} = 3844 / 33.76$$
$$P_{a'} = 113.8W$$

Das ist nun die tatsächliche Ausgangsleistung der Endstufe.

Die Ausgangsleistung wird in erheblichem Maße von der  $U_v$  der T bestimmt. Dadurch ist rein rechnerisch zwar eine Ausgangsleistung zu bestimmen, die aber durch eine nicht genau zu bestimmende Spannungsangabe der  $U_v$  mit ihren Werten in der Praxis abweichen kann.

Ein anderer und kürzerer Weg zum Ergebnis ist folgender:

$$32V - 1V = 31V \text{ Ucs}$$
$$31V \text{ Ucs} / 4.22R = 7.34A \text{ Ics}$$

Nach Umstellung der Spitzenwerte in die jeweiligen Sinuswerte erhält man ebenfalls die Wechselstromleistung der Endstufe.

---

### Die Berechnung der Belastbarkeit der Emitterwiderstände $R_e$

$$P_{Re} = (113.8W - 104.25W) / 2$$
$$P_{Re} = 4.7W \text{ pro Stück}$$

Das ist die Leistung, die von je einem Emitterwiderstand verbraucht wird. Diesen Leistungswert muß ein  $R_e$  auch verkraften können und ist deshalb in seiner Belastbarkeit danach auszusuchen.

Eine kürzere Methode anhand der obigen kurzen Berechnung wäre:

$$32V - 1V = 31V \text{ Ucs}$$
$$31V \text{ Ucs} / 4.22R = 7.34A \text{ Ics}$$

$$7.34A \times 0.22R = 1.61V$$

$$1.61V \times 7.34A = 11.81W.$$

Der Fall tritt aber nur im Spitzenwert der Sinuskurve auf.

Setzt man U und A in den Sinus, so ergibt das eine Belastung für den Re von 5.9W

Der höhere Wert entsteht durch die verkürzten Formeln.

Um nun auf genau 100W am LS zu gelangen, könnte also die Ub ein Stück gesenkt werden. Allerdings wird diese bei Vollast sowieso um etwa 1V zurückgehen.

---

### Die Berechnung der Wechsell Ausgangsspannung der Endstufe

Hierzu ist folgende Überlegung anzustellen:

Jede Halbwelle kommt von einer Seite der Ub und wird wechselseitig um ca. 1V reduziert an den Ausgang abgegeben. Das 1V bleibt als Restspannung Uv (siehe ganz oben) an jedem Endtransistor "hängen".

Bei der hier eingesetzten Ub von 2 x 32V, sollten also von oben oder unten je 31V an den Ausgang gelangen.

Diese 31V werden als maximaler Scheitelwert der Spannung (Ucs) bezeichnet.

Setzt man beide Ucs zusammen, erhält man die maximale Scheitelspitzenspannung der Wechsellspannung (Uss)

Sie würde hier  $31V + 31V = 62V$  betragen.

$$U_{a\sim\text{eff}} = (62V / 2) / 1.4142 \text{ (Wurzel 2)}$$

$$U_{a\sim\text{eff}} = 21.92V_{\sim}$$

Ua~eff steht für die maximal am Ausgang der Endstufe anliegende Wechsellspannung, die auch dem LS zugeführt wird.

Auch über diese Spannung lässt sich die abgebare Leistung ermitteln.

$$P_a = U_{a\sim\text{eff}}^2 / R_L$$

$$P_a = 480.48 / 4R$$

$$P_a = 120.12W$$

Weiter oben ist die tatsächliche Ausgangsleistung am LS mit ca. 104W berechnet worden. Wo kommen nun plötzlich 120W her?

Um das zu erklären, geht man rückwärts vor.

$$104W \times 4R = 416 \text{ daraus die Wurzel} = 20.39V_{U_{a\sim\text{eff}}}$$

Diese 20.39V stehen tatsächlich am Ausgang.

$$21.92V_{\sim} - 20.39V_{\sim} = 1.53V_{\sim}$$

Diese 1.53V~ werden von jedem Re verbraucht, sie fallen an ihnen ab. Um das messen zu können, muß wieder in Gleichspannung umgerechnet werden.

$$1.53V_{\sim\text{eff}} \times 1.4142 \times 2 = 4.32V_{U_{ss}}$$

$$4.32V_{U_{ss}} / 2 = 2.16V_{U_{cs}}$$

An jedem Re fallen also 2.16V bei Vollauststeuerung ab.

Es war eine  $U_b$  von 64V gegeben. Zieht man nun davon für jeden End-T 1V  $U_v$  und für jeden Re 2.16V ab, so beträgt die am Ausgang anliegende  $U_{ss}$  nur noch  $64V - 2V - 4.32V = 57.68V$   $U_{ss}$   
 $57.68V$   $U_{ss} / 2 / 1.4142 = 20.39V$   $U_{a\sim eff}$

Hieran ist zu erkennen, daß die Re eine erhebliche Leistung von der Gesamtleistung abziehen können. Deshalb werden sie auch so niederohmig eingesetzt. Außerdem benötigt man in diesem Fall zur Stromgegenkopplung der End T (und genau dafür ist ein Re verantwortlich) keine größeren Werte. Dazu weiter unten mehr.

Die 2.16V wird man mit dem Messgerät nicht messen können (mit einem Oszi schon). Hierzu soll der Gleichspannungsmittelwert errechnet werden.

$$2.16V / 3.14 \text{ ca. } 0.687V$$

Diese 687mV sind bei Vollauststeuerung als Spannungsabfall über den Re zu messen.

Eine Probe:

Der errechnete Verlustleistungswert eines Re war 4.7W. Es ist bekannt, daß der  $I_{cs}$  7.22A beträgt.

$$4.7W / 7.22A = 0.650V$$

Der Unterschied zwischen dem Messergebnis und der Berechnung ist im weglassen der Nachkommastellen und der nicht definierten Zahl pi im Einsatzfeld zu suchen.

Diese 2.16V  $U_{cs}$  über dem Re, werden später für die interne Schutzschaltung gebraucht. Ferner ist durch den Einsatz der Re eine Gewährleistung für den sicheren Betrieb bei parallel geschalteten End-T gegeben, um nicht den T mit der höchsten Stromverstärkung zu überfordern. Zum anderen kann über diesen Widerstand und dem Kollektor des End-T eine sogenannte SOAR Schutzschaltung Verwendung finden.

---

Im angegebenen Bsp. kann demzufolge ein Komplementärpärchen BD 245 B / BD 246 B zum Einsatz kommen.

Das B steht für Silizium, das D für NF Leistungstransistor, die Zahlen sind willkürlich festgelegt und das B am Ende steht für 90V  $U_{ce}$ .

A 70V

B 90V

C 115V

D 160V

E 180V

F 200V

Die Spannungsangaben schwanken, sind aber bei den BD-Einzeltransistoren in etwa gleich.

Ein gutes Datenblatt findet sich [hier](#)

Bei dieser Art der Endstufentransistoren - Komplementär Transistoren - ist eine Phasengleiche Ansteuerung möglich. Das heißt, daß das  $U_{\sim}$  Eingangssignal mit seiner positiven Halbwelle nur den positiven Endtransistor und die negative Halbwelle nur den negativen Endtransistor öffnet. Beide Halbwellen werden am Ausgangsknotenpunkt wieder zu einer Vollwelle zusammengefügt.

An dieser Stelle ein Bild eines Oszilloskops, welches die Sinuskurve der Ausgangsspannung darstellt. Es ist hier sehr schön zu erkennen, daß der Sinus gleichmäßig aussteuert. Der obere Wellenberg ist der, der vom

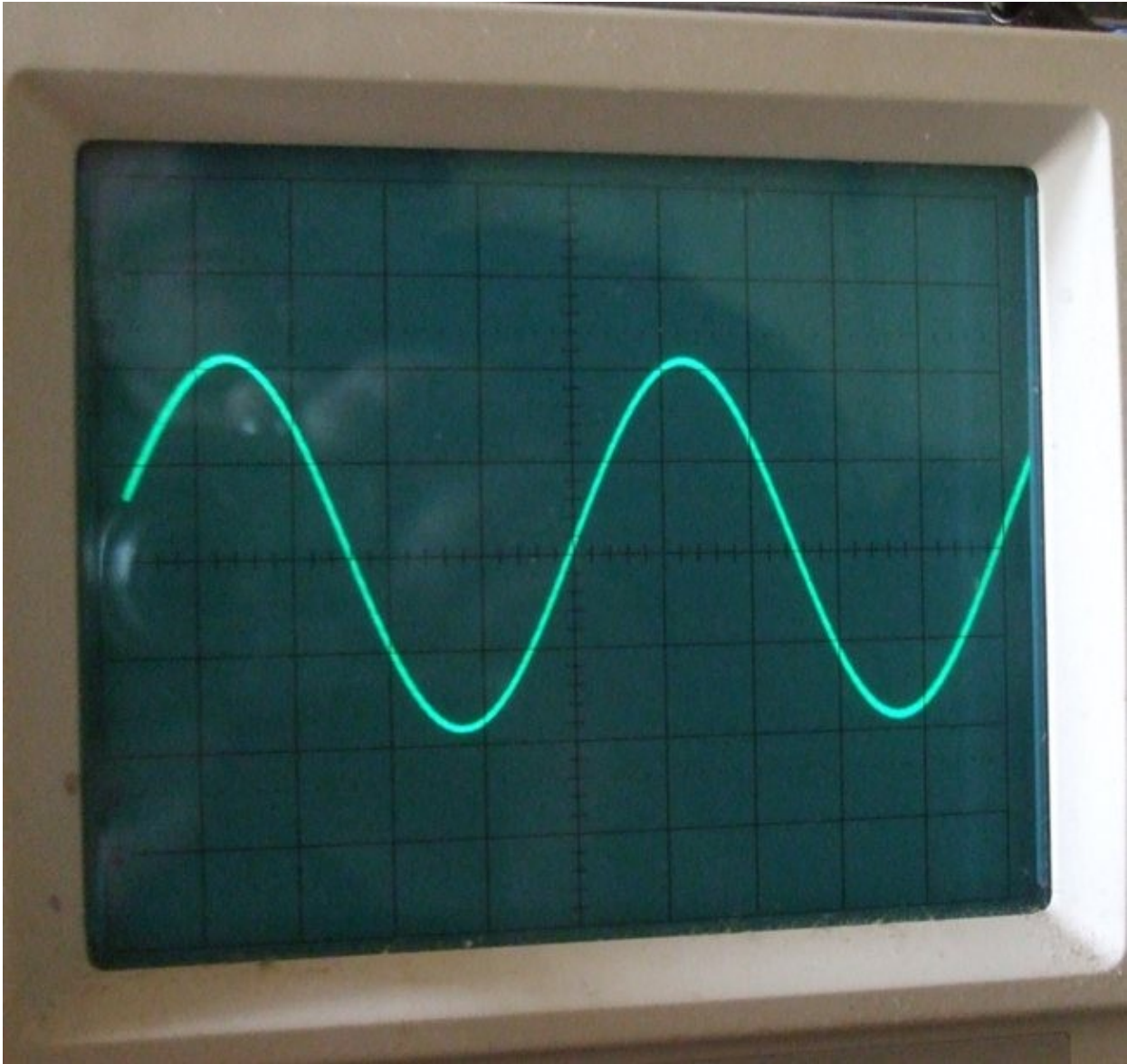
positiven Zweig und der untere der, welcher vom negativen Zweig der Endstufe ausgegeben wird.

Man kann an diesem Bild sehr schön die Amplitude und die 0-Linie erkennen.

Dabei spricht man vom Ucs, dem Scheitelwert der Wechselspannung - vom oberen oder unteren End-T bis zur 0 Linie.

Betrachtet man die Kurve von ihren jeweiligen Umkehrpunkten, so bezeichnet man den Wert als Uss, die Scheitelspitzenspannung einer Wechselspannung. Oftmals ist diese Spannung auch als pp Spannung gekennzeichnet.

Beide Begriffe fanden in obiger Berechnung eine Bedeutung.



Alle bisherigen Berechnungen gingen von einem reinem Sinussignal aus. Nun ist es aber leider so, daß die Musikwiedergabe ein Gemisch aus allen möglichen Kurvenvarianten ist und nicht selten ein Rechtecksignal als solches für einen kurzen Zeitraum als Signal verstärkt wird.

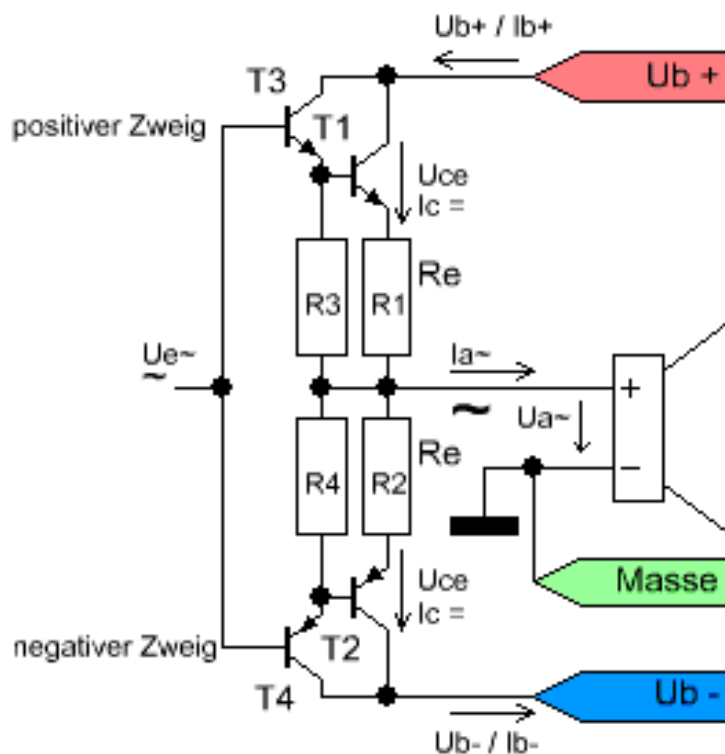
In diesem Fall muß man für die Berechnungen, insbesondere der für die daraus resultierende Auswahl der Leistungstransistoren, weitere Betrachtungen heranziehen.

Bei einem Rechtecksignal steht am Ausgang die volle Betriebsspannung der jeweiligen Seite, abzüglich 1V Sättigung der CE Strecke des Transistors an. Erschwerend kommt noch hinzu, daß der LS als Last nicht mehr als Impedanz arbeitet, sondern in diesem Moment seinen Gleichspannungswiderstand wirken lässt.



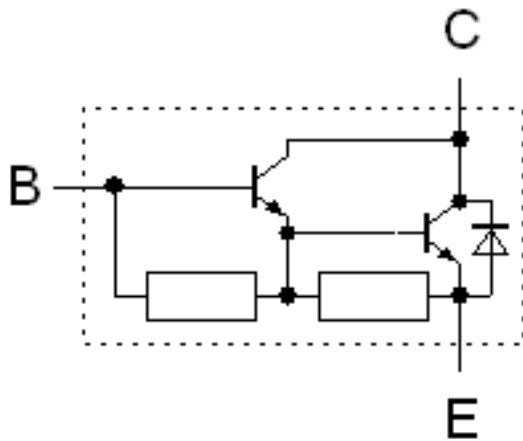
Einen zusätzlichen Schutz bildet die oft verwendete Spule am Endstufenausgang. Durch ihre Sättigung wird im Extremfall ein zusätzlicher Widerstand in Reihe zum LS gebildet.

Dazu ein Bild



Je ein Treiber und der dazugehörige Endtransistor bilden eine Darlington Kombination. Diese gibt es auch als ein Bauteil. Sie haben eine enorm höhere Stromverstärkung und können deshalb mit weniger Vorstufen angesteuert werden. Der Vorteil liegt weiterhin in der Präzision der einzelnen Transistoren.

Dazu ein Bild



Die Auswahl der Treiber wird vom Stromverstärkungsfaktor ( $H_{fe}$ ) der End-T. bestimmt, bzw von deren Stromlieferfähigkeit im Bezug auf den Strombedarf der Last der Endstufe.

Bsp:

Die oben angegebenen 100W benötigen 7.22A  $I_c$ . Geht man im Großsignalverhalten von einem  $H_{fe}$  von 25 (Datenblatt der Hersteller) bei einem End-T aus, so muß dem End-T ein Strom von  $7.22A / 25 = 290mA$  an seiner Basis zur Verfügung gestellt werden. Folglich muß der Treiber also mindestens 300mA liefern können. Da diese Größe aus Gründen der Sicherheit und des Temp.-verhaltens zu gering ist, wählt man einen Typ, der das 5 fache bringen kann. In diesem Fall würde sich ein Typ mit 1.5A gut verwenden lassen. Die 1.5A sind ein typischer Wert für Transistoren. Auch hier ist wiederum auf die  $U_{ceo}$  zu achten, da der gesperrte Treiber T zwischen Kollektor und Emitter die volle  $U_b$  abbekommt.

Um eine Temperaturkonstanz der End-T und Treiber herstellen zu können, müssen beide, besser sogar alle 4 Bauteile thermisch gekoppelt werden. Ansonsten kann es zu Ruhestromfortläufen kommen.

#### Die Berechnung der Treiber Emitterwiderstände:

Die Treiber müssen leitend gemacht werden und einen statischen Stromfluß haben. Sie arbeiten hier in Kollektorschaltung.

Wir benötigen einen hohen Stromfluß und eine starke Stromgegenkopplung, die die Basen der End-T bei Sperrung und Umladung schnell ausräumen. Das ist wichtig, um die parasitären Kapazitäten der Basisstrecke der End-T überwinden zu können. Damit wird für einen hohen Slew Rate gesorgt und für eine gute Freq. Stabilität.

Als Spannungsabfallvorlage für die Treiber  $R_e$  dient nun die  $U_{be}$  Strecke der End-T. Sie werden ab etwa 600mV leitend werden. Diese Aussage ist so nicht ganz korrekt, weil man mit der Festlegung der  $U_{be}$  des End-T dessen Arbeitspunkt festlegt. Wir wollen hier mal beim AB Betrieb bleiben und ihn am unteren Ende der Kennlinie ansiedeln und nehmen deshalb die allgemein gültigen sicheren 700mV  $U_{be}$ .

Der Strom durch die  $R_e$  der Treiber soll 15 bis 20mA betragen.

$$0.7V / 15mA = 47R$$

$$0.7V / 20mA = 36R$$

Normalerweise müßte nun noch der Spannungsabfall der End-T Re mit einbezogen werden. Da diese R aber mit nur 0.22 Ohm erscheinen und der Abfall mit dem Ruhestrom kompensiert wird, ist das hier nicht nötig.

Dieser Strom hat nichts mit der dynamischen Stromlieferfähigkeit des Treibers zum End-T im Betrieb zu tun. Den benötigten Aussteuerstrom holt sich der End-T vom Treiber durch dessen CE Strecke direkt von der Ub.

Wenn der Treibertransistor 1.5A Ic verträgt, kann er dynamisch durch seine CE Strecke durchaus mit 800mA belastet werden. Allerdings spielen dabei wiederum die Ptot und der Hfe eine wesentliche Rolle.

Die Treiber Re (sowie auch die End-T Re) haben aber noch eine weitere Bedeutung.

Da ein Transistor eine große Temperaturabhängigkeit besitzt, und er bei Erwärmung besser leitet (Erhöhung des Kollektor und Emitterstromes), muß diesem Fall entgegengewirkt werden. Das übernimmt ebenfalls der Re.

An ihm fällt eine Spannung ab.

