

Audio-Endstufen

Zusammenfassung

Viele Audio-Endstufen weisen die gleiche Schaltungstopologie auf wie Operations-Verstärker. Der wesentliche Unterschied ist, dass die Ströme und Leistungen rund 1000-mal grösser sind.

Dieser Text erläutert Schaltungsprinzip und Funktionsweise, diskutiert eine praktisch bewährte Schaltung von Rod Elliott <http://sound.westhost.com/project3a.htm> (<http://sound.westhost.com/>) und gibt Hinweise zu möglichen Schaltungs-Varianten.

Es folgen Erläuterungen zur Unterdrückung der Schwingneigung und zum Schutz von Endstufe und Lautsprecher.

Im Anhang werden das systematische Vorgehen bei der Inbetriebnahme, die Dimensionierung von Netzteil und Spannungsversorgung, sowie prinzipielle Möglichkeiten zur Leistungssteigerung beschrieben.

Die Darlegungen werden mit Zahlenbeispielen und praktischen Laborübungen vertieft.

Hinweis für Bastler

Bis ca. 60W Sinus-Leistung empfehle ich fertige Bausteine zu kaufen.

Vorausgesetztes Vorwissen

Operations-Verstärker (Grundsaltungen, Funktionsweise, interne Schaltungsaufbau) <http://de.wikipedia.org/wiki/Operationsverstärker> sowie Transistor-Verstärker-Schaltungen <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/TransistorVerstaerker/TransistorVerstaerker.pdf>

Labor-Übung im Hochschul-Unterricht

Zeitbedarf: ca. 8 Lektionen: Theorie (3 L.), Übungen (2 L.), Aufbau und -Test (3 L.)

Material, üblicherweise im Labor vorhanden: OpAmps, Transistoren, Potis, Rs, Cs, Instrumente

Spezial-Material organisieren: Komplementäre Leistungstransistoren auf Kühlblech, Leistungswiderstände (zum Testen ohne Lautsprecher), Lautsprecher-Boxen, 3.5mmKlinken-Bananen-Adapter, MP3- oder CD-Player (von Studierenden mitgebracht)

Original-URL: <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/AudioEndstufen/AudioEndstufen.pdf>

Zu den besprochenen Schaltungen finden sie die Simulationsdateien für **LTspice** (Dateiendung **.asc** , Voreinstellung für Diagramme **.plt**), **TINA** (Dateiendung **.tsc**) und **Matlab** (Dateiendung **.m**) in diesem Ordner <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/AudioEndstufen/>

© Hanspeter Hochreutener, hhrt@zhaw.ch , 7. Dezember 2015

Zentrum für Signalverarbeitung und Nachrichtentechnik, <http://zsn.zhaw.ch/>

School of Engineering <http://www.engineering.zhaw.ch/>

Zürcher Hochschule für angewandte Wissenschaften <http://www.zhaw.ch/>

Inhaltsverzeichnis

1. Schaltungs-Prinzip	3
2. Schaltungs-Entwurf und -Varianten	4
2.1. Stromverstärker.....	4
2.2. Spannungsverstärker	6
2.3. Differenzverstärker	7
2.4. Gegenkopplung.....	8
2.5. Schwingneigung unterdrücken	8
2.6. Schutz von Endstufe und Lautsprecher	10
3. Labor-Übung	14
4. Anhang.....	15
4.1. Inbetriebnahme und Tests.....	15
4.2. Netzteil, Spannungsversorgung.....	16
4.3. Leistungs-Steigerung	17
4.4. Matlab-Skript für Foldback-Strombegrenzung	18
4.5. Leistungs-Verstärker-Klassen	19
4.6. Lernziele	21

Verluste minimieren

Spannungen über 50Vac oder 120Vdc gelten als lebensgefährlich.

Und schon viel tiefere Spannungen können zu Folgeunfällen durch elektrischen Schlag führen.

- Netzanschlüsse und Netzteile immer sofort isolieren.
- Fehlerstrom-Schutzschalter (FI-Schutz) verwenden.
- Anwesenheit einer anderen Person, welche die Stromzufuhr unterbrechen kann.
- Schaltung zuerst mit Versorgungsspannungen deutlich unter 120Vdc ($= \pm 60\text{Vdc}$) testen.
- Sieb-Elkos über einen Leistungs-Widerstand (ca. 10 .. 100 Ω) entladen.