Wird der T warm und leitet besser, dann will mehr Strom durch den T hindurch. Das hat zur Folge, daß sich der Basisstrom vergrößert. In dem Fall wird sich die Spannung über dem Emitterwiderstand erhöhen wollen (der Widerstandswert bleibt konstant) aber gleichzeitig wird sich die Ube des T verringern, weil sie die Spannung von der Basis bis zur Ub auf beide Strecken, also die Ube und die U-Re aufteilt. Wird nun also die U-Re größer, dann schiebt sich die Ube zurück und der T erhält weniger Basisstrom. Dadurch wird er automatisch im Stromfluß begrenzt und bleibt in seinem vorgegebenen Stromfluß nahezu konstant.

Man nennt das eine **Stromgegenkopplung**

Im allgemeinen richtet sich der U-Abfall für den Re nach der Ube des nachfolgenden T. In bestimmten Fällen kann er auch darunter oder darüber liegen.

Das hängt mit dem gesetztem Basisquersstrom in Verbindung und kann mit Hilfe der Basisvorwiderstände des jeweiligen T variiert werden oder variieren. Es ist damit also möglich, den Arbeitspunkt des Transistors zu bestimmen.

Da der Strom durchaus variieren kann, liegt in den unterschiedlichen Ube der T, auch des Treibers selber. Um einen glatten Signalübergang auf den Treiber und vom Treiber zum End-T zu bekommen, muß eine Vorspannung für die Treiberbasen hergestellt werden. Sie unterbindet die Übernahmeverzerrungen und ist ein wichtiger Bestandteil zur Klirrfaktorverringern. Diese Vorspannung wird allgemein als **Ruhestrom** bezeichnet.

Die beiden Stufen, Treiber und End-Transistor, nennt man im Ganzen **Stromverstärker**.

Wie der Name schon sagt, wird in diesem Abschnitt der Endstufe der Strom verstärkt und zwar auf den gewünschten für die Last, also den LS.

Die Spannungsverstärkung des Stromverstärkers ergibt sich aus:

$$V = U_a / U_e$$

Daraus folgt, daß die Ua niemals höher sein kann als die Ue.

Die Aussteuerspannung muß schon vorher gesetzt sein, bzw. wird sie von der Ub als Maximum begrenzt. Das übernimmt der **Spannungsverstärker**, der später folgt.

Ein in Kollektorschaltung betriebener Transistor hat einen hohen Eingangswiderstand re und einen kleinen Ausgangswiderstand ra. Damit ist sie vorzüglich als Impedanzwandler, nichts anderes stellt nämlich die

reine Endstufe dar, gut geeignet.

$$r_e = U_e / I_b$$

Gehen wir von unseren 32V aus und nehmen davon  $2 \times 0.7V$  als  $U_{be}$  des Treibers und End-T an:  
 $= 30.6V$

und den  $I_b$  des Treibers mit:

$$7.22A I_{cs} \text{ End-T} / 25 H_{fe} \text{ End-T} = 290mA \text{ Treiber } I_{cs}$$

$$290mA I_{cs} \text{ Treiber} / 50 H_{fe} \text{ Treiber}$$

$$= 6mA$$

so ergibt das einen  $r_e$  von

$$30.6V / 6mA = 5.1K$$

$$r_a = U_a / I_c$$

$$U_a = \text{etwa } 30.5V$$

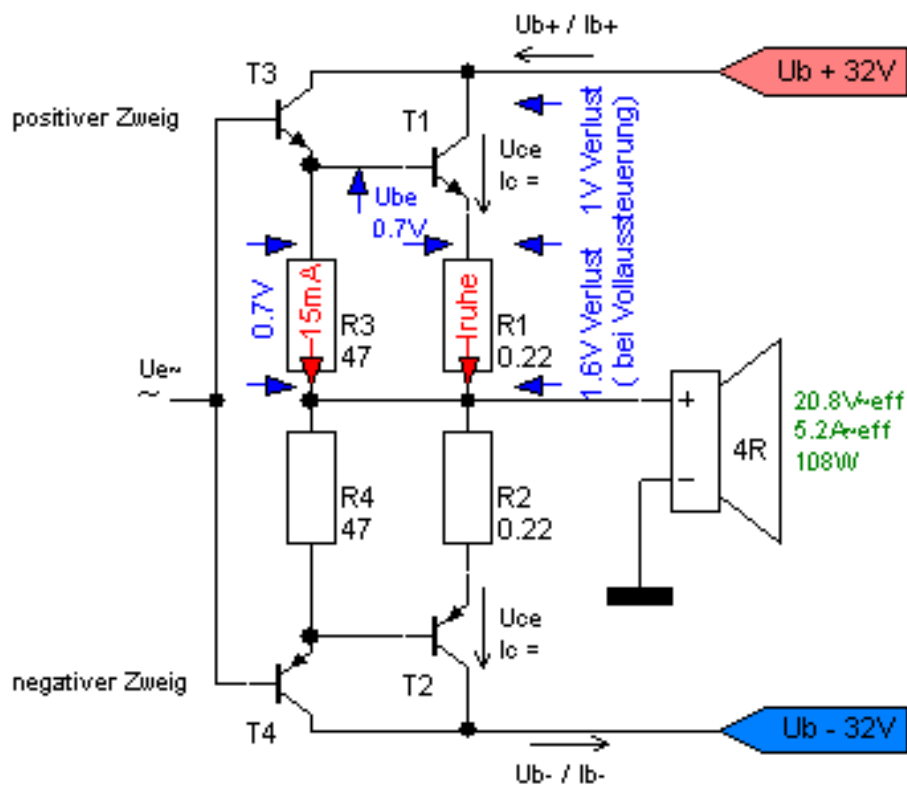
$$I_c = 7.2A$$

$$r_a = 4.23 \text{ Ohm}$$

Mit unseren  $4R$  Last und  $0.22R$  Emitterwiderständen an den End-T liegen wir damit im Idealfall.

Betrachtet man die Sache im Gesamten, dann ergibt sich ein Stromverstärkungsfaktor von der Basis des Treibers über den End-T auf die Last von 1200

Obiges Bild nun mit den berechneten Werten des Stromverstärkers.



## Die Bestimmung des Arbeitspunktes des End-T durch den Re des Treibers

Wie oben schon angedeutet, setzen diese Re (R3/R4) der Treiber den Arbeitspunkt der End-T. Mit Hilfe der Re, die nun als Basisvorwiderstand fungiert, wird festgelegt, ab wann die End-T leiten sollen, bzw vom Treiber übernehmen.

Gehen wir vom Normalfall aus und lassen über R3 0.7V abfallen, dann übernimmt T1 sofort nach dem öffnen von T3 den Strom.

Verringert man nun die Spannung über R3, so wird er im Wert kleiner und ehe T1 übernehmen kann, muß ein höherer Strom fließen.

Ein Bsp.

Wir wollen über R3 nur 0.4V abfallen lassen.

$$0.4V / 15mA = 27R$$

Die Differenz von 0.4V zu 0.7V Ube des T1 übernimmt nun im Stromfluß zur Last der Treiber. Ab einem Strom von 25mA übernimmt T1, weil dann die Amplitude die 0.7V Grenze überschritten hat.

Die Übernahme vom Treiber geschieht also nicht mehr an der 0-Linie der Amplitude sondern erst in ihrer Flanke.

Man spricht dabei von einem B Betrieb der End-T.

Dieser Vorgang kann sogar noch erweitert werden.

Nehmen wir an, der Treiber soll den 10. Teil des Laststromes übernehmen, dann müßte R3 wie folgt berechnet werden.

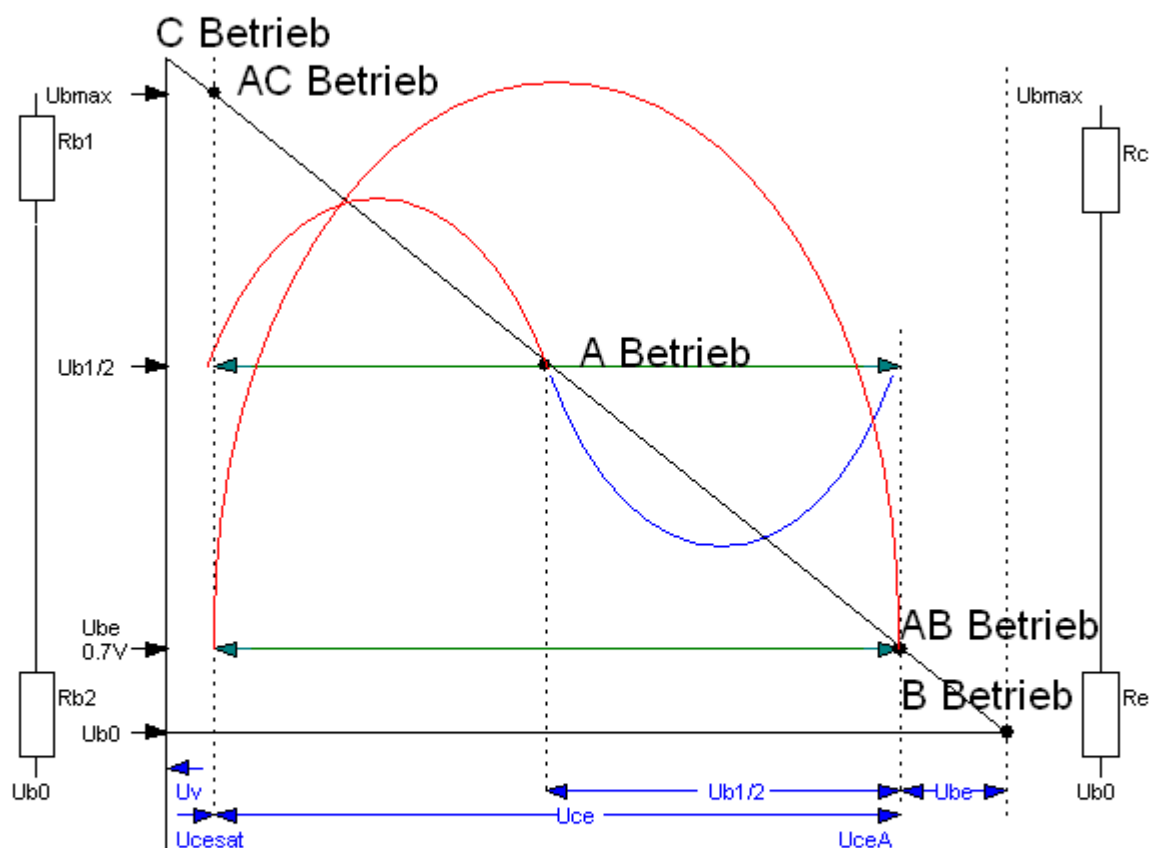
$$7.22A I_c \text{ des T1} / 10 = 722mA \text{ für T3}$$

$$0.7V \text{ Ube T1} / 722mA = 0.96R \text{ (1R) für R3}$$

Der Treiber würde sich also direkt mit 722mA am Lasttrieb beteiligen und erst nach überschreiten des Wertes den End-T öffnen.

In dem Fall arbeiten also nur die Treiber bei kleiner Leistung. Baut man solch eine Verbundstufe, dann muß der Treiber natürlich sehr Leistungsstark sein. Weiterhin setzt diese Anwendung einen weiteren Treiber voraus, den man als Vortreiber bezeichnen kann. Ohne diesen würde der Hfe des Treibers T3 nicht mehr genügen.

Zur Arbeitsweise der T hier eine kleine Skizze.



Auf der X Achse ist die mögliche Aussteuerung eines Transistors dargestellt. Ganz rechts liegt der Bereich der  $U_{be}$  mit 0.7V. Dort kann der T nicht arbeiten und ist geschlossen.

In der Mitte ist mit  $U_{ce}$  der Bereich angegeben, in dem der T arbeiten kann. Ganz links ist der Sättigungsbereich angegeben. In diesem Bereich kann der T ebenfalls nicht mehr arbeiten. Dieser Bereich ist die weiter oben genannte Restspannung oder Verlustspannung ( $U_v$ ) eines T und liegt bei etwa 1V.

Die Y Achse zeigt links den möglichen Bereich des Basisteilers aus 2 Widerständen. Durch diese beiden R wird nun der Arbeitspunkt des T festgelegt. Man kann mit ihnen also den Betriebspunkt verschieben. Sind beide R gleich groß, dann schiebt sich der Arbeitspunkt auf  $U_b/2$  und der T arbeitet im A Betrieb. Je größer  $R_{b1}$  und kleiner  $R_{b2}$  wird, desto weiter schiebt sich der Arbeitspunkt in den AB Bereich bis zum B Betrieb.

Der  $R_c$  hat bei einer Emitterschaltung einen Einfluss auf die Verstärkung. Das wird im Spannungstreiber, der Vorstufe des Stromtreibers oder Stromverstärkers interessant.

$$290\text{mA} / 50 = 6\text{mA}$$

Diese 6mA + einen Aufschlag für den Querstrom von 4mA werden benötigt.

The diagram shows a Class AB amplifier circuit with a bridge load. The input is an AC signal  $U_{e\sim}$  connected to the bases of transistors T1 and T2. The positive half-cycle is labeled 'positiver Zweig' and the negative half-cycle is labeled 'negativer Zweig'. The circuit includes a push-pull output stage with transistors T1 (Hfe 25) and T2 (Hfe 25). The load is a 4R bridge, which is a 4-ohm speaker. The supply voltage is  $U_b = \pm 32V$ . The circuit includes several resistors: R1 (0.22), R2 (0.22), R3 (47), R4 (47), R5 (3K), and R6 (3K). The output voltage is  $U_{eff} = 20.8V$ , the output current is  $I_{eff} = 5.2A$ , and the output power is  $P_{eff} = 108W$ . The circuit also shows a bridge rectifier with diodes D1, D2, D3, and D4. The output voltage is  $U_{eff} = 20.8V$ , the output current is  $I_{eff} = 5.2A$ , and the output power is  $P_{eff} = 108W$ .

Bei geringer Ansteuerung kommt es durch den Schwellspannungsknick von ca 0.7V von T3 und T1 (analog T4 und T2), zu Übernahmeverzerrungen der beiden Treiber, bzw. der Endtransistoren. Dies äußert sich in dem nicht exakten Übergang der positiven zur negativen Halbwelle und umgekehrt.

Um das zu verhindern müssen die Treiber genauso wie die End-T Gleichspannungsmäßig leitend gemacht werden. Wir gehen dabei vom unteren AB Punkt aus, legen also eine Vorspannung analog der 0.7V einer jeden Ube vor. (Ausnahme wäre der B-Betrieb der End-T wie oben angeschnitten - dann nur einmal Ube des Treibers vorspannen.)

Das geschieht zunächst über R5 und analog auf der negativen Seite mit R6.

Diese beiden R sind unsere Rb1 aus obiger Skizze mit den Arbeitspunkten.

Wir wissen, daß 10mA benötigt werden.

Wir wissen weiterhin, daß T1 0.7V Ube benötigt und T3 ebenfalls 0.7V Ube. Beide Ube werden addiert.

Wir benötigen nun also an der Basis des T3 eine 1.4V höhere Spannung zum öffnen des Stromverstärkers gegenüber dem Emitter von T3.

R5 =

$$U_b (32V) - U_{be} T1(0.7V) - U_{be} T3(0.7V) = 30.6V$$

$$30.6V / 10mA = 3K$$

R5 und R6 werden mit 3K bewertet.

Nun fehlt eine Definition des Rb2 aus der Arbeitspunktskizze für T3 und T4.

Man könnte nun einfach je einen R einsetzen (sieh Bild) und diesen mit  $1.4V / 10mA = 140R$  bewerten.

Das geht aber nicht, weil aufgrund der Erwärmung der T's dieser Widerstand der Ube und damit dem Ruhestromfluß nicht entgegenwirken kann. Wir benötigen hier also ein Bauteil, daß auf die Temperaturänderungen genauso reagiert, wie die T selbst.

Ein Möglichkeit dafür wären Dioden. Ein normale Siliziumdiode hat in etwa den selben PN Übergang wie die Ube eines T, nämlich 0.6V.

Da wir 4 Ube Strecken haben, müßten demzufolge auch 4 Dioden (siehe Bild) eingesetzt werden.

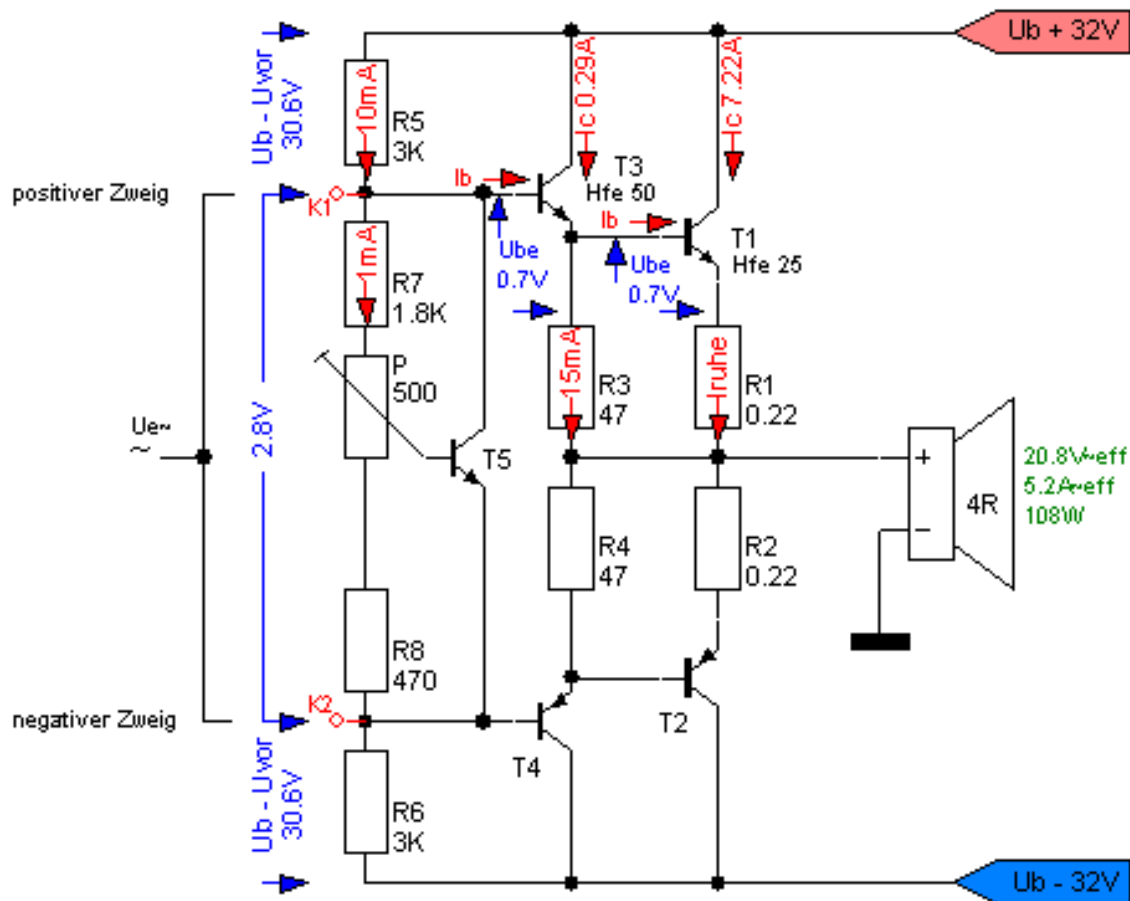
Diese Dioden müssen nun in thermischen Kontakt mit dem Stromverstärker gebracht werden, um bei Erwärmung genauso mehr leitender zu werden, wie die T selbst. Damit würde ihr PN Übergang weniger U-abfall beinhalten und mit den Ube der T mitgehen, diese also verringern und damit den Stromfluß durch T3 und T1 bremsen bzw. auf dem gewünschten Niveau halten.

Das funktioniert, ist aber doch etwas wackelig, weil man eben den Spannungsabfall nicht genau auf die T abstimmen kann, man ist immer an die Diodenschichtübergänge gebunden. Variationen ergeben sich aus dem Einsatz von 3 oder 4 oder 5 Dioden + der Variation von R5 und R6 + dem Wissen über die genaue Ube von T3, T4, T1 und T2.

Die Industrie möge dieses tun - dafür gibt es dort Abteilungen.

Um dieses Manko auszugleichen, setzen wir ein weiteren Transistor ein, mit dem der Ruhestrom reguliert wird. Er sorgt für die Grundleitfähigkeit der Treiber und Endtransistoren. Es wird dadurch ein exakter Arbeitspunkt eingestellt. Die Treiber- und Endtransistoren werden auch bei geringer Ansteuerung sofort Aufgesteuert. Der Ruhestromtransistor wird auf dem Kühlkörper der Treiber/Endtransistoren angebracht und übernimmt durch die thermische Beeinflussung seiner Ube Strecke eine Ruhestromkompensation. Diesen Spannungsteiler nennt man auch Vbe Multiplizierer.





Damit diese Schaltung wirksam werden kann, kommt es auf die Dimensionierung der Teilwiderstände R7, R8 und P1 an.

Über R7 wird dem Ruhe-T (T5) eine positive Spannung an seiner Basis angeboten. Dadurch öffnet er und wird leitend. Der dann über die EC Strecke des T5 abfließende Strom, dessen Ziel über R6  $U_b^-$  ist, wirkt am Knotenpunkt K1 und K2 als eine Widerstandsverringern, gegenüber dem Weg des Stromes durch die Treiber und End-T. Der Ruhestrom der End-T sinkt.

Durch verändern des Widerstandes P1 nach unten, also eine Verringerung des Wertes gegen R8, wird der Ruhestrom angehoben, da der T5 weniger + Potential an seiner Basis gegenüber seinem Emitter bekommt und dadurch sperrender bis sperrend wird.

In dem Fall wird also der Basisstrom des T5 geringer und T5 wird in seinem Stromfluß über seine EC Strecke gebremst und dadurch am Knotenpunkt K1 und K2 weniger Strom nach  $U_b^-$  hin durch ihn abgeleitet.

Dadurch sucht sich der Strom den Weg durch die Basen der Treiber T3 und T4, sowie der End-T T1 und T2. Der Ruhestrom wird erhöht.

Die Widerstandskette R7, P1, R8 bildet hierbei den Regelumfang des T5. Die Widerstände errechnen sich aus 1/10tel des gewünschten Stromflusses durch die CE Strecke des T5. Der Wert des obere Teilwiderstand R7 bis zur Mittelstellung des Schleifers von P1 soll 3 : 1 gegenüber des Widerstandswertes von der Mittelstellung des P1 und dem unteren Teilwiderstand R8 sein.

Die Spannung über der gesamten Widerstandskette, also zwischen K1 und K2, ergibt sich aus den 4 BE Strecken der Treiber/End-T (je 0.7V), also  $4 \times U_{be}$  (T3 + T1 + T4 + T2).

Hier beträgt diese Spannung 2.8V.

Diese Spannung muß nun mit 1/10tel des Stromes durch T5, geliefert von R5 (R6), über die Widerstandskette R7, P1, R8 abfallen.

R5 soll 10mA liefern. Das haben wir oben schon berechnet.

Rges der Widerstandskette (R7 + P1 + R8) wäre also =  $2.8V / 1mA$ , Rges = 2800 Ohm  
Davon fallen für den oberen Teil, nach der 3 : 1 Regel, 2100 Ohm und für den unteren Teil 700 Ohm ab.  
Setzt man Für P1 einen 500R Regler ein, so wird R7 mit 1.8K und R8 mit 470R bemessen.  
(2.1K - 250R (Hälfte des P1) / 875R - 250R (andere Hälfte des P1)

Über R7 fallen nun  $1.8K \times 1mA = 1.8V$  ab.

Über R8 fallen nun  $470R \times 1mA = 0.47V$  ab.

Damit liegt der Regelumfang des P1 zwischen 1V und 0.47V gegenüber dem Emitter des T5. Er wird also bei Schleiferanschlag des P1 gegen R8 gesperrt (Ube T5 ca. 0.7V) und beim Schleiferanschlag nach R7 voll geöffnet.

Dieser Regelumfang genügt nun völlig, um den Ruhestrom exakt einstellen zu können. Für P1 ist vorzugsweise eine Cermetregler zu verwenden, er ist genauer.

Noch ein Wort zum Basisquerstrom von T5 über die Widerstandskette R7, P1, R8. Es war hier ein Wert von 1/10 tel des zu liefernden Stromes über R5 gesagt.

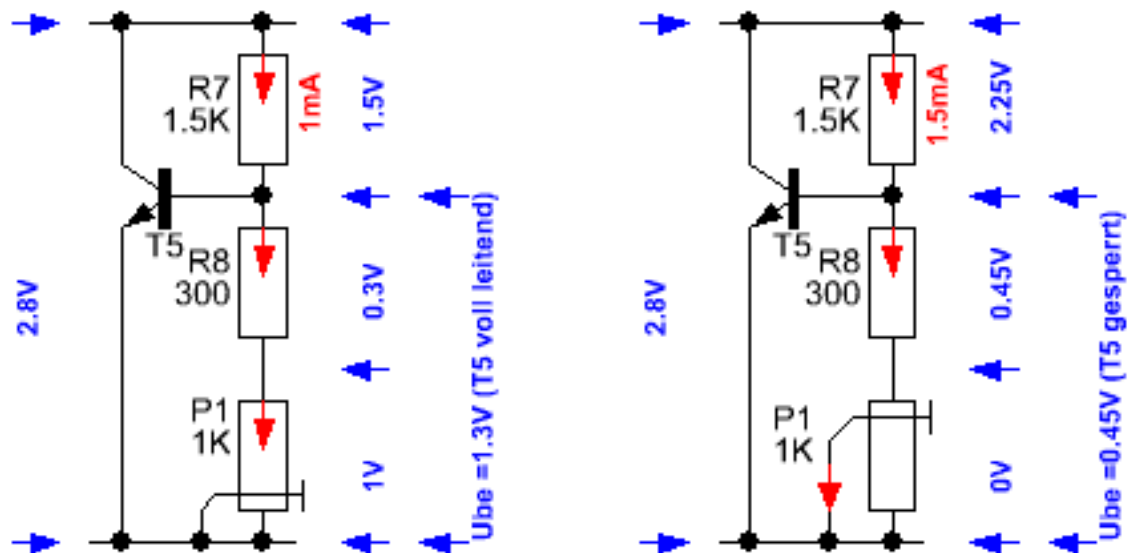
Dieser Wert kann durchaus variieren und hängt mit dem Hfe des T5 zusammen. Man kann hierbei fast immer einen BC 547 einsetzen, da die Uce nur 2.8V beträgt und dabei 10mA Ic nicht ins Gewicht fallen.

Nun hat dieser BC 547 einen Hfe von etwa 300. Das würde bedeuten, um die 10mA voll zu steuern, genügen ihm etwa 35µA Basisstrom. Um den sauber anzupassen, setzt man den Querstrom durch die R-Kette 3-10mal höher an. Damit würde rein Rechnerisch ein Querstrom von  $35\mu \times 10 = 350\mu A$  ausreichen. In der Praxis setzt man den Strom bei etwa 500µA bis 750µA an. Man hat nun hier auch Variationsmöglichkeiten um die benötigten Widerstandswerte nach Normwerten zu bestimmen.

**Diese Stelle der Endstufe ist ein sehr neuralgischer Punkt. Beim Einbau des P1 ist immer darauf zu achten, daß der Schleifer am R7 anliegt. Damit ist beim Probelauf der Endstufe ein Ruhestrom von 0mA gesichert. Andernfalls kann der gesamte Stromverstärker in Rauch aufgehen.**

Nun ist es leider so, daß auch Einstellregler Alterungserscheinungen unterliegen. Im Fall der Kontaktlosigkeit des Schleifers mit der Bahn würde sich der Ruhestrom ändern und zwar genau in die falsche Richtung, da die Basis von T5 in der "Luft" hängt.

Abhilfe schafft eine veränderte Aufbauweise der Spannungsteiler R7, R8 und P1:



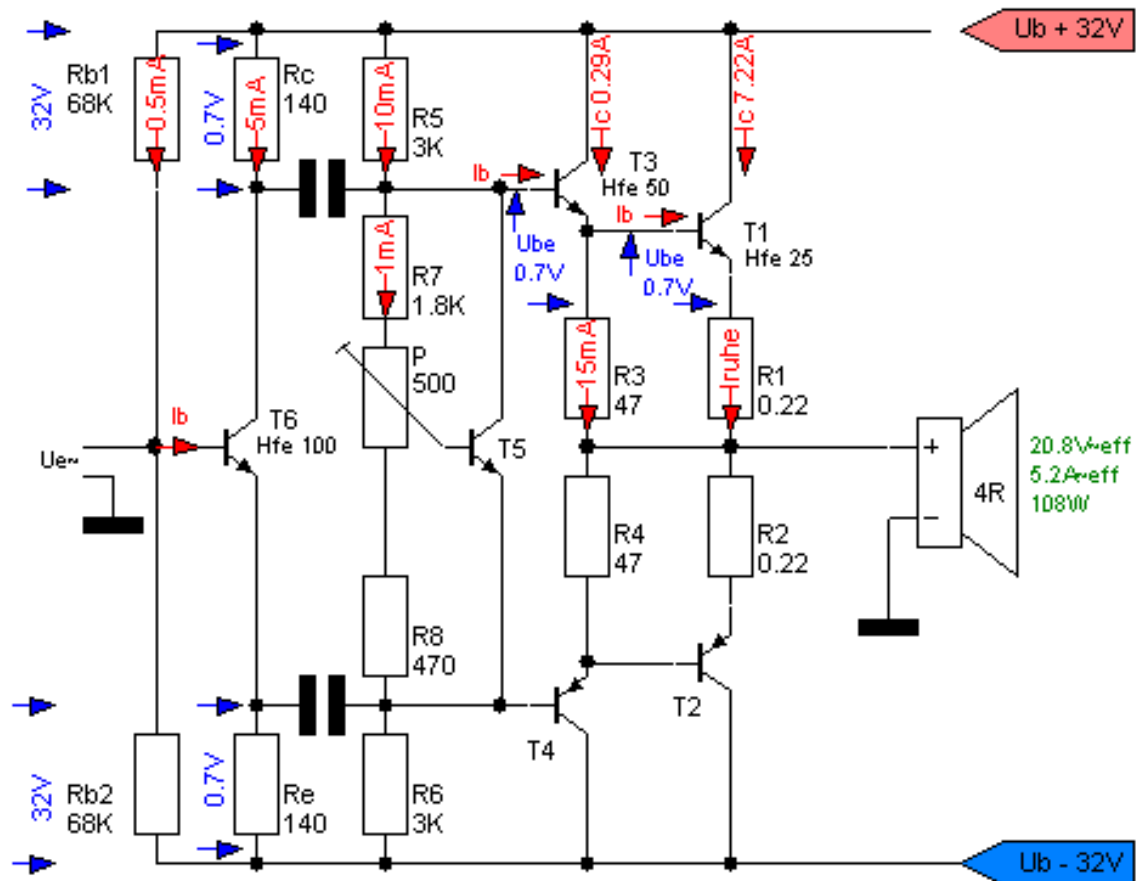
Hier wird der Strom ebenfalls über R7 in die Kette eingespeist aber nur durch das drehen des Schleifers nach oben wird die  $U_{be}$  des T5 gen 0 erreicht, also seine Schließung. Hebt nun der Schleifer von der Bahn ab, dann ist der volle Bahnwiderstand des P1 wirksam und öffnet T5 voll. Dadurch läuft zwar auch der Ruhestrom weg aber diesmal in die ungefährliche Richtung - die reine Endstufe bleibt heile.

Gute thermische Verbindungen durch die Bauform, sind für T5 mit einem BD 135 zu erzielen. Sein  $H_{fe}$  liegt bei etwa 40.

**Beim Einbau des P1 in dieser Schaltungsart ist immer darauf zu achten, daß der Schleifer unten anliegt, also am Emitter des T5. Damit ist beim Probelauf der Endstufe ein Ruhestrom von 0mA gesichert.**

Die oben eingezeichneten Punkte K1 und K2 können nun als Einspeisepunkt für die zu verstärkende Wechselspannung genutzt werden. Wie man das macht und welche Möglichkeiten es gibt, werden wir im nächsten Kapitel behandeln.

## Der Spannungsverstärker / Spannungstreiber



Hier nun eine Möglichkeit, wie man die Amplitudenhalbwellen auf den Stromverstärker verteilen kann. T6 arbeitet im A Betrieb und ist mit Rb1 und Rb2 auf Ub 1/2 vorgespannt. Der Re und Rc ist auf 31.3V Amplitudenspitzenspannung ausgelgt und könnte damit die volle Aussteuerung des Stromverstärkers bewirken. T6 stellt nun also den Spannungstreiber oder Spannungsverstärker dar.

Die Kondensatoren dienen der Entkopplung zwischen der Gleichspannung durch den Rc, T6, Re vom Stromverstärker. Eine positive Halbwelle würde nun T3 öffnen und T4 sperren. Bei einer negativen Halbwelle ist es entgegengesetzt

Rc wird aus folgender Überlegung ermittelt:

$$Rc = 32V - 0.7V = 31.3V$$

$$31.3V / 5mA = 140R$$

Selbiges wird für den Re veranschlagt. Er muß hin, damit eine Temperaturkompensation für die Ube Strecke des T6 erreicht wird.

Bei 5mA Ic und einem Hfe des T6 von 100 wird ein Ib von 50µA benötigt.

Daraus folgt für die Widerstände Rb1 und Rb2 ein Querstrom von  $50\mu A \times 10 = 500\mu A$

Die Spannungsverstärkung des T6:

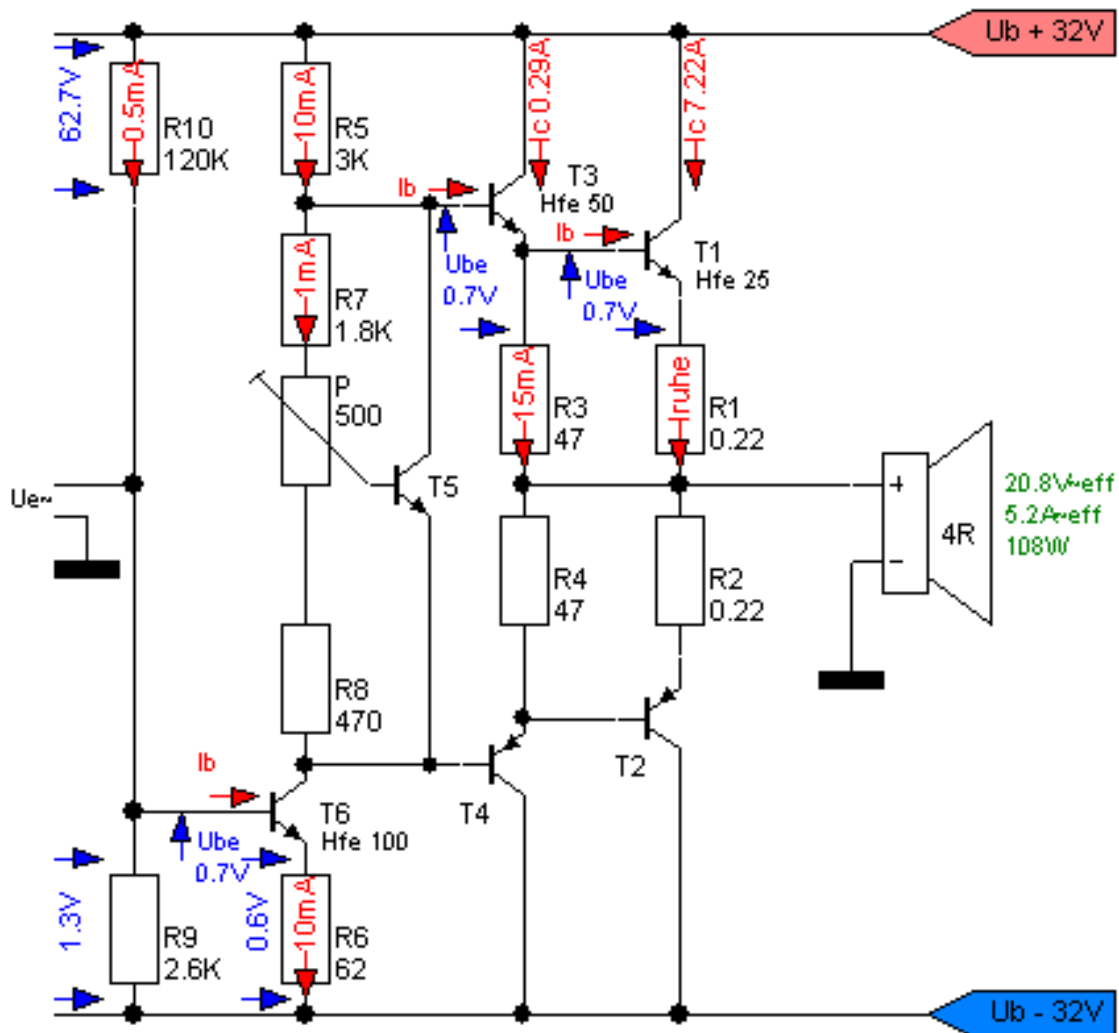
$$V = Rc / Re$$

Bei 140R / 140R ergibt sich daraus eine V von 1. Das hätte nun zur Folge, daß zwar das Eingangssignal auf beide Stromverstärker aufgeteilt ist aber die Amplitude immer noch so groß sein muß, wie benötigt und das wären nun 31.3V von jeder Halbwelle als Ucs. Wir wollen aber später eine Quellgerät mit nur 775mV eff verwenden.

So nützt also der "Spannungsverstärker" nichts.

Interessant ist aber der Eingangswiderstand  $r_{be}$  des T6. Er ermittelt sich aus der Temperaturspannung  $U_t$ , die in mehreren Quellen abweicht aber mit 40mV einen guten Mittelwert darstellt, dividiert durch den  $I_b$   
 $r_{be} = 40\text{mV} / 50\mu\text{A} = 800\Omega$

Aus den obigen Überlegungen ergibt sich nun eine interessante Konstellation. Erhöht man den  $R_c$ , dann müßte auch die Spannungsverstärkung größer werden. Dazu muß aber der T6 am unteren Ende des AB Betriebs arbeiten.



Hier arbeitet T6 nun in echter Emitterschaltung im AB Betrieb am unteren Ende des AB Bereichs als Spannungsverstärker und ist Gleichstrommäßig direkt mit dem Stromverstärker gekoppelt. T6 muß immer leitend sein, damit der Strom von  $U_{b+}$  über R5, T5 (und seine R-Kette), T6 und R6 nach  $U_{b-}$  abfließen kann. Wäre T6 gesperrt, dann sucht sich der Strom den Weg über die Treiber/End-T und zerstört diese. R5 bildet für T6 nun den  $R_c$ , R6 den  $R_e$ .

$$V = R5 / R6 = 48.4$$

R6 ist gleichzeitig der  $U_{be}$  Kompensator als Stromgegenkopplung. R9 bildet den  $R_{b2}$ , R10 den  $R_{b1}$  aus der Arbeitspunktskizze von oben.