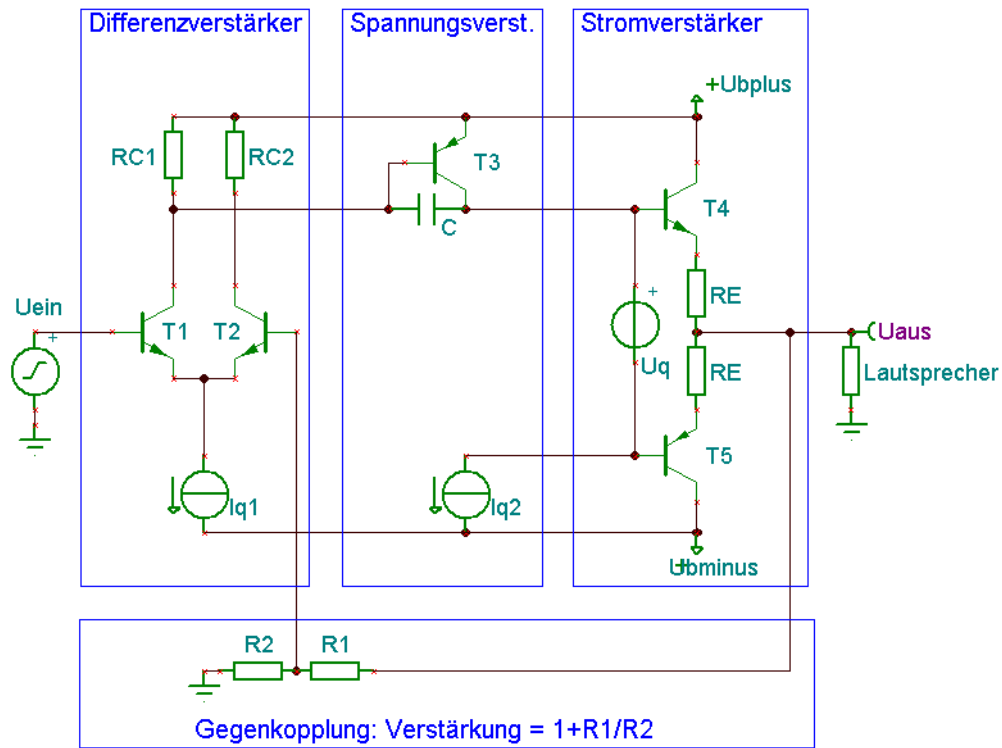
Ein lauter Knall kann das Gehör schädigen.

Audio-Endstufen geben Leistung an einen Lautsprecher ab. Defekte Audio-Endstufen geben entweder keine oder sehr viel Leistung an den Lautsprecher ab.

- Endstufen zuerst mit Leistungs-Widerständen anstelle des Lautsprechers austesten.
- Anfangs mit reduzierter Versorgungs-Spannung und somit begrenzter Leistung testen.
- Gehörschutz verwenden, da man beim Arbeiten nahe beim Lautsprecher ist.

1. Schaltungs-Prinzip

Viele Audio-Endstufen weisen die gleiche Schaltungstopologie auf wie **Operations-Verstärker**. Der wesentliche Unterschied ist, dass die Ströme und Leistungen rund 1000-mal grösser sind.



Der **Differenzverstärker** ist im Gegenkopplungspfad eingebunden und vergleicht den Sollwert ($= U_{\text{ein}}$) am nicht-invertierenden Eingang mit dem Istwert ($= U_{\text{aus}} \cdot R2 / (R1 + R2)$) am invertierenden Eingang. Die Stromquelle garantiert hohe Common-Mode- und Power-Supply-Rejection-Ratios.

Der **Spannungsverstärker** muss die, für ein gutes Regelverhalten, geforderte hohe Signalverstärkung (ca. 1000-fach) liefern. Eine höhere Verstärkungsreserve verkleinert den Klirrfaktor, weil via Gegenkopplung der Einfluss der nicht-linearen Kennlinien der Transistoren verkleinert wird. Meist wird dazu die Emitter-Schaltung mit einer Stromquelle oder einer ähnlich wirkenden Bootstrap-Schaltung anstelle des Collector-Widerstandes gewählt. Der Kondensator reduziert die Verstärkung bei hohen Frequenzen und macht die gegengekoppelte Schaltung stabil.