Mit 0.6V über R6 und 0.7V Ube T6 muß über R9 eine Spannung von 1.3V abfallen. Der Strom bildet sich wie oben aus dem 10fachen benötigten Ib des T6, also 500µA.

R10 muß diesen Strom liefern und lässt die restliche Spannung (hier nun + und - addiert) abfallen. (R10 wird später durch einen Differenzverstärker mit exakter Stromlieferung ersetzt.)

Was passiert nun:

Eine positive Halbwelle kommt an die Basis von T6. Er öffnet, weil das Potential der Ube steigt. Die Ube des T4 steigt auf das Maximum, weil T6 leitend ist und einen geringeren Widerstand als R5 aufweist. T4 öffnet. Über R5 fällt die gesamte Spannung ab und dadurch schiebt sich die Ube des T3 gegen 0, bzw. den voreingestellten Ruhestrom. Er ist zu. Die positive Halbwelle an der Basis des T6 erscheint nun als negative Halbwelle am Ausgang der Endstufe.

Eine negative Halbwelle schließt T6. Er wird hochohmiger als R5 und in dem Moment wird der Strom von R5 in die Basis von T3 gedrückt. Seine Ube geht nun als Amplitude, abzüglich eines U-Abfalls über R5, auf Ub+. Damit steuert er durch und die negative Halbwelle an der Basis von T6 erscheint als positive Halbwelle am Ausgang der Endstufe.

T4 ist nun gesperrt, weil seine Ube auf den voreingestellten Ruhestrom / Vorspannung sinkt.

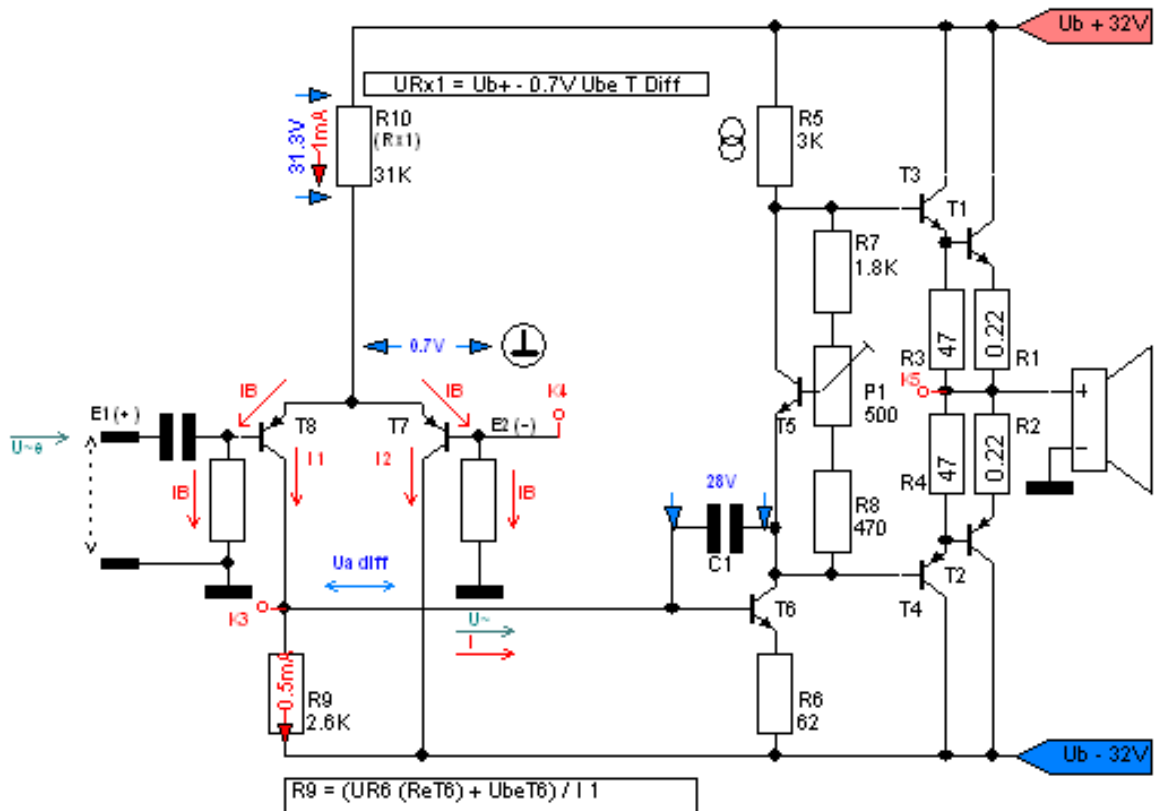
Im Moment haben wir es noch mit einer Phasendrehung um 180° zu tun. Das wird später mit dem Einsatz einer weiteren Vorstufe (Differenzverstärker) wieder umgedreht.

---

### **Die Differenzeingangsstufe**

Um nun die Phasenumkehr wieder rückgängig zu machen und eine zusätzliche Vorverstärkung mit einem konstanten Strom zu erreichen, bietet sich eine Differenzstufe an.

Ein Differenzverstärker ist in der Lage, aus geringfügigen Eingangsspannungsänderungen eine große Ausgangstroman- bzw. absenkung vorzunehmen. Das heißt, kleine Wechselfspannungen am Eingang führen zu enorm verstärkten Wechselfspannungen / strömen am Ausgang. Desweiteren ist diese Stufe in der Lage, die Anstiegs-und Abstiegszeiten sehr klein zu halten.



Über R10 wird die Diff-Stufe mit einem konstantem Strom versorgt. Dieser R berechnet sich aus der  $U_{b+} - 0.7V_{U_{beT\text{ Diff}}}$ .

$$32V - 0.7V = 31.3V$$

Der benötigte Strom an der Basis von T6 wird mit 2 multipliziert, weil die Diff-Stufe 2 Arme (T) hat und der gelieferte Strom von R10 auf beide gleichmäßig verteilt wird.

$$500\mu A \times 2 = 1mA$$

$$R_{10} = 31.3V / 1mA = 31K$$

Geht man davon aus, daß beide Eingänge frei sind, nur über ihre Basen mit den Basisvorwiderständen auf Masse liegen, so tut sich am Ausgang (hier K3) nichts. Faktisch liegen über R9 nur die 1.3V (die oben berechnet wurden) an der Basis von T6 an.

Wird nun der Eingang E1(+) mit einer Wechsellspannung belegt und der Eingang E2 auf Masse festgepinnt, geschieht folgendes:

Bei der positiven Halbwelle der Eingangsspannung sperrt T8 und am Kollektor des T8 stellt sich die volle negative Spannung über den Kollektorwiderstand am Knotenpunkt K3 nach  $U_{b-}$  ein. T6 wird gesperrt.

(Das weitere Verfahren war oben beschrieben)

T7 öffnet voll und läßt den gesamten Strom über sich fließen.

Bei einer negativen Halbwelle der Eingangsspannung öffnet T8 und am Kollektor des T8 stellt sich eine positive Spannung über den Emitterwiderstand und die  $U_{ce}$  Strecke von T8 am Knotenpunkt K3 ein. Der volle Strom fließt über T8, T7 ist geschlossen. T6 wird geöffnet.

(Das weitere Verfahren war oben beschrieben)

Die Verstärkung der Diff-Stufe:

$$V = (h_{21} (H_{fe}) / h_{11} (\text{Kurzschluss Eingangswiderstand, ähnlich } r_{be})) \times R_c(R_9)$$

Es handelt sich also um eine Emitterschaltung.

Nehmen wir an, für T8 und T7 kommen BC 558C zum Einsatz. Ihr  $H_{fe}$  liegt bei etwa 300.

Mit 1mA benötigtem  $I_c$  würde der  $I_b$  bei etwa  $3,3\mu A$  liegen.

$$h_{11} = U_T (\text{Temperaturspannung, ca. } 40mV) / I_b$$

$$h_{11} = 40mV / 3,3\mu A = 12100$$

$$V = (300 / 12100) \times 2,6K = 64,5$$

Setzt man den Strom höher, wird  $R_9$  kleiner, die  $V$  größer, der Eingangswiderstand sinkt.

Diese Verstärkung würde nun sehr viel höher liegen als die  $U_b$  überhaupt zulässt. Mit der Multiplikation der  $V$  des Spannungsverstärkers würde die Endstufe nun also mit ein paar Millivolt am Eingang voll ausgefahren.

Das soll aber nicht sein. Die  $V$  soll über die gesamte Endstufe nur  $U_a 20,8V \sim / U_e 775mV \sim = 27$  betragen.

Um das zu erreichen muß nun der 2. T der Diffstufe an seiner Basis ( $E2(-)$ ) gegengekoppelt werden. Das geschieht durch einen Spannungsteiler vom Ausgang der Endstufe ( $K5$ ) auf die Basis von T7 ( $K4$ )

Damit werden der Diff-stufe "Zügel" angelegt, die Schleife wird geschlossen.

Die hohe Verstärkung bringt nun aber eine sehr schnelle Reaktionszeit mit sich und das ist das A und O einer Endstufe. Die Anstiegszeit des Signales muß so hoch als möglich sein aber kurz vor Erreichen der durch die  $U_b$  begrenzten Amplitudenmöglichkeit abgebremst werden.

Der Diff-Verstärker ist also ein stromgesteuerter Spannungsverstärker, auf der Grundlage eines korrekten Stromflusses durch seine 2 gegensätzlichen Seiten. Kommt ein Glied aus der Balance, so wird es unheimlich hoch verstärken und über das Ausgangssignal die Balance zwischen seinen beiden Armen wieder ausgleichen wollen. Das zurücklaufende Signal, an die Basis von T7, muß dabei so weit wie möglich Phasengleich mit dem Eingangssignal an T8 eintreffen. Es darf nur so weit verzögert eintreffen, daß ein abbremsen der Verstärkung kurz unter der max. Amplitudenauslenkung erfolgt, bzw kurz unter der mit dem Volumenregler bestimmten.

Mit der jetzt vorliegenden Höhe der Wechselspannung kann die Basis des T6 angesteuert werden.

---

### Die globale Gegenkopplung

Bisher haben wir eine sehr große Verstärkung erreicht. Im amgegebenen Bsp. liegt sie bei etwa 3000.

Diese Verstärkung nennt man auch Open Loop, also offene Schleifenverstärkung.

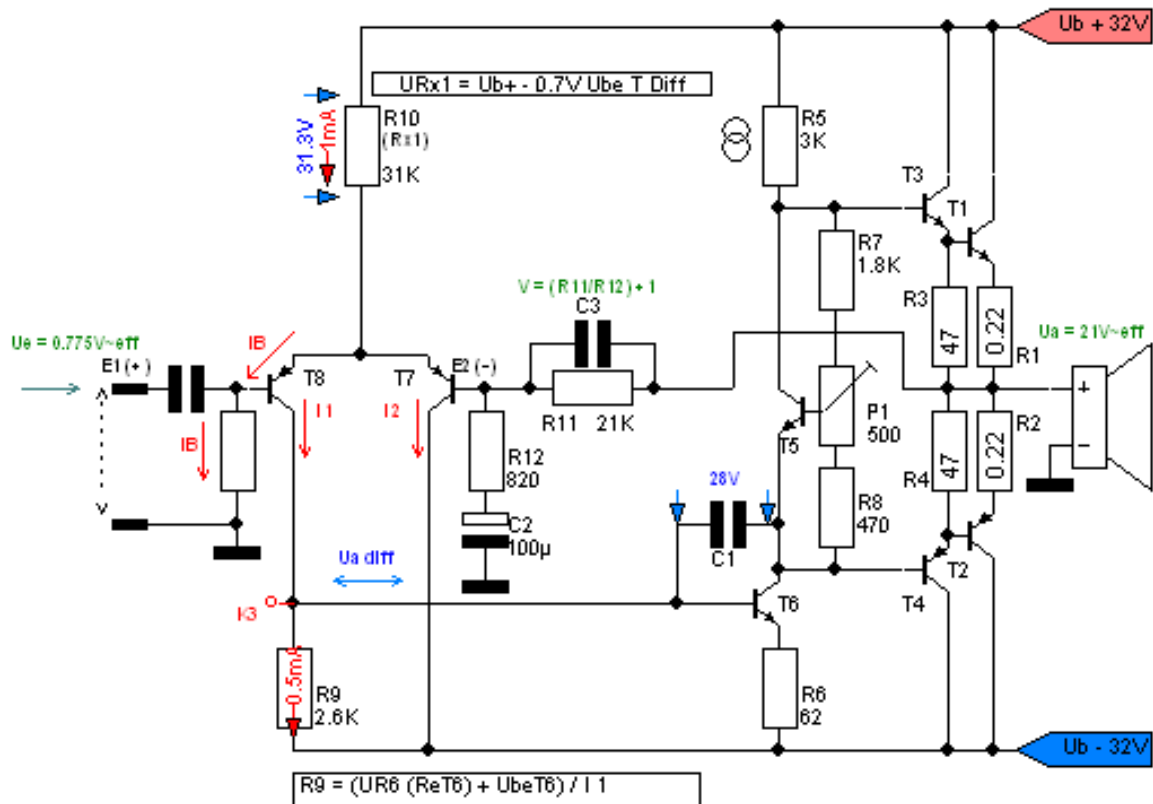
Es ist nun klar, daß diese Verstärkung zu hoch ist. Sie wird aber dennoch benötigt, um eben das Signal ganz schnell durch die Endstufe zu pressen. Nun brauchen wir etwas, was die Verstärkung kurz vor Erreichen der Übersteuerung abbremst. Dazu dient die Globale Gegenkopplung (GK).

Im Prinzip ist es nichts anderes als eine Gegenkopplung, wie sie bekannterweise bei Operationsverstärkern eingesetzt wird. Wir holen uns vom Ausgang über einen R ( $R_{11}$ ) die Spannung und den Strom und setzen mit einem R ( $R_{12}$ ) nach Masse einen Spannungsteiler, dessen Abgiff auf den invertierenden Eingang der Diffstufe (Basis T7) geführt wird.

Die Schleife wird nun geschlossen.

Diese R Kombination bestimmt nun die gesamte Verstärkung der Endstufe.





Wir wissen, daß am Ausgang bei 775mV~eff etwa 21V~eff erscheinen sollen.

$$V = 21V_{\sim} / 0.775V_{\sim} = 27$$

Die Gesamtverstärkung soll also 27 betragen.

Diese errechnet sich aus dem Quotient von  $(R11 / R12) + 1$ . R12 ist mit 820R angenommen. Demzufolge muß R11 einen Wert von 21K bekommen.

$$V = (21K / 0.82K) + 1 = 26.6$$

R11 darf nicht unermesslich hoch sein, weil dadurch in Verbindung mit C3 Störfaktoren eine Rolle bekommen.

R12 darf nicht unermesslich klein sein, weil dadurch C2 sehr hoch werden müßte.

C2 in Verbindung mit R12 bestimmt die untere zu übertragende Grenzfrequenz ( $f_{\text{G}}$ ). Er ist weiterhin für eine Gleichstromentkopplung nötig.

Fug wird im wesentlichen aus der Formel

$$F_{ug} = 1 / (2 \times \pi \times C_2 \times R_{12})$$

bestimmt.

$$F_{uq} = 1/(6.28 \times 100\mu \times 820R)$$

Fug = ca.2Hz

Damit liegt dir unterste sauber zu übertragende Freq. bei 2Hz, also 10mal niedriger als die untere Hörgrenze von 20Hz. Ein Wert von wenigstens  $1/5$  ist anzustreben.

C3 in Verbindung mit R11 bestimmt den Punkt des Absenkens der oberen zu übertragende Grenzfrequenz

(Fog). Diesem Kondensator ist große Aufmerksamkeit zu schenken, hat er doch sehr großen Einfluss auf die Freq.-stabilität einer Endstufe.

Fog wird im wesentlichen aus der Formel

$$Fog = 1 / (2 \times \pi \times C3 \times R11)$$

bestimmt.

Die obere Hörgrenze liegt bei etwa 20Khz. Wir wollen diesen Wert mit dem 4 bis 5 fachen als Möglichkeit übertragen. Das bringt im Bereich bis 30Khz eine sehr wahrscheinliche Linearität der Endstufe.

$$C3 = 1 / (2 \times \pi \times F \times R11)$$

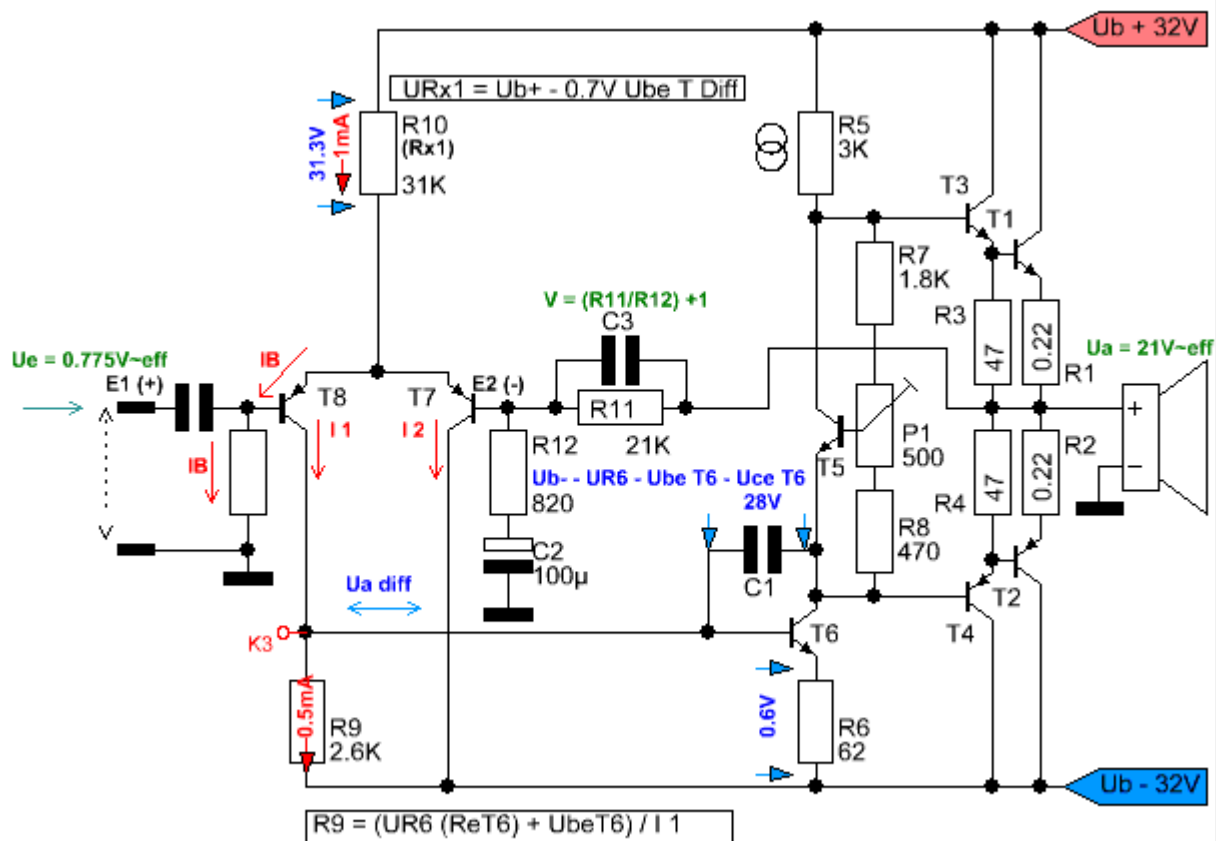
$$C3 = 1 / (6.28 \times 100Khz \times 21K)$$

$$C3 = ca\ 68p$$

Verringert man C3 oder R11, so wird der Absenkpunkt erhöht.

C3 darf nicht zu hoch werden, hat er doch einen wesentlichen Einfluß auf die Phasendrehung der Rückkopplung.

Ein weiteres sehr wichtiges Bauteil ist C1, "Millerkiller" genannt.



C1 bestimmt im Wesentlichen die zu übertragende obere Grenzfrequenz. Er steht in festem Zusammenhang mit C3, der ja ab dieser Frequenz ein Begrenzen möglich machen soll. C1 sollte deshalb so ausgelegt werden, daß er mindestens an die Frequenz von C3 heranreicht, besser überreicht sollte.

C1 steht nun unmittelbar mit der Umladespannung über sich selbst und den dafür notwendigen Strom, geliefert von der Diff-Stufe in Verbindung. C1 stellt eine Parallelkapazität zur cb-Strecke des Spannungstreibers dar.

Die Formel für den Strom von C1:

$$I = 2 \times \pi \times F \times C \times U$$

U ist hierbei die Umladespannung über C1.

$$U = U_b + U_{R6} + U_{beT6}$$

$$U = -32V + 0.6V + 0.7V$$

$U = -30.7V$  an der Basisseite des C1

Auf der Kollektorseite des C1 wird von den  $-30.7V$  die Vorspanne von  $2.8V$  des Stromverstärkers abgezogen.

Die Umladespannung beträgt also ca  $28V$

F sollte  $100KHz$  betragen.

### **Berechnungsblatt für C1**

C bekommt den kleinst möglichen Wert in FKP oder MKS Ausführung,  $33p$

$$I = 6.28 \times 100KHz \times 33p \times 28V$$

$$I = 500\mu A$$

Diese haben wir für die Diff-Stufe und den R9 schon weiter oben schon berechnet.

Hier wird nun der Zusammenhang mit offener Schleife, geschlossener Schleife, Grenzfrequenz und Eingangswiderstand deutlich.

Desweiteren ist der Einsatz der Transistoren, hinsichtlich ihrer Grenzfrequenz und der Basis-Kollektor Kapazität, von entscheidender Wichtigkeit.

Im Bereich der Diffstufe sollten T mit hohem  $H_{fe}$  und hoher Grenzfrequenz eingesetzt werden.

Im Bereich des Spannungsverstärkers sollten T mit mittelhohem aber gleichbleibendem  $H_{fe}$ , hoher  $P_{tot}$  und mittelhohem Frequenzbereich verwendet werden. Videotransistoren sind dafür gut geeignet.

Es wäre nun kein Problem, den Strom der Diffstufe auf  $1mA$  pro Zweig zu erhöhen. Dazu müßte R10 und R9 geändert werden. C1 könnte dann mit  $47p$  bewertet werden.

---

### **Die einfache Diff-stufe mit Konstantstromquelle**

Durch Betriebsspannungsschwankungen, Aufgrund der Belastung des Netzteiles bei einer Aussteuerung der Endstufe, wird die Diff-eingangsstufe instabil. Der Strom durch sie, schwankt. Um das zu vermeiden, setzt man zwischen die beiden Emittoren der Diff-Stufe nach  $U_b+$  eine Konstantstromquelle.

Die einfachste Form zur Bereitstellung des Konstantstroms für die Diff-Stufe, ist ein Widerstand ( $R_x$ ) von  $U_b+$ . Der dabei zu fließende Strom wird mit nebenstehender Formel berechnet. Wie hoch der Strom sein soll, hängt von der Weiterverwendung ab. Dieses hat insbesondere mit dem Slew Rate und dem zugehörigen C für die oberen Grenzfrequenz zu tun. Weiterhin ist die Spannung über diesem C ein Kriterium.

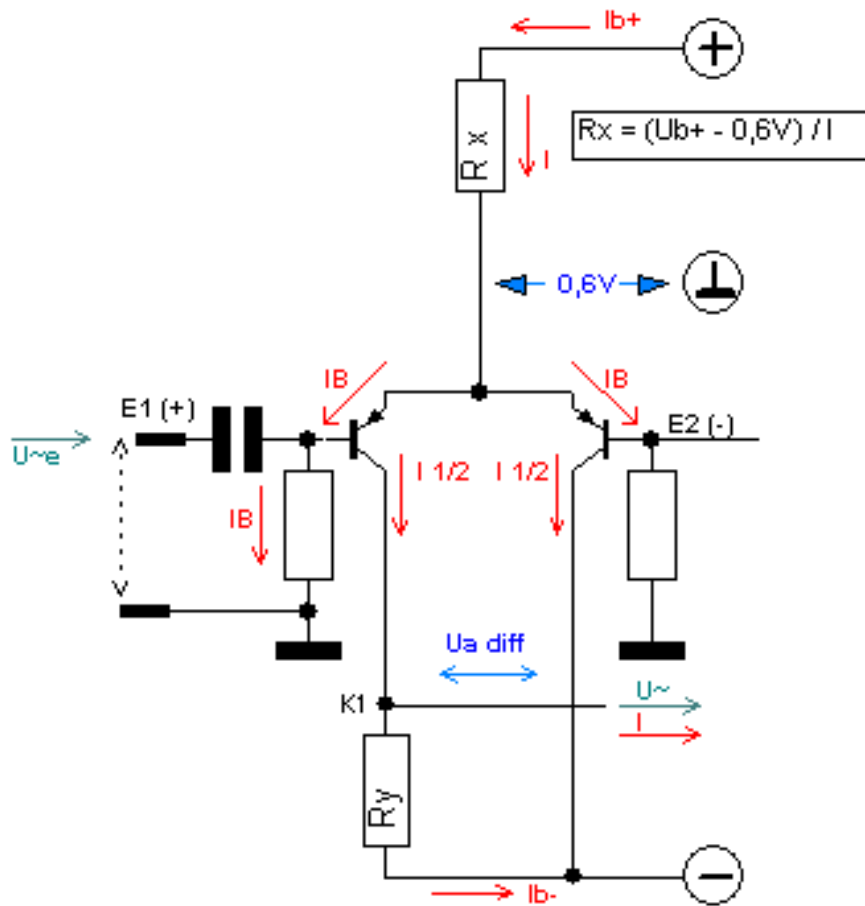
Die Gleichspannung gegen Masse, an den Emittoren der Diffstufe, ist als gegeben zu betrachten.

Der Stromfluß  $I_B$  kann im allgemeinen rechnerisch vernachlässigt werden, da er sehr gering ist. Wichtig sind die R an den Basen, um den  $I_B$  (Basisstrom) nach Masse abzuleiten. Dabei kommt dem R am Eingang E1(+) noch die Bedeutung der Erhöhung des Eingangswiderstandes der Diff-Stufe zu.

Schwankt im gezeigten Bild die  $U_b$  +/- aufgrund der Belastungen durch die eigentliche Laststufe des

Verstärkers, so ist ersichtlich, daß sich auch der Strom durch die Diff-Stufe ändern muß. Das wiederum hat Auswirkungen auf die 0-Stabilität am Ausgang und auf die Stabilität in der Diff-Stufe selbst. Das Wechsellspannungssignal kann bei einer Reduzierung des Stromes nicht mehr voll weitergegeben werden und begrenzt deshalb eher, als im Leerlauf. Wir haben es in dem Moment also schon mit einer Arbeitspunktverlagerung, zu Ungunsten der unverzerrten Übertragung, in der 1.Stufe des Verstärkers zu tun.

Dazu ein Bild:



Eine Verbesserung, hinsichtlich der Konstanz des Stromes, bildet der Einsatz einer Z-Diode.

Was ist ein Z-Diode.

Eine Z-Diode (Z = Zehner), ist eine in Sperrichtung betriebene Diode, die bewußt und gezielt in ihrem Durchbruchsbereich betrieben wird (Spannungsangaben auf der Z). Die Diode wird also verpolt betrieben. Das erklärt auch, warum die Katode bei Stabilisierungsbetrieb immer nach  $U_{b+}$  zeigt.

Man stelle sich ein großes Glas Wasser vor, in welches mal mehr oder mal weniger Wasser gegossen wird. Am Boden des Glases ist ein Loch von 2mm eing Bohrt.

Egal wieviel Wasser über dem Loch vorhanden ist, es fließt immer die gleiche Menge aus dem Loch.

Die Z-Diode hält also den fließenden Strom konstant, egal wieviel mehr Spannung ihr dabei zur Verfügung steht. Ein unterfahren der angegebenen Spannung soll aber vermieden werden, denn wo nichts ist, kann

auch nichts stabil gehalten werden.

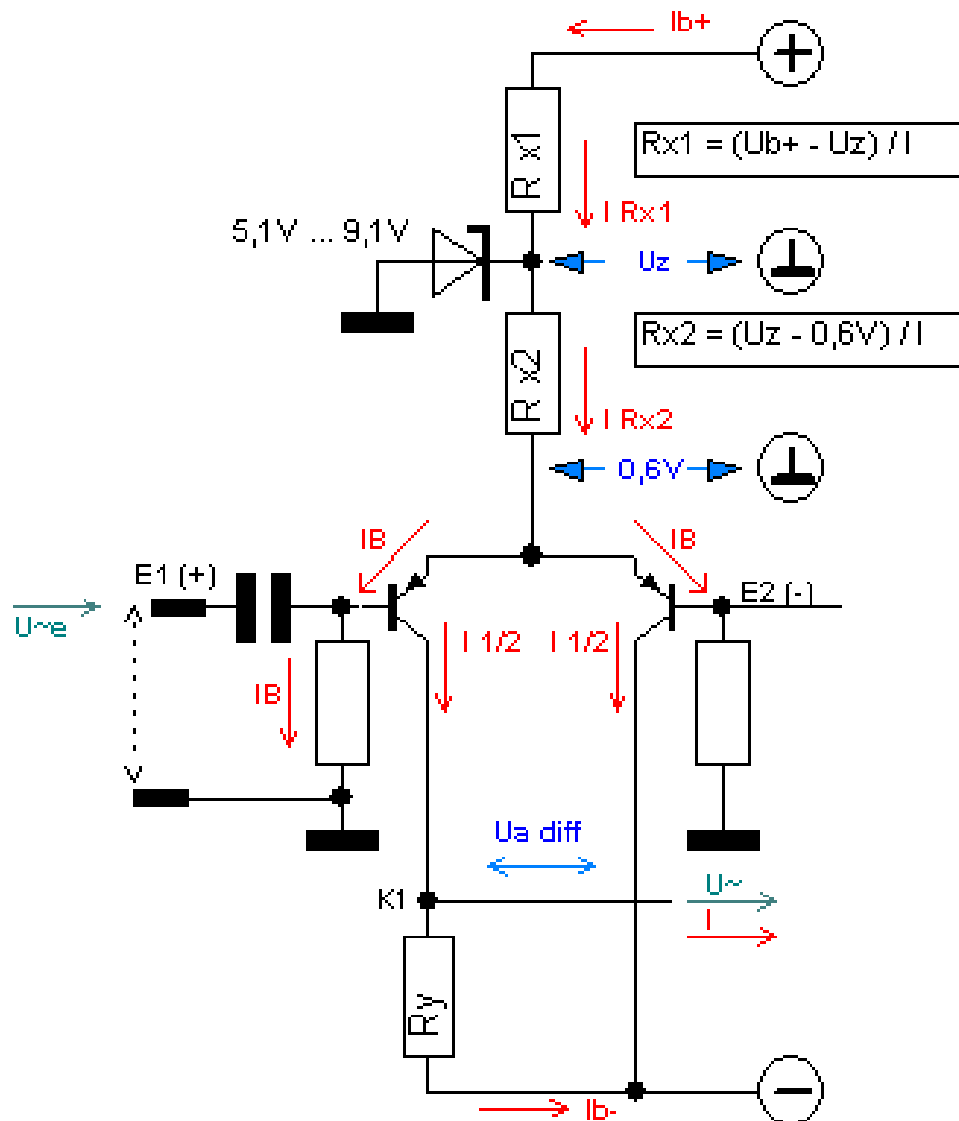
Die Z-Diode muß dem Leistungsbedarf angepasst werden. Dazu muß nach der Formel  $P = U \times I$  die Leistung berechnet werden.

Um eine ausgewogene Verlustleistung der Z-Diode zu erhalten, wird ihre Z-Spannung erheblich höher angesetzt, als die benötigten 0.6V an den Emittoren der Diff-Stufe. Dazu wird, wie gezeigt, mit 2 Widerständen gearbeitet.

Der Widerstand Rx1 ist der eigentliche Konstantstromwiderstand. Spannungsverluste, die an ihm durch die Schwankungen der  $U_b$  +/- anfallen, werden durch erhöhten oder erniedrigten Stromfluß durch ihn mit Hilfe der Z-Diode kompensiert, da sie ein Stromgesteuertes Element in Durchbruchbetrieb darstellt. Die Verwendung von 5.1V - 9.1V Z-Dioden beruhen auf der geringeren Rauschigkeit dieser Bauteile bei diesen Spannungen. Die Rauchärmste ist die 5.1V Z-Diode. Rx1 soll ein höhere Strom durchfließen, Rx2 dann der gewünschte Diff-Stufen Strom. Man kann von einem Verhältnis von 5:1 ausgehen, wobei selbstverständlich die Verlustleistung der Z-Diode nicht überfahren werden darf.

Hierbei ist schon zu erkennen, daß die Konstanz des Stromes an den Emittoren der Diff-Stufe, erheblich besser sein muß, als mit nur einem R von  $U_b$ .

Dazu ein Bild:

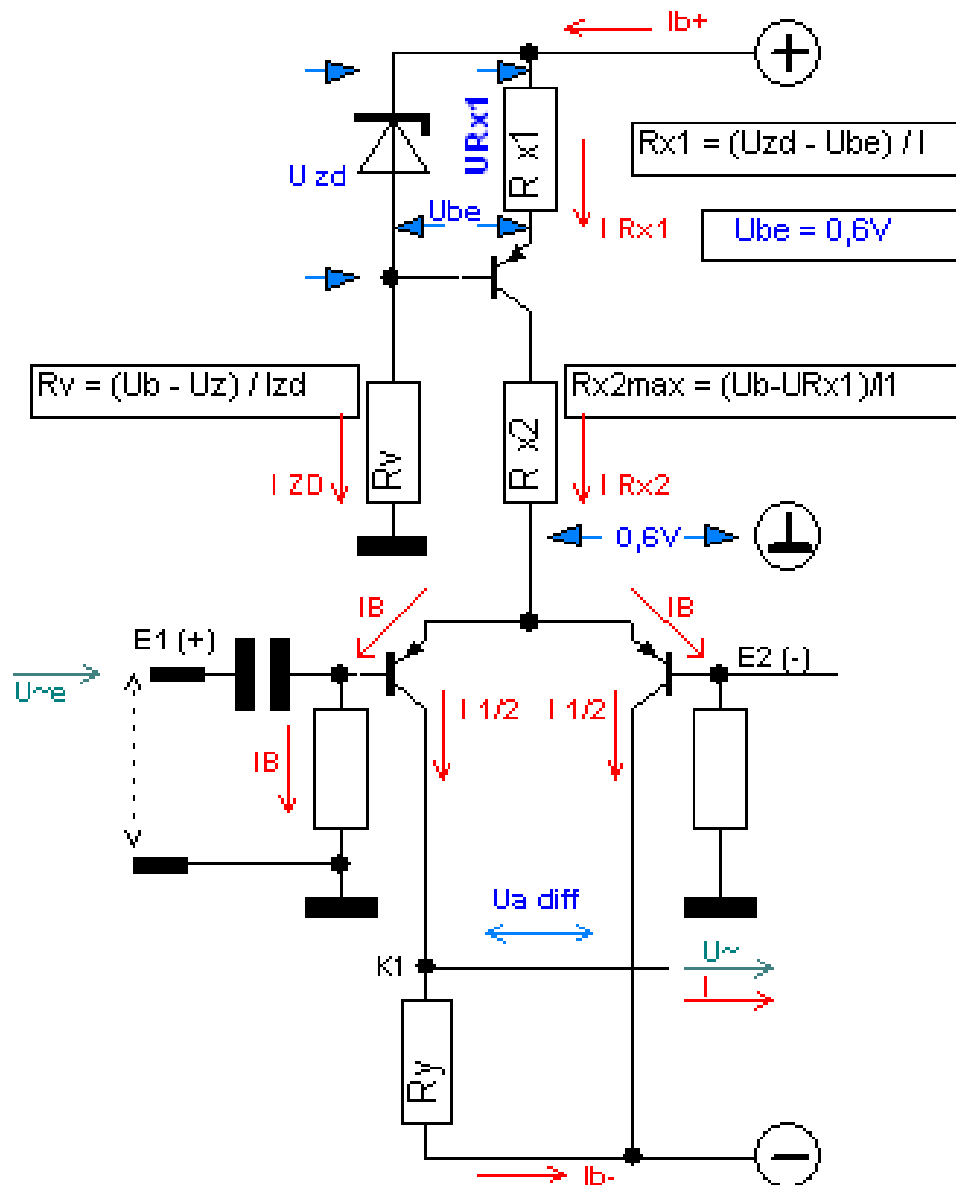


Eine weitere Verbesserung des Konstantstromes bringt der Einsatz eines Transistors. Seine Basis muß von einem Stromgesteuertem Element gespeist werden, damit er den Spannungsschwankungen nicht mehr ausgesetzt ist und seinerseits wiederum seinen Strom unabhängig von Spannungsschwankungen an die Diff-Stufe weitergeben kann.

Man kann hierbei wiederum eine Z-Diode einsetzen. Der Widerstand  $R_v$  dient der Konstanthaltung und der Einhaltung der Grenzdaten der Z-Diode. Wieviel Strom fließen darf, entnimmt man den Datenblättern der einzelnen Z-Dioden. Eine gute Regel sind 5mA.

Der Widerstand  $R_{x2}$  wird hier nicht unbedingt gebraucht. Der Kollektor des Konstantstromtransistors kann direkt mit den Emittoren der Diff-Stufe verbunden werden. Er ist nur zu verwenden, wenn der Konstantstrom abgeschwächt werden soll. Dieses ist im Fall einer sehr hohen Betriebsspannung ( $U_b$ ) der Endstufe angebracht, wobei eben dann durch die Widerstände  $R_{x1}$  und  $R_{x2}$  eine Überbelastung des Konstantstromtransistors, hinsichtlich seiner Sperrspannung vermieden wird.

Dazu ein Bild:



Bei der Anwendung von Z-Dioden ist eine Parallelschaltung eines Elkos zu ihr angemessen. Er verringert das Rauschen des Bauteils.