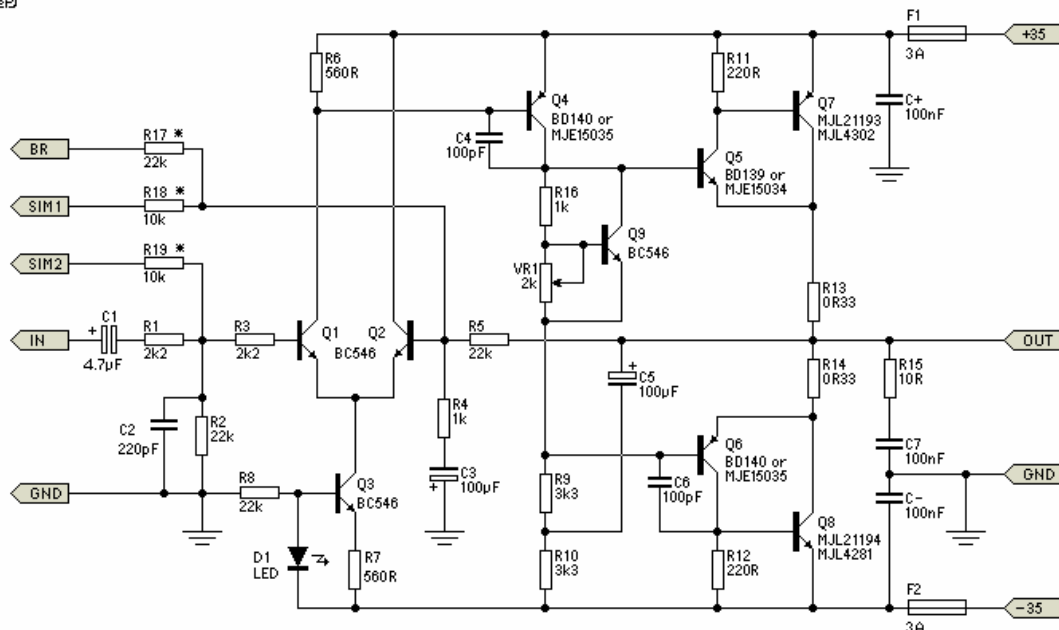
Der **Stromverstärker** muss genügend Strom für den Lautsprecher liefern. Meist wird ein komplementäres Leistungs-Transistorpaar (auf Kühlkörpern) als Emitter-Folger (= Collector-Schaltung) mit Spannungsverstärkung ≈ 1 und Stromverstärkung ≈ 100 eingesetzt. Jeder Transistor übernimmt nur eine Polarität des Stromflusses, wodurch der Wirkungsgrad hoch wird. Die Spannungsquelle zwischen den Basisanschlüssen kompensiert die Basis-Emitter-Spannungen derart, dass ohne Signal ein kleiner Ruhestrom durch die Leistungs-Transistoren fließt. Bei kleinen Signalamplituden leiten somit beide Transistoren ein wenig und der Wechsel von einer Polarität zur anderen geschieht kontinuierlich. Das verbessert, vor allem bei kleinen Signalamplituden, den Klirrfaktor.

Die **Gegenkopplung** führt das, mit dem Spannungsteiler abgeschwächte, Ausgangssignal auf den invertierenden Eingang des Differenzverstärkers zurück. Wenn die Verstärkung hoch ist, wird die Spannungsdifferenz zwischen invertierendem und nicht-invertierendem Eingang klein und es gilt: $U_{\text{aus}} \cdot R2 / (R1 + R2) \approx U_{\text{ein}}$ resp. $U_{\text{aus}} / U_{\text{ein}} \approx (R1 + R2) / R2 = 1 + R1/R2$. Die Spannungsverstärkung $U_{\text{aus}} / U_{\text{ein}}$ lässt sich somit, wie bei der nicht-invertierenden Operations-Verstärker-Schaltung, durch die beiden **Widerstände R1 und R2** einstellen.

2. Schaltungs-Entwurf und -Varianten

In diesem Kapitel wird von einer **bewährten Audio-Endstufe** ausgegangen. Die Schaltung und deren Dimensionierung werden besprochen. Anschliessend werden Varianten vorgestellt.

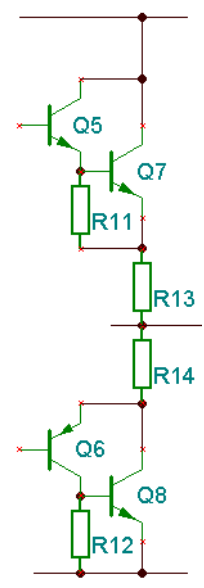
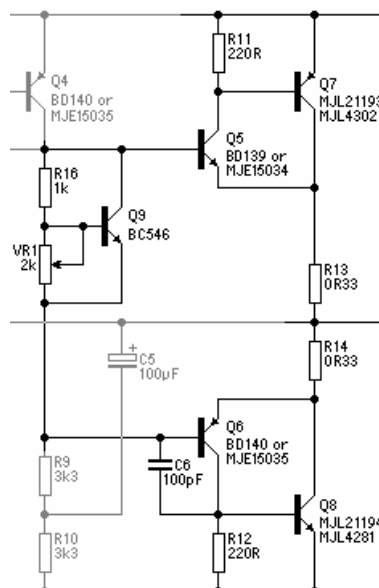
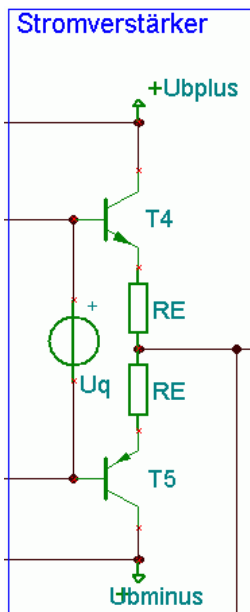
ESP



Diese Audio-Endstufe wurde durch Rod Elliott <http://sound.westhost.com/> entwickelt. Die Beschreibung dieser Schaltung finden sie unter <http://sound.westhost.com/project3a.htm>. Vielen Dank, Rod, für die Erlaubnis, dieses Beispiel verwenden zu dürfen.

2.1. Stromverstärker

Die vorliegende Schaltung ist eine **Klasse-AB-Endstufe**. Eine Übersicht über die Leistungs-Verstärker-Klassen befindet sich im Anhang.



Links ist das Schaltungs-Prinzip dargestellt, in der Mitte der entsprechende Ausschnitt aus dem erwähnten Schema, rechts eine Variante mit zwei gleichen npn-Leistungs-Transistoren.

2.1.1. Funktionsweise

Der **Emitterfolger** T4 wurde mit der Darlington-Schaltung Q5, Q7 und R11 realisiert. Dank der hohen Stromverstärkung (> 1000) reichen die kleinen Ströme des Spannungsverstärker auch für grosse Ausgangsströme. R11 leitet, thermisch bedingte, Leckströme ab und verschiebt den Arbeitspunkt in einen lineareren Bereich.

Gegenüber der, rechts oben gezeichneten, klassischen **Darlington-Schaltung** mit zwei npn-Transistoren ($U_{BE} = 1.4V$) hat jene im mittleren Schema den Vorteil, dass der Spannungsabfall nur 0.7V beträgt.

Für höhere Leistungen können für Q7 und Q8 mehrere Transistoren parallel geschaltet werden. Weil Bipolar-Transistoren einen negativen Temperatur-Koeffizienten aufweisen, muss für jeden **Transistor ein separater Emitter-Widerstand** R13 resp. R14 vorgesehen werden.

R13 und R14 bilden eine **Emitterstrom-Gegenkopplung**. Sie wirken stabilisierend auf Arbeitspunkt und Ruhestrom, sowie linearisierend auf das Signal.

Die Spannungsquelle, gebildet aus Q9, R16 und VR1, dient dazu den Spannungsabfall an den Basis-Emitter-Dioden von Q5 und Q6 zu kompensieren. Die Spannung ist **proportional zur Basis-Emitter-Spannung** von Q9. Da die Basis-Emitter-Spannungen aller Transistoren sich gleich verhalten, kann der **Temperatur-Einfluss kompensiert** werden, wenn Q9 im thermischen Kontakt mit Q5 oder Q6 montiert wird. Mit dem Potentiometer VR1, wird der **Ruhestrom** durch Q7, R13, R14 und Q8 auf **ca. 1% des Maximal-Stromes** eingestellt.

Mit dem Kondensator C6 wird der Frequenzgang der Endstufen-Transistoren angeglichen.