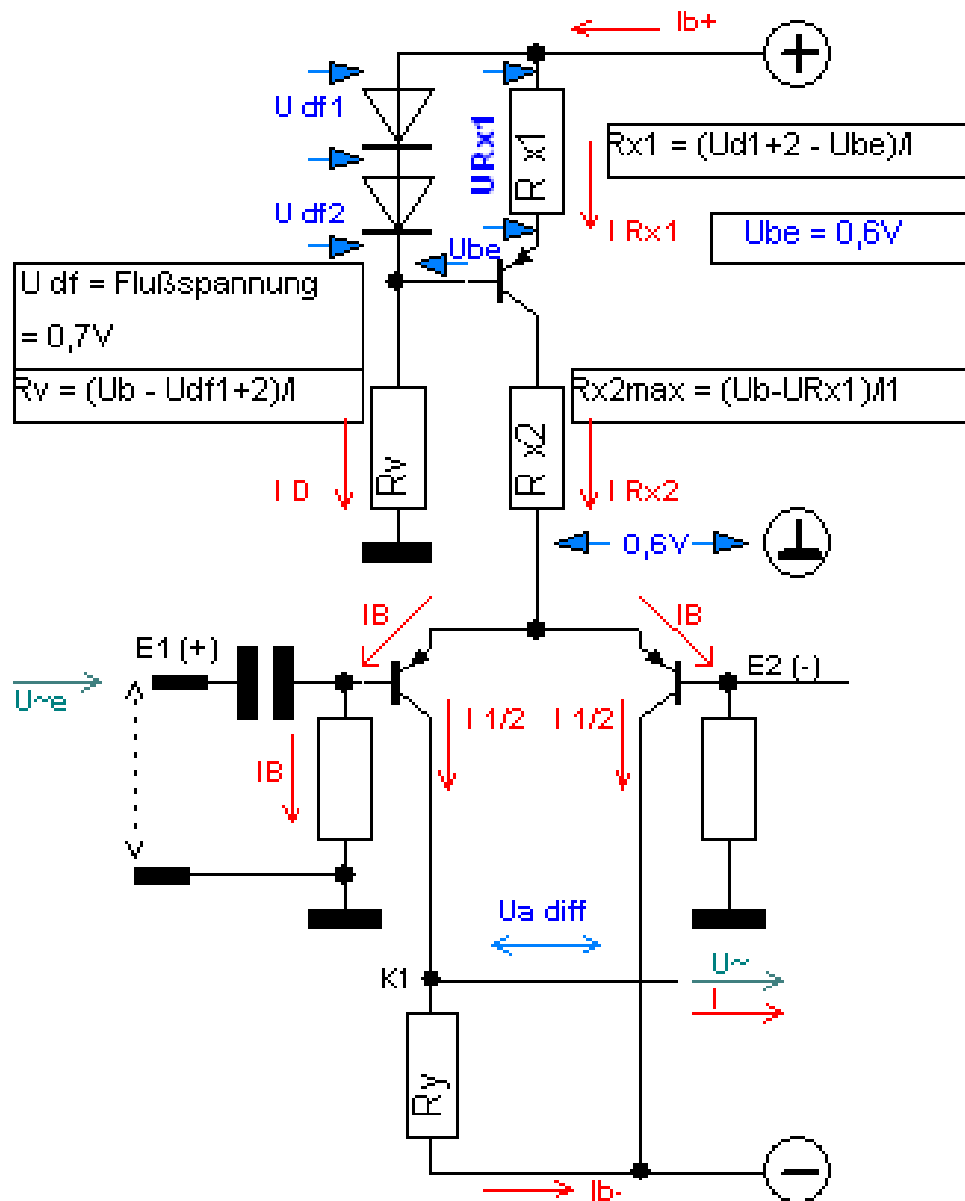
Eine weitere Möglichkeit zur Konstanthaltung des Basisstromes des Konstantstromtransistors, ist der Einsatz von 2 Dioden anstatt einer Z-Diode.

Warum 2. Der T braucht zum öffnen ca. 0.7V, eine Diode öffnet ebenfalls erst ab 0.7V. Das hängt mit der Leitfähigkeit des Silizium zusammen. Die erste Diode braucht zum leiten also schon 0.7V und an der Basis des T wären immer noch 0V im Bezug zu seinem Emitter. Die zweite Diode erhöht nun den Spannungsabfall über beide Dioden auf 1.4V, damit stehen dem T an seiner Basis die gewünschten 0.7V für die Leitfähigkeit zur Verfügung.

Diese Methode ist sehr verbreitet, hat jedoch den Nachteil, daß sich Temperaturschwankungen negativ auf den Stromfluß auswirken. Beide Dioden schwanken doppelt so sehr, als der eine T.

Der Strom durch beide Dioden soll ca. 1mA - 5mA betragen, danach wird  $R_v$  berechnet. Bei einer  $U_{b+}$  von 25V sollte ein Wert des  $R_v$  von 10K $\Omega$  ausreichen.

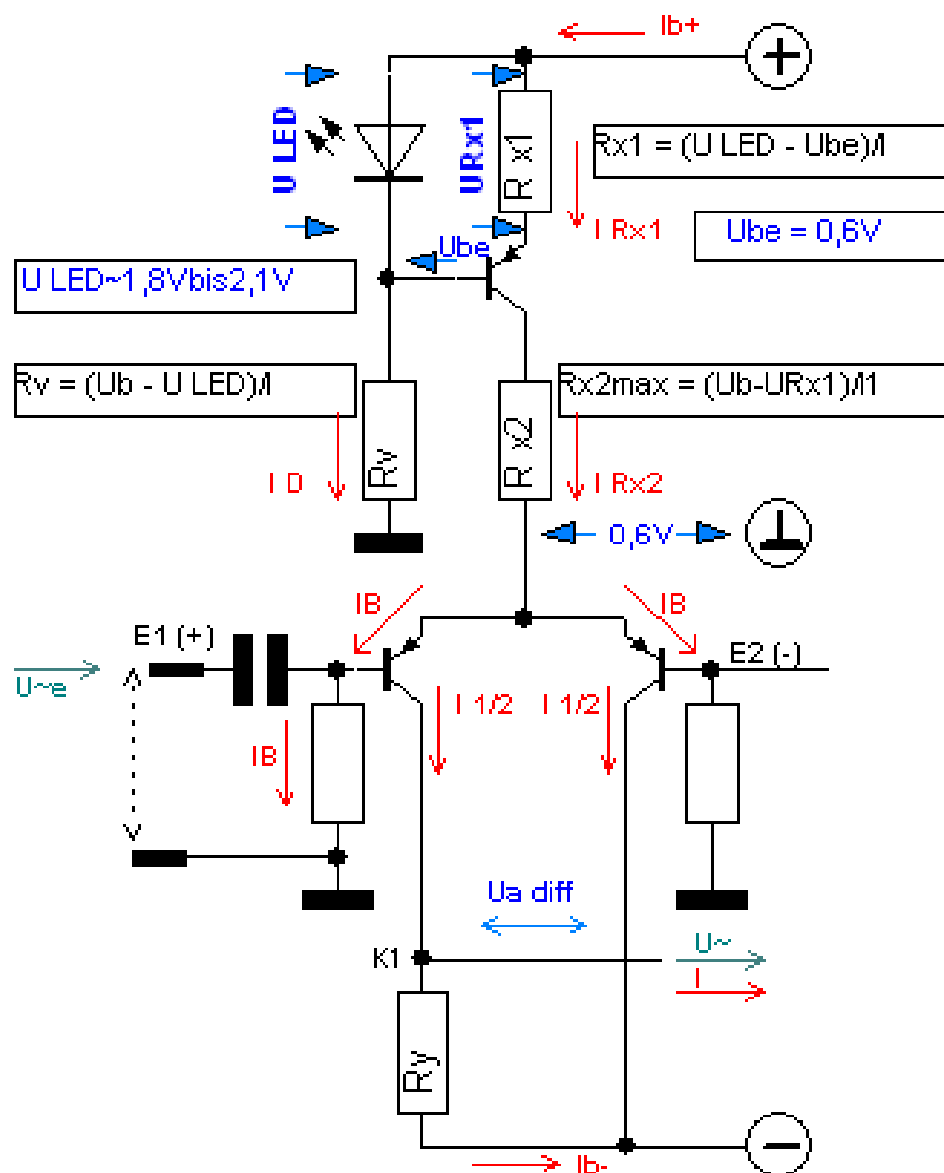
Dazu ein Bild:



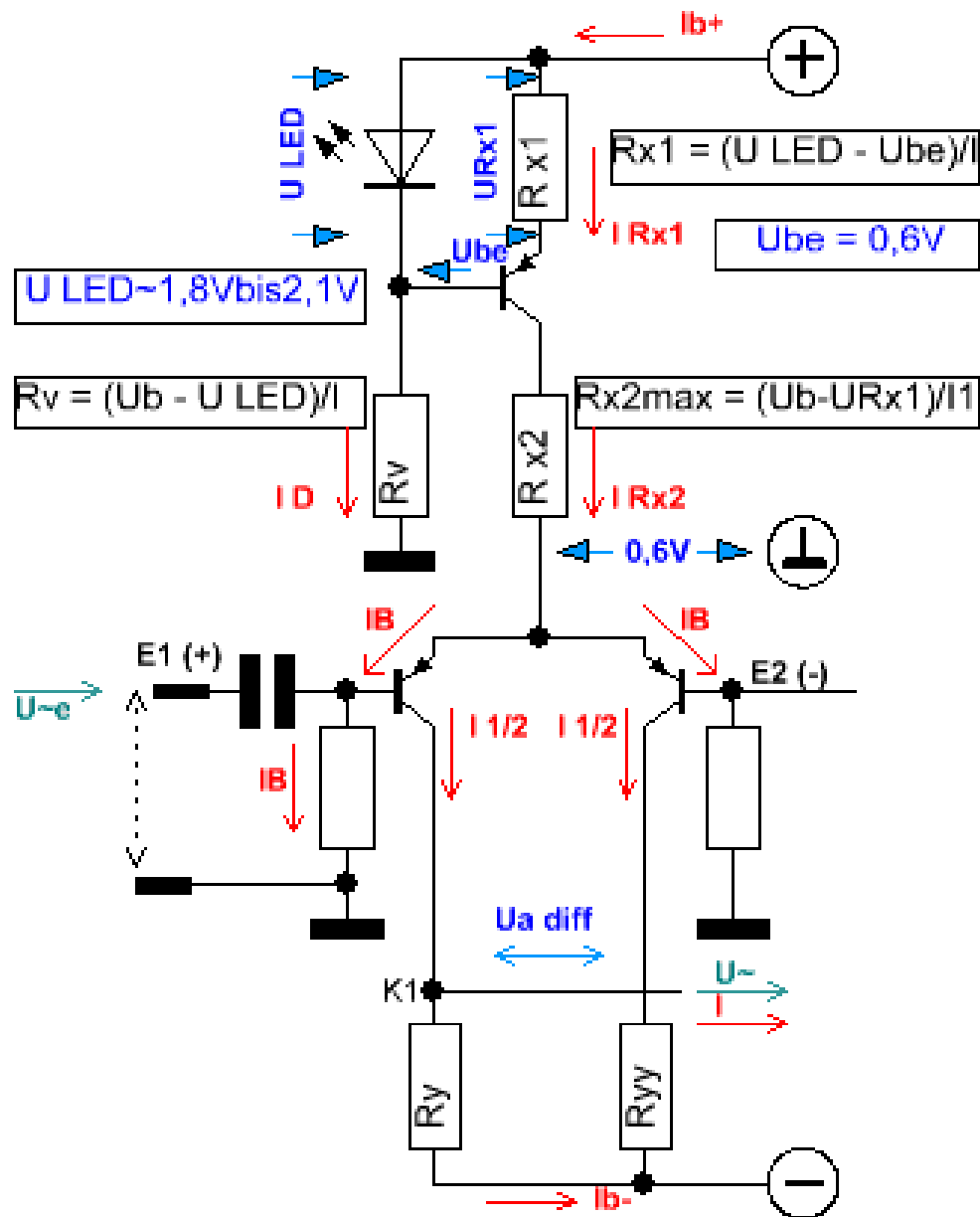
Um das Manko der Temperaturinstabilität auszugleichen, gibt es einen Trick. Man verwendet als Konstantstromlieferanten für den Basisstrom des T eine LED. Sie hat eine höhere Flußspannung. Deshalb braucht man nur eine. Diese geht dann in ihren Tempänderungen mit den Änderungen des T konform. Eine LED hat zudem eine steilere Kennlinie, im Bezug auf den fließenden Strom, direkt nach ihrem öffnen. Sie ist also in der Lage, schon ganz kurz nach ihrer Leitfähigkeit den vollen Strom zu liefern. Eine LED hat auch ein erheblich geringeres Bauteilrauschen als ein Z-Diode. Der Spannungsabfall über einer roten LED beträgt etwa 1.8V - 2.1V, man sollte das aber besser nachmessen. Der benötigte Strom einer LED beträgt ca. 5mA - 10mA. Danach soll  $R_v$  berechnet werden.



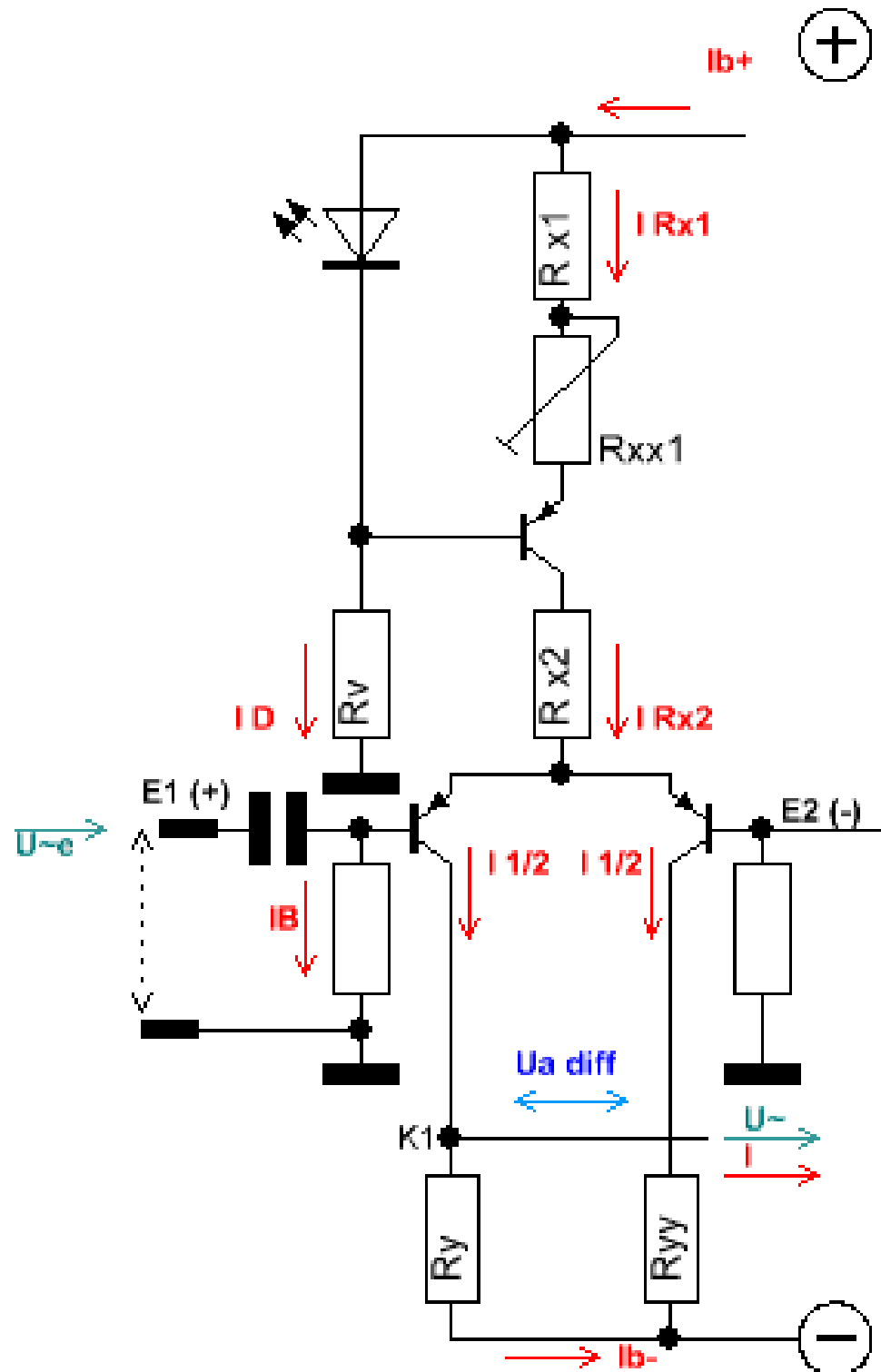
Dazu ein Bild:



Im nächsten Bild ist der Widerstand  $R_{yy}$  eingefügt. Er ist für die gleichmäßige Belastung und den möglichst gleichmäßigen Spannungsverlust beider Arme des Diff zuständig und erhält den selben Wert wie  $R_y$ .

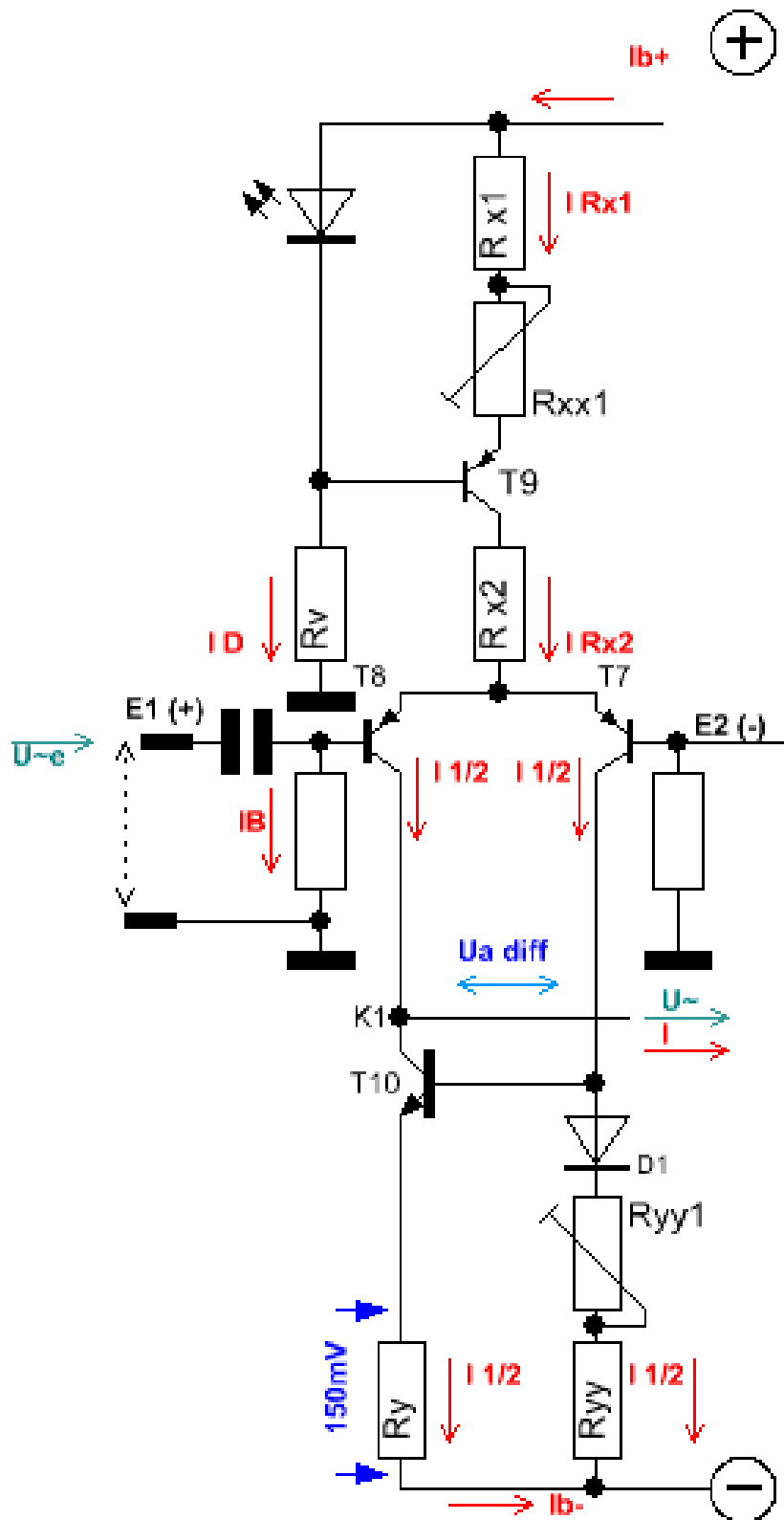


Nun ist es leider oftmals so, daß die E-Normwerte der Widerstände nicht zu den benötigten Strömen passen, bzw. eine LED nicht die gewünschte  $U_f$  hat oder ein T nicht den bestimmten  $U_{be}$  Wert. Um die Stromzuführung für den Differenzverstärker noch genauer zu bekommen, empfiehlt es sich daher einen zusätzlichen Cermet zum Stromstabilisierungs R hinzuzufügen, hier mit Rx1 bezeichnet. Der Wert von Rx1 wird nun herabgesetzt und ein Cermet mit in die Kette geschoben. Würde Rx1 bspw. 1K betragen, dann verwender man nur 820R für ihn und 500R für den Cermet.



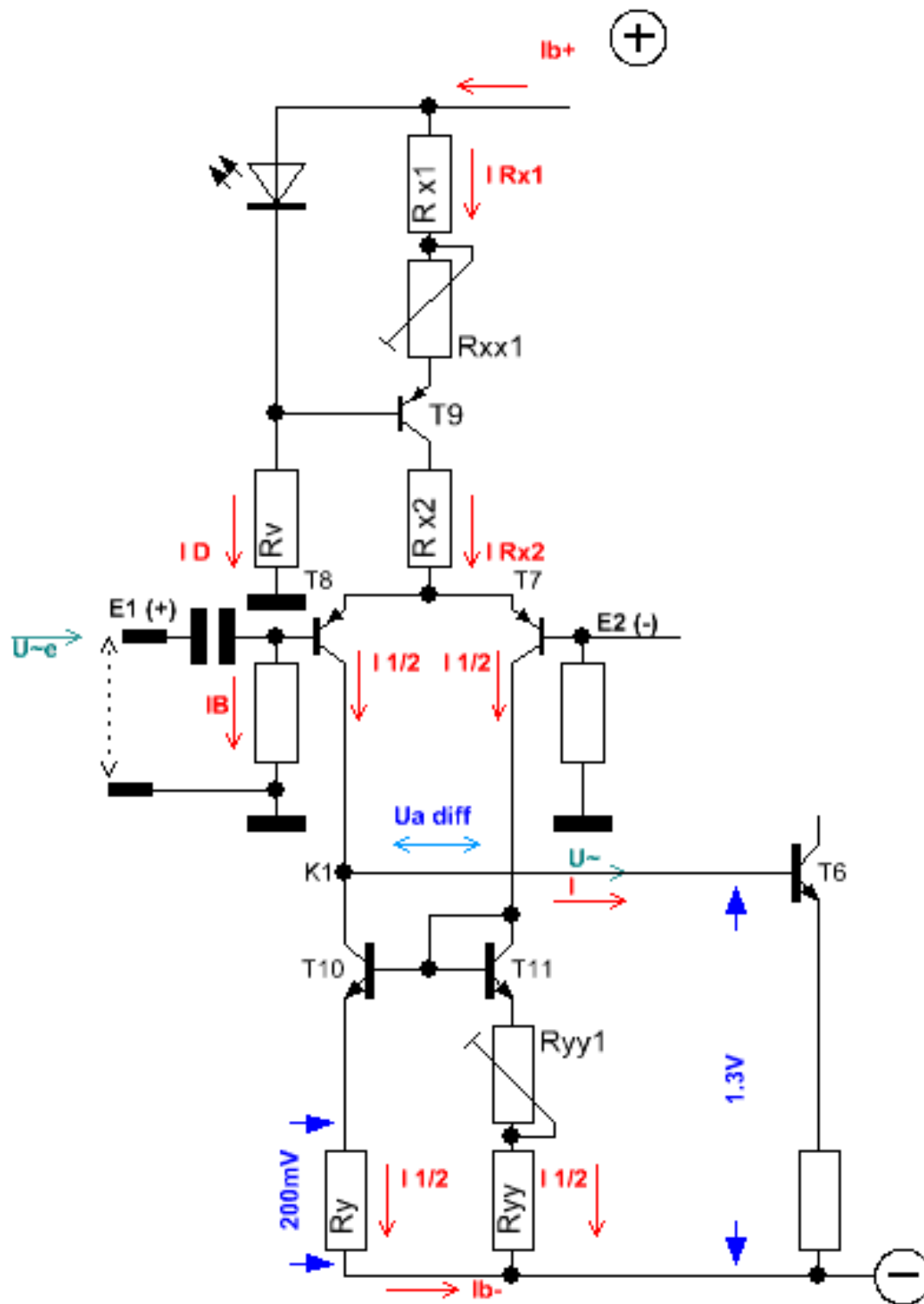
Nun kann man den Diff noch genauer gestalten und einen Stromspiegel im Kollektrozweig einbauen. Der Vorteil liegt hier in der Schnelligkeit der Umladung, da der vom 2. Teil des Diff kommende Strom durch die globale Gegenkopplung schneller wirksam werden kann. Dadurch erhöht sich die Slaw Rate

(Anstiegsgeschwindigkeit des Hubs) und es verringert sich der TIM (Transintermodulationsverzerrung). Um auch hier die  $U_{be}$  des T10 und die  $U_f$  der D1 und die Wertigkeiten der Widerstände anzupassen, ist Ryy1 als Cermet ausgeführt. Der Emitterwiderstand des T10 soll in etwa 150...200mV Spannungsabfall aufweisen. Damit ist eine gute Reserve für seine Stromgegenkopplung erreicht.

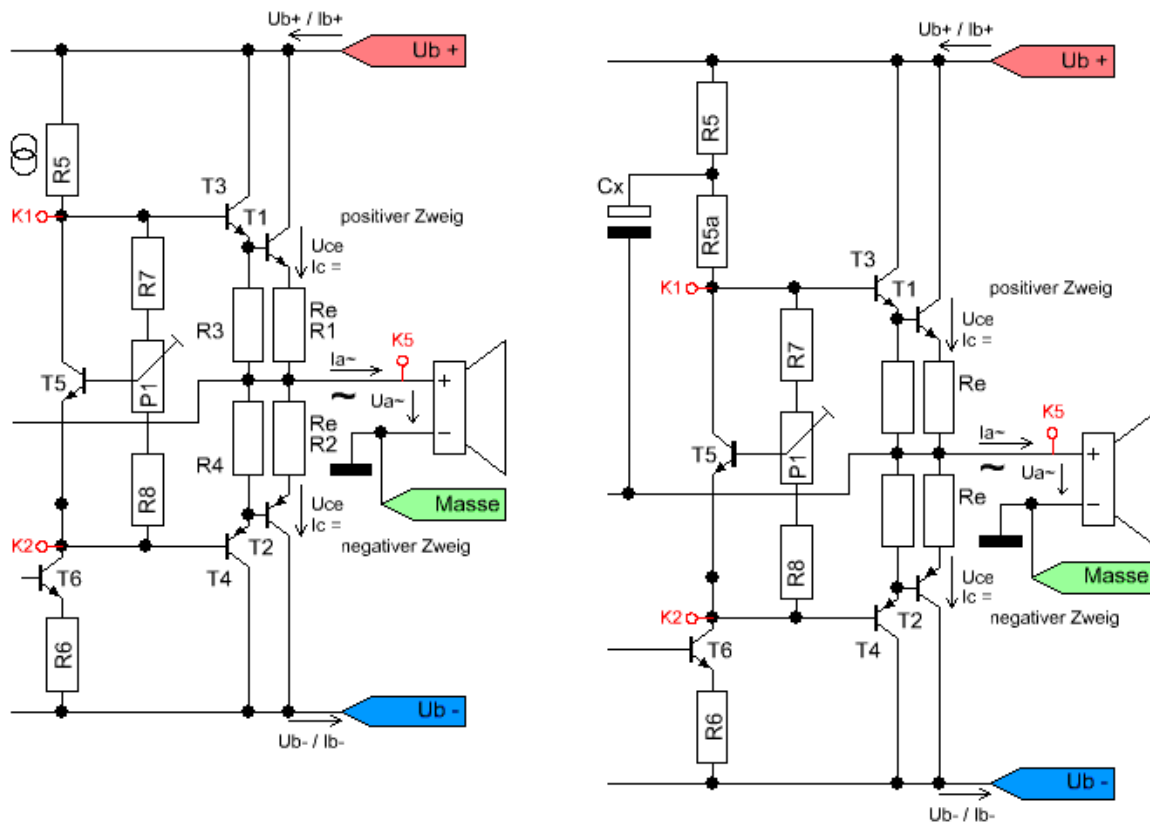


Selbstverständlich kann D1 auch durch einen T ersetzt werden. Dann entsteht ein echter Spiegel.  
Aufpassen

muß man immer nur, daß die 1.3V U<sub>be</sub> für T6 noch erreichbar sind, da er sonst zu weit aufsteht. Man könnte natürlich an seinem R<sub>e</sub> mehr Spannungsverlust zulassen aber diese Spannung fehlt dann wiederum als Amplitudenhub für den Stromverstärker.



## Konstantstromquelle für T3



Nun nützen uns aber die ganzen schönen Veränderungen in der Vorstufe noch gar nicht so viel, weil einer der Stromtreiber und zwar T3, noch nicht so richtig das macht, was er soll. Im fehlt es schlicht an dynamischen Basisstrom über R5.

Neben R5 sind 2 Kreise eingezeichnet. Sie bedeuten eine Konstantstromquelle, ähnlich wie beim Diff. Das Problem mit nur einem Widerstand (R5) an dieser Stelle ist nämlich, daß die Amplitude gegen  $Ub+$  ankämpfen muß um diesen R zu verringern und mehr Strom durch ihn zuzulassen, bzw. die  $U_v$  über R5 soweit zu verringern, das T3 voll aufsperrn kann.

Um das Manko etwas auszugleichen, wird R5 gesplittet und ein C ( $C_x$ ) eingesetzt. Man nennt diese Schaltungsart "Bootstrapschaltung".

Ist der obere Zweig gesperrt und saust die Amplitude gegen  $Ub-$ , so wird natürlich auch die Mitte mit abgesenkt. In diesem Fall bekommt also  $C_x$  eine ziemliche Aufladung zwischen fast  $Ub-$  und fast  $Ub+$  durch R5.

Wechselt die Amplitude nun und sperrt den positiven Zweig auf, hilft  $C_x$  mit einem kräftigen Entladungsstoß Strom in die Basis von T3 zu pumpen. Mit Recht kann man hier also von einer Ladungspumpe oder Ladungshilfe sprechen.

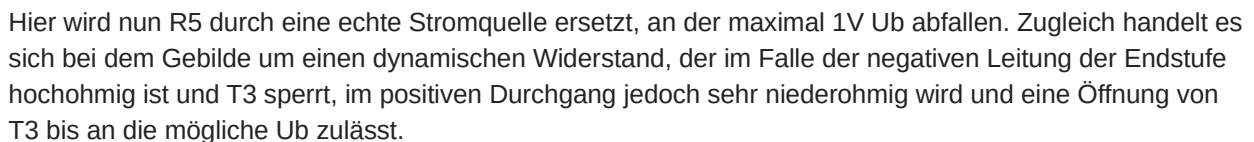
R5 und R5a werden wie folgt berechnet:

R5 wird als Ganzes wie weiter oben berechnet und als 1 gesetzt.

Dieser Wert wird durch 3 dividiert und ein Teil davon ist die Wertigkeit für R5, 2 Teile sind die Wertigkeit für R5a.

Man kann dann in etwa das 1.5 fache der eigentlich zur Verfügung stehenden  $Ub+$  erwarten, zeitlich begrenzt und nur am Knotenpunkt R5, R5a,  $C_x$ , Basis T3.

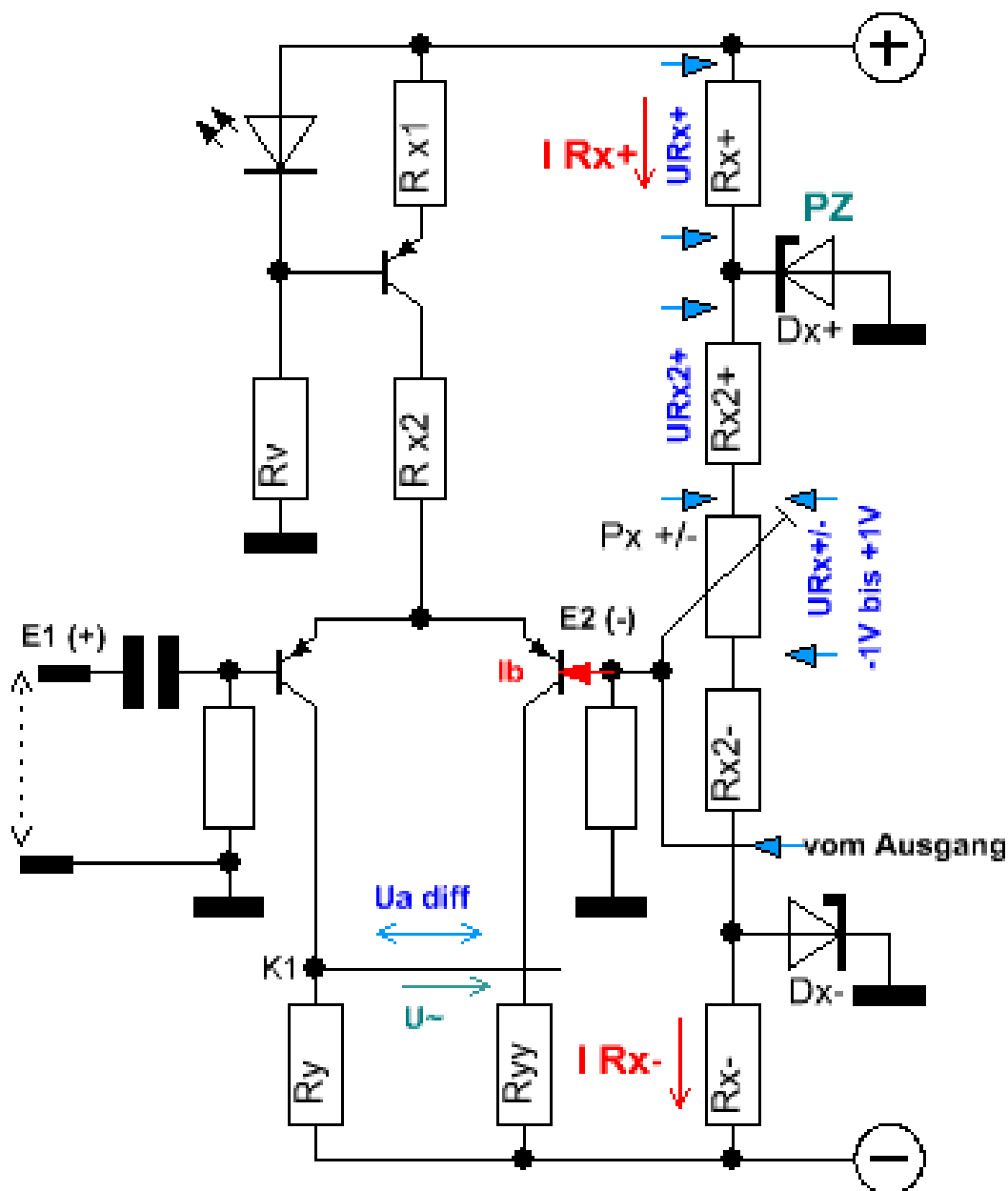
Um das etwas eleganter zu lösen, folgendes Bild:



Als nächstes soll der Offset-Abgleich erklärt werden.

Dazu ein Bild:





Durch den Einsatz eines Einstellreglers kann die Offset (Aufsatz) - Spannung eingestellt werden.

Mit ihr ist es möglich, den Ausgang der Endstufe auf 0 V Gleichspannung abzugleichen.

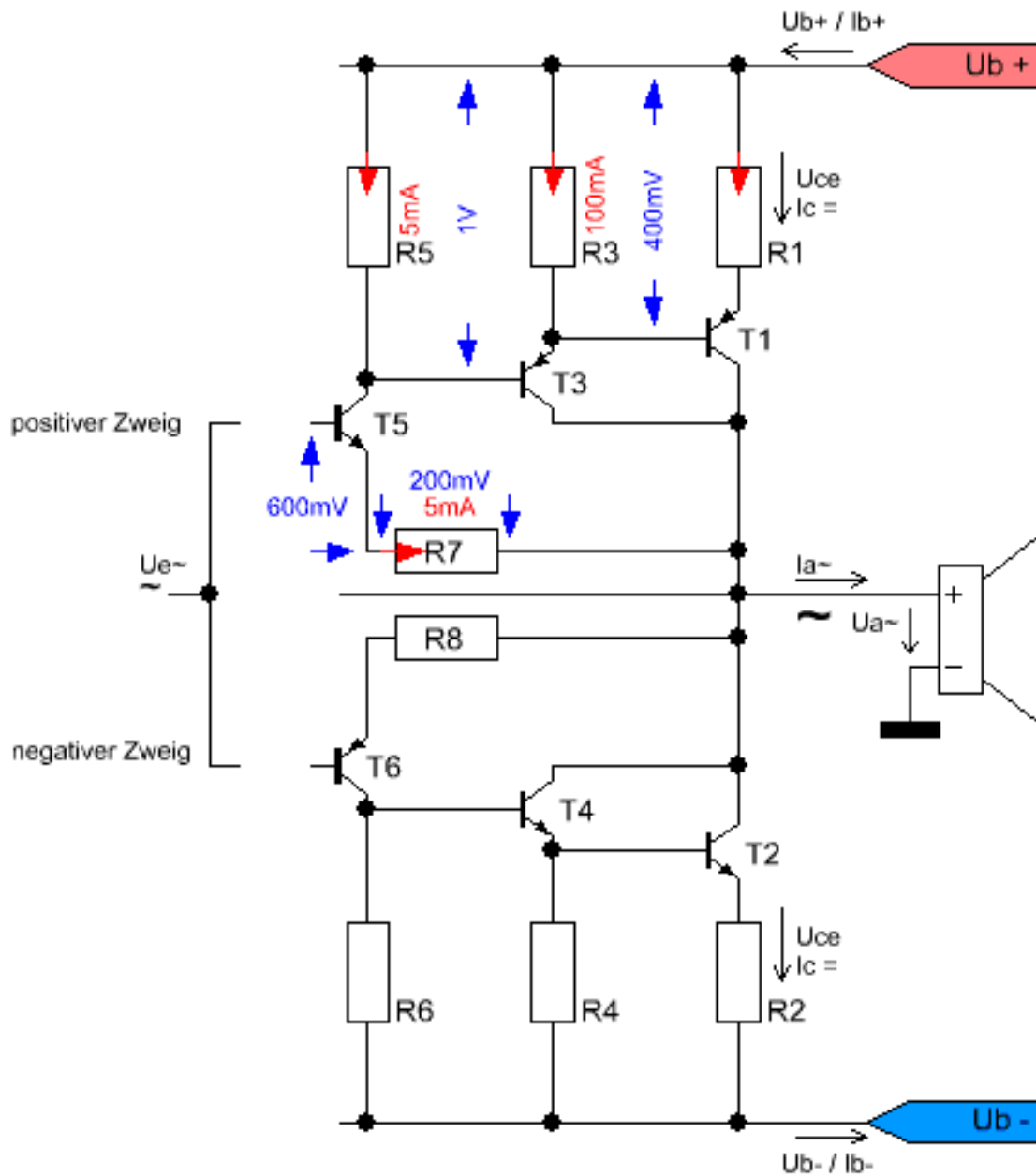
Durch die Transistorspezifischen Unterschiede kann es sein, daß ein T der Eingangsstufe mehr verstärkt als der andere. Mit Hilfe dieser Abgleichung ist es möglich, die Verstärkung bei 0V Differenz der beiden Basen der Diff-stufe auch auf 0V am Ausgang der Diff-stufe (Knotenpunkt K1) zu halten.