2.1.2. Dimensionierung

Spannung, Strom und Verlustleistung sind die wichtigsten Transistor-Auswahl-Kriterien:

1. Gewünschte Sinus-Ausgangsleistung P_{sinus} und Lautsprecher-Impedanz R wählen, je 20% Zuschlag für Transistor-Spannungsabfall und Netzteil-Brummen vorsehen und daraus die Betriebsspannung und die Transistor-Sperrspannung berechnen:
 $U_{\text{aus,eff}} = \sqrt{(P_{\text{sinus}} \cdot R)} \Rightarrow \hat{U}_{\text{aus}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{aus,eff}} \Rightarrow \mathbf{U_b = \pm \hat{U}_{\text{aus}} \cdot 1.2 \cdot 1.2 \approx \pm 2 \cdot \sqrt{(P_{\text{sinus}} \cdot R)}}$
2. Maximale Transistor-Sperrspannung berechnen:
 $U_{\text{transistor}} \approx 3 \cdot U_b$ (50% Sicherheitsmarge wegen induktiver Last)
3. Maximalen Transistor-Durchlass-Strom berechnen:
 $I_{\text{transistor,Max}} = \sqrt{2 \cdot \sqrt{(P_{\text{sinus}} / R)}} \approx \pm 1.4 \cdot \sqrt{(P_{\text{sinus}} / R)}$
4. Verlust-Leistung der Transistoren bestimmen (für ein Sinus-Ausgangssignal)
 $P_v = 1/T \cdot \int U \cdot I \cdot dt$ $U, I \text{ und } P \text{ am Transistor}$
 $P_v = 1/T \cdot \int (U_b - U_{\text{aus}}) \cdot (U_{\text{aus}} / R) \cdot dt$
 $P_v = 1/(2 \cdot \pi) \cdot \int (U_b - A \cdot \sin(\alpha)) \cdot A \cdot \sin(\alpha) / R \cdot d\alpha$ Grenzen 0 und π , weil T. nur $\frac{1}{2}$ Periode leitet
 $P_v = A/(2 \cdot \pi \cdot R) \cdot \int (U_b \cdot \sin(\alpha) - A \cdot \sin^2(\alpha)) \cdot d\alpha = A/(2 \cdot \pi \cdot R) \cdot [-U_b \cdot \cos(\alpha) - A \cdot (\alpha/2 - 1/4 \cdot \sin(2 \cdot \alpha))]$
 $P_v = A/(2 \cdot \pi \cdot R) \cdot [2 \cdot U_b - A \cdot \pi/2] = 1/R \cdot [A \cdot U_b / \pi - A^2/4]$
Berechnen für welche Amplitude A die Verlustleistung P_v maximal wird:
 $P_v/dA = 1/R \cdot [U_b/\pi - A/2] = 0$ $\Rightarrow A = U_b \cdot 2/\pi = U_b \cdot 0.64$
 $P_{v,Max} = 1/R \cdot [2 \cdot U_b^2/\pi^2 - U_b^2/\pi^2] = U_b^2/R/\pi^2 \approx 0.1 \cdot U_b^2/R$ pro Transistor

Ab ca. 3W Verlustleistung müssen die Transistoren gekühlt werden. Hinweise dazu, siehe <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK1/LeistungsFETundIGBT/LeistungsFETundIGBT.pdf> Kapitel 5.

Emitterstrom-Gegenkopplungs-Widerstände $\approx 10\%$ der Lautsprecher-Impedanz wählen.

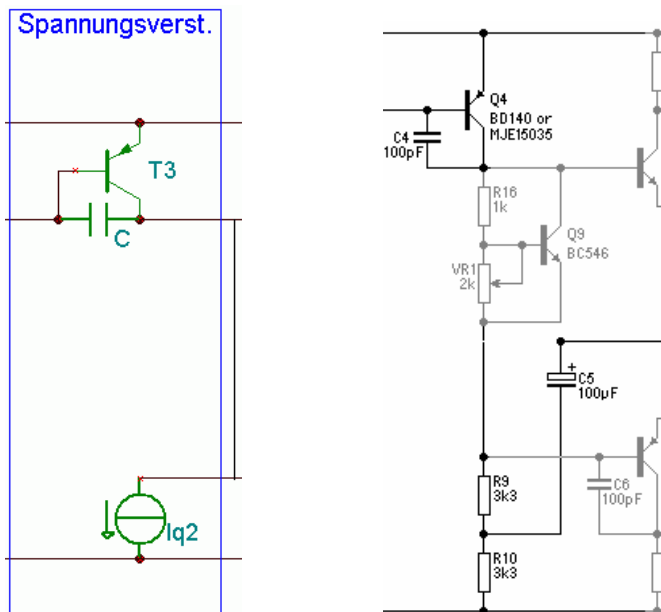
Mit dem Potentiometer den **Ruhestrom auf ca. 1% des Maximalstromes** einstellen. Bei der **ersten Inbetriebnahme** das Potentiometer auf Ruhestrom = 0 stellen. Potentiometer **mit (Nagel-) Lack fixieren**, um Verstellen durch Vibration zu verhindern. Den Basis-Vorspannungs-Transistor im **thermischen Kontakt** mit den Leistungs-Transistoren montieren.