Es wird dadurch eine "Schieflage" des 0 Potentials vermieden und die Endstufe kann nach beiden Seiten gleichmäßig Ausgesteuert werden.

Eine Sicherungsmöglichkeit gegen Beschädigungen des LS durch Gleichspannung wird auch gegeben, denn es kann ein Gleichspannungsdetektor eingebaut werden, der über eventl. auftretenden Gleichspannung am Ausgang wacht. Diese können durch eine Zerstörung eines End-Transistors auftreten. Zudem gibt es fast keine Ein- und Ausschaltplotts, sofern beide  $U_b$  der Endstufe gleichmäßig belastet sind.

So und nun wird es Zeit eine fertige funktionierende Schaltung zu haben und aufzubauen - **guggst Du hier**

Nun kann man natürlich auch die Art der reinen Endstufe, also Stromtreiber und End-T, anders aufbauen und zwar in einer Emitterschaltung mit vorgesetzter Kollektorschaltung. Man nennt das Gebilde dann "Compoundschaltung", also Verbundschaltung.



Zunächst besteht hier der Vorteil End-T und Stromtreiber ohne Isolationsmaterial auf dem Kühler zu befestigen. Das spart unheimlich Wärmeleitwiderstand. Der Nachteil ist, daß der Kühler Ausgangspotential führt und somit im Ganzen vom Bodenblech isoliert werden muß. Weiterhin ist aber ein Vorteil, daß die Ruhestromkette nur 1.6V betragen wird, da nur eine Vorspanne für

T5(T6) und R7(R8) benötigt wird. Zudem sind End-T und Treiber immer am unteren B Rand leitfähig, was zu einer erweiterten Amplitudenhöhe beiträgt, da die verbrummte Ub der Spannungstreiber nicht wirksam wird. Das heißt, die Endstufe wird nicht bis zur letzten Rille ausgefahren, es bleibt bis zur Sättigung immer eine Reserve stehen. Das tut dem Klirr und dem TIM sehr gut.

R1(R2) sind wieder die Stromgegenkoppler der End-T. Sie können hier auf Werte um 100mR bis 51mR abgesenkt werden. Dieser niedrige Wert erhöht einmal die Ausgangsleistung, zum anderen wird die Ptot dieser R nicht so dermaßen hoch liegen, als wenn 220mR eingesetzt werden.

#2 erstellt: 29. Mrz 2010, 11:08

R3(R4) ist zum einen für die Öffnung des End-T zuständig und gleichzeitig stellt er den Re für T3(T4) dar. Unterhalb der benötigten Ube für T1(T2) fließt der Laststrom über den Treiber, erst wenn der Spannungsabfall über R3(R4) so hoch wird, dass die Ube Schwelle überschritten wird, schaltet T1(T2) zu. Das soll bei ca. 100...120mA passieren. Von daher wird R3(R4) mit 3.9 Ohm bewertet. Der Ruhestrom wird so eingestellt, daß T1(T2) noch nicht oder gerade so leiten. Dazu ist ein Strom von 80...100mA notwendig. Erst wenn der Strom über R3(R4) über 120mA steigt, fällt über R3(R4) mit 3.9R eine Spannung von 470mV ab, welche dann die Ube für T1(T2) bereitstellt. Da der Wert für R3(R4) so klein ist, genügt hier ein normaler 250mW Widerstand.

R5(R6) ist der Vorspanner für die Treiber. Hieran müssen 400mV Ube für T1(T2) abfallen und ca. 600mV Ube für T3(T4), also 1V. Von daher wird dieser R mit 200 Ohm bei 5mA bewertet. Diese 5mA genügen vollkommen als Querstrom für die Basis von T5(T6) und werden über R7(R8), welcher den Re für werden läßt. Hier wird ein Wert von 39 Ohm eingesetzt.

Sollte der Strom über R5(R6) mit 15mA gefahren werden, dann verringert sich der Wert von R7(R8)) auf 15R. ndernfalls erhöht sich der Spannungsabfall über ihm auf ca. 580mV was auch eine Erhöhung der Spannungsabfallkette des Ruhestrom T zur Folge hat.

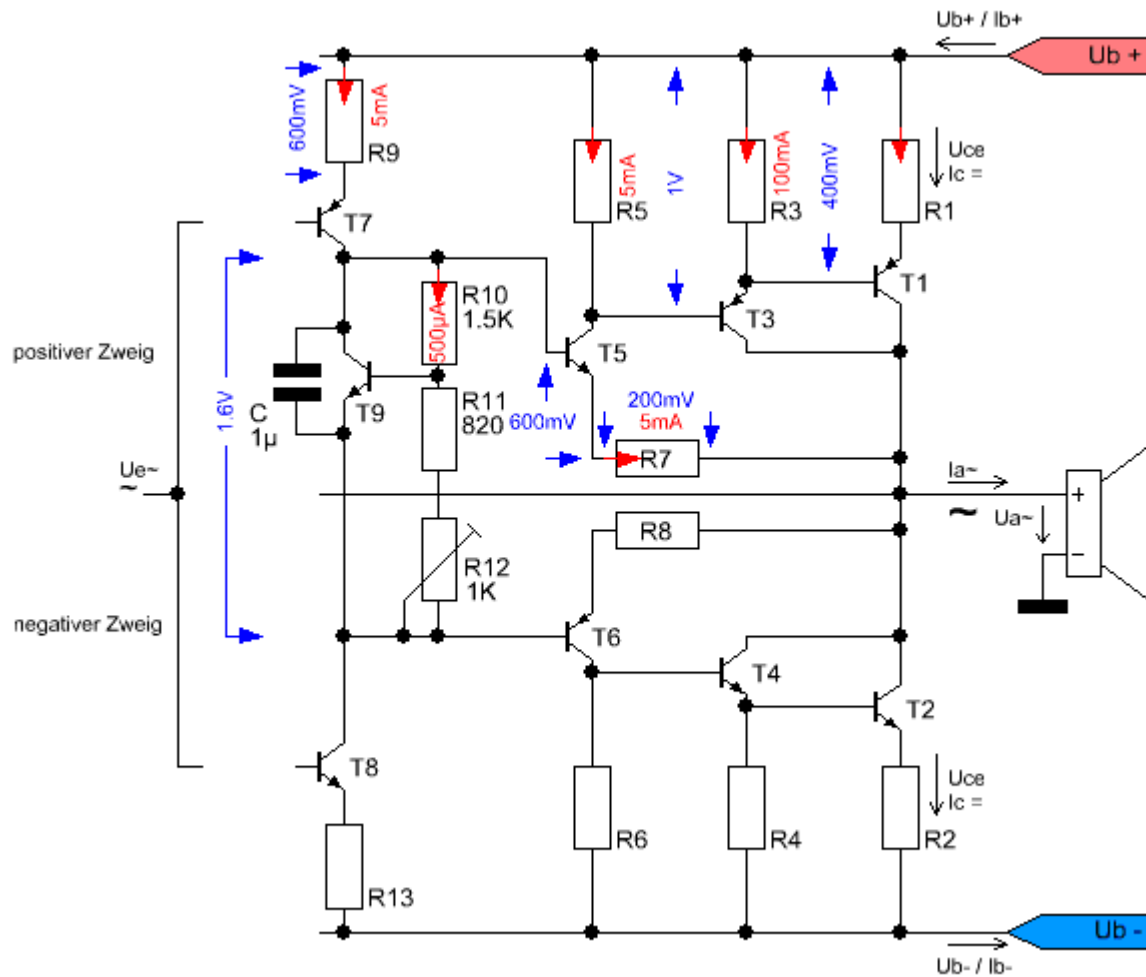
Ein guter Verbund bis 2 x 35V Ub (für Ub`s die darüber liegen, müssen mehrere End-T parallel geschalten werden) stellt sich mit folgenden Transistorkombinationen dar:

T1 = MJ 15025 (MJ 15004)  
T2 = MJ 15024 (MJ 15003)  
T3 = MJE 15031  
T4 = MJE 15030  
T5 = MJE 340  
T6 = MJE 350

Soll es im Bereich der Ft höher gehen (weshalb auch der höhere Querstrom über R5(R6) gedacht ist, kann man mit folgender Kombination der T gute Ergebnisse erzielen:

T1 = 2SA 1295  
T2 = 2SC 3264  
T3 = MJE 15031  
T4 = MJE 15030  
T5 = 2SC 2592  
T6 = 2SA 1112

Es bietet sich nun an, den Spannungsverstärker 2 x aufzubauen und mit 2 Differenzstufen anzufahren.

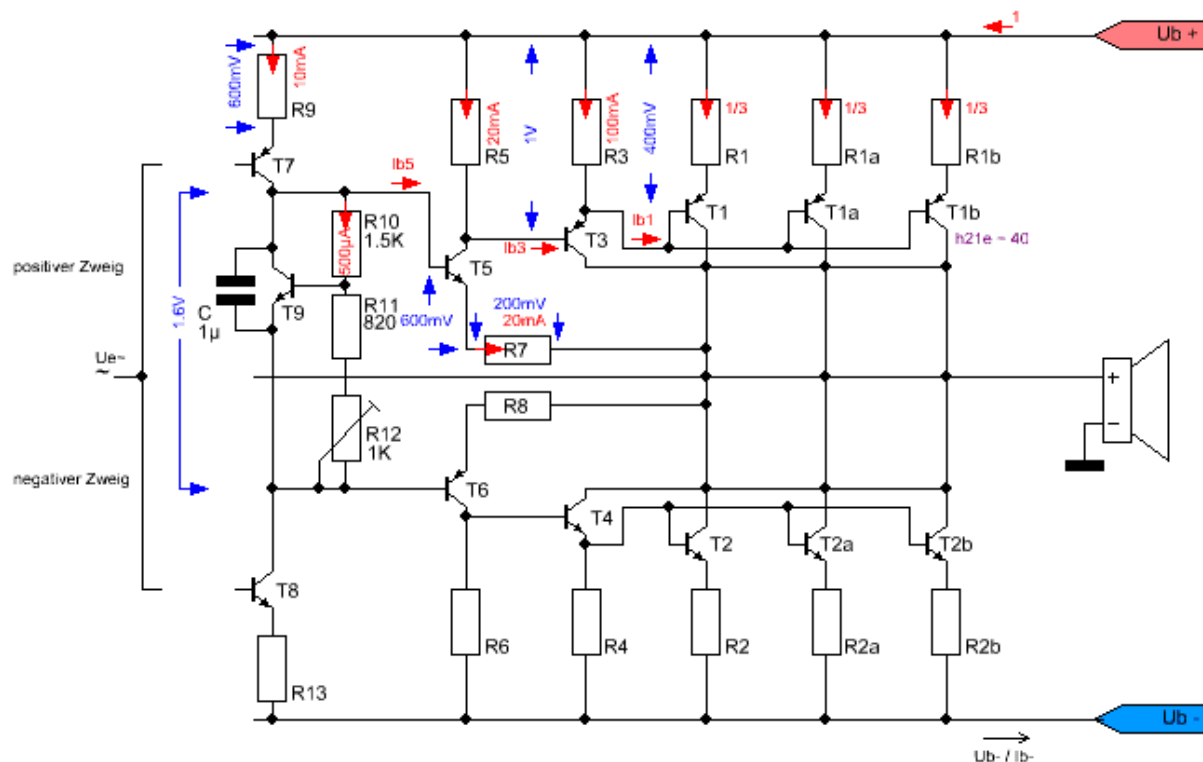


Für den 1. Fall der Bestückung wären hier bei 5mA Querstrom über R9(R13) für T7(T8) 2N 5401 (2N 5551) zu gebrauchen, T9 wird mit einem BD135 versehen.

Für den 2. Fall der T Bestückung kann der Querstrom über R9(R13) auf 20mA erhöht werden und für T7(T8) mit 2SA 1142 (2SC 2682) gearbeitet werden. T9 bleibt auch hier ein BD135.

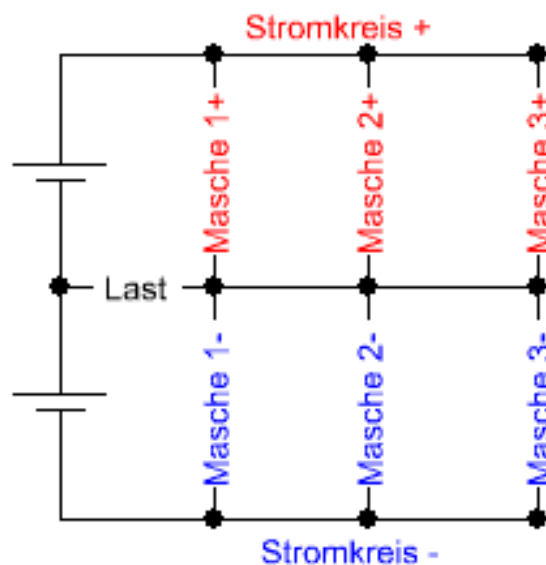
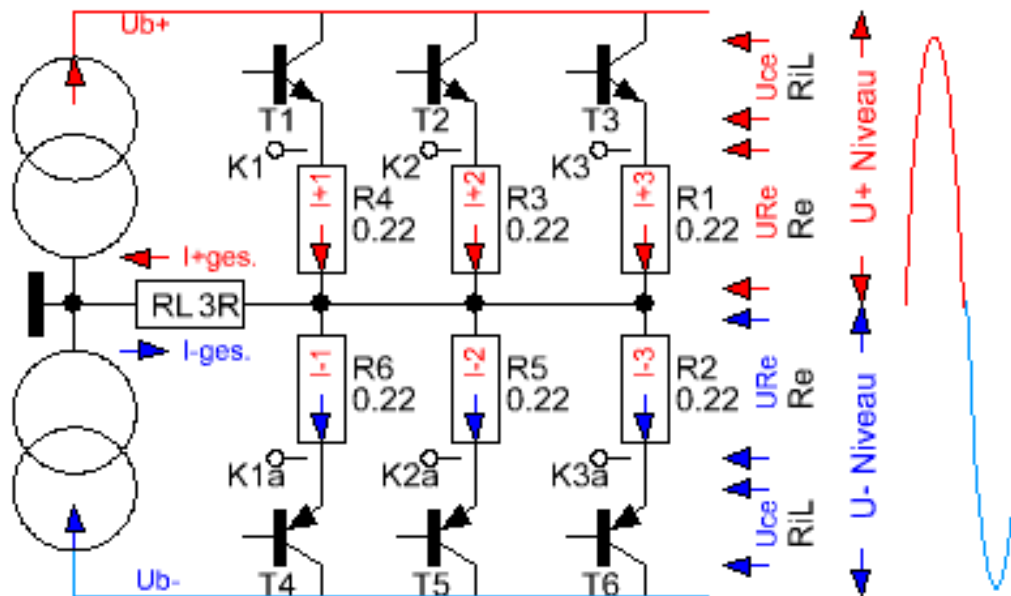
Die Ruhestromkette über R10, R11, R12 sollte im 1. Bsp. bei 500µA liegen und im 2. Bsp genügt ein Strom von ca. 900µA...1mA.

Das Parallelschalten von Transistoren:



Es ist nun so, daß ein Transistor hinsichtlich seiner Stromleitfähigkeit und der damit verbundenen Verlustleistung irgendwann an sein Ende kommt. Eine analoge Vorstellung erhält man, wenn man sich einen Bach vorstellt, dessen Wasser zur Schneeschmelze über das Ufer tritt. Der Bach kann den Wasserstrom einfach nicht mehr bewältigen. Im Gegensatz zum T wird er jedoch das Wasser nach absinken des Zulaufes wieder normal führen - der T ist in dem Fall einfach "durchgebrannt" und tut nicht mehr.

Anbei eine Verdeutlichung der Ströme und Spannungen in einem Maschenbild:



1. Kirchhoffsche Gesetz:  
 $I_{ges} = I_1 + I_2 + I_3$  (usw.)  
 $U = \text{Konstant}$

2. Kirchhoffsche Gesetz:  
 $U_{ges} = U_1 + U_2 + U_3$  (usw.)  
 $I = \text{Konstant}$

Ohmsches Gesetz:  
 1.  $R = U / I$   
 2.  $I = U / R$   
 3.  $U = I \times R$

Bei der Parallelschaltung wird also das 1. Kirchhoffsche Gesetz in Betracht kommen - die Lastströme teilen sich auf die 3 Maschen auf.

Mußte ein T vorher bspw. noch 12A Ics verkraften, sind es bei 3 // T nur noch 4A Ics für jeden.

Nun birgt die Sache allerdings Gefahren und zwar hinsichtlich der Stromverstärkung H21e (h21e) eines jeden

einzelnen T. Differiert dieser h Parameter untereinander zu sehr, dann wird derjenige T, der den größten H21e aufweist, mehr Strom verstärken und fließen lassen, als derjenige T, der einen geringen H21e besitzt. Von daher müssen die verwendeten T auf ihre Stromverstärkung hin ausgemessen werden.

Eine kleine Kompensation übernimmt der Re eines jeden T aber für große Schwankungen genügt dieser Spannungsabfall dann einfach nicht mehr, denn wir haben hier nur kleine Werte.

Ausmessen kann man T`s mit einem hfe Tester, den man mit geringen Mitteln auch selber bauen kann. Dazu gibt es im Netz Schaltungsbeispiele. Allerdings ist die Trefferquote nicht sonderlich hoch. Man kann im Mittel von 3 aus 10 ausgehen, wobei der H21e nicht einen kompletten Gleichwert ausgelegt sein muß. Hat ein T einen H21e von 40, so darf ein andere T schon 43, bzw 37 aufweisen. Größer sollten die Schwankungen allerdings nicht sein.

Eine weitere Gefahr birgt der h21e bei hohen Frequenzen. Man wählt daher T`s aus, deren Ft (Transitfrequenz) von Hause aus hoch liegt (Mhz Bereich). Dadurch wird von vornherein unterbunden, daß der h21e schon bei 200...300Khz zu weit auseinanderläuft und die Nutzfrequenz bis 50Khz vom h21e Einbruch verschont bleibt.

Weiterhin ist es sehr wichtig alle T`s unmittelbar nebeneinander auf den Kühler zu bringen. Damit wird die gleichmäßige Erwärmung gewährleistet.