2.1.3. Varianten

Wenn man **zwei gleiche npn-Leistungs-Transistoren** verwenden will, nimmt man (Schema rechts) für den oberen Emitterfolger zwei npn-Transistoren und für den unteren Emitterfolger die Kombination aus je einem pnp- und npn-Transistor.

Statt Darlington-Transistoren kann man **FETs** verwenden, welche stromlos angesteuert werden. Weil FETs eine Steuerspannung U_{GS} von bis zu 10V benötigen, bis sie voll leiten, sollte man keine Sourcefolger verwenden, weil die Verluste durch Spannungsabfall U_{DS} gross werden. Mit der in http://www.zhaw.ch/~hhr/EK2/AudioEndstufen/Verstaerker_AB_2006_07_08.pdf verwendeten Sourceschaltung kann der Ausgang bis auf wenige Volt an die Speisespannungen geschaltet werden. Die Schaltung kommt, für einen 100W-Verstärker, mit relativ wenigen Bauteilen aus.

2.2. Spannungsverstärker



2.2.1. Funktionsweise

Die Emitterschaltung mit dem Transistor Q4 hat eine **hohe Spannungsverstärkung**. Die Verstärkung wird zusätzlich angehoben durch den Einsatz einer „**Stromquelle**“ anstelle des Collector-Widerstandes.

Die „Stromquelle“ wird durch die **Bootstrap**-Schaltung C5 und R9 gebildet. Ohne Signal ist der Collector von Q4 ungefähr auf Ground-Potential. In der Mitte zwischen R9 und R10 ist das Potential die Hälfte der negativen Speisespannung. Der Kondensator C5 wird so gross gewählt, dass die Grenzfrequenz $f_g = 1/(2\pi \cdot R_{10} \cdot C_5)$ weit unter 20Hz liegt. Für Audio-Signale kann die Spannung an C5 deshalb als konstant angenommen werden. Der Kondensator C5 ist am Verstärker-Ausgang angeschlossen. Weil die Leistungs-Transistoren als Emitterfolger mit Verstärkung ≈ 1 arbeiten, ist die Spannung am oberen Anschluss von C5 fast gleich wie jene am Collector von Q4. Die Spannung am Widerstand R9 ist damit praktisch gleich wie jene an C5 und darum auch konstant. Es fliesst somit ein **beinahe konstanter Strom durch R9**.

Der **Kondensator C4 reduziert die Verstärkung für hohe Frequenzen** ($\sim$ Miller-Kapazität) und garantiert, dass der Verstärker stabil ist. Ohne C4 ist die Gefahr gross, dass der Verstärker im MHz-Bereich schwingt und als Störsender wirkt.

2.2.2. Dimensionierung

Utransistor $\approx 3 \cdot U_b$ für höhere Ausgangs-Leistungen können darum keine Standard-Transistoren ($U_{CE} \text{ ca. } 30V$) eingesetzt werden.

Die **Stromquelle** I_{q2} (= Querstrom durch den Spannungsverstärker) muss immer grösser sein, als der benötigte Basisstrom der Leistungs-Transistoren. Massgebend ist der maximale Ausgangsstrom und die minimale Stromverstärkung (Datenblatt): $I_{q2} \approx I_{\text{transistor}_{\text{Max}}} / \beta_{\text{Min}}$
In der Bootstrap-Schaltung gilt für den Strom: $I_{q2} = U_b / (R_9 + R_{10}) \Rightarrow R_9 = R_{10} = U_b / (2 \cdot I_{q2})$

Bootstrap-Kondensator C5 mit Grenzfrequenz $f_g \approx 1\text{Hz}$: $C_5 = 1 / (2\pi \cdot f_g \cdot R_{10})$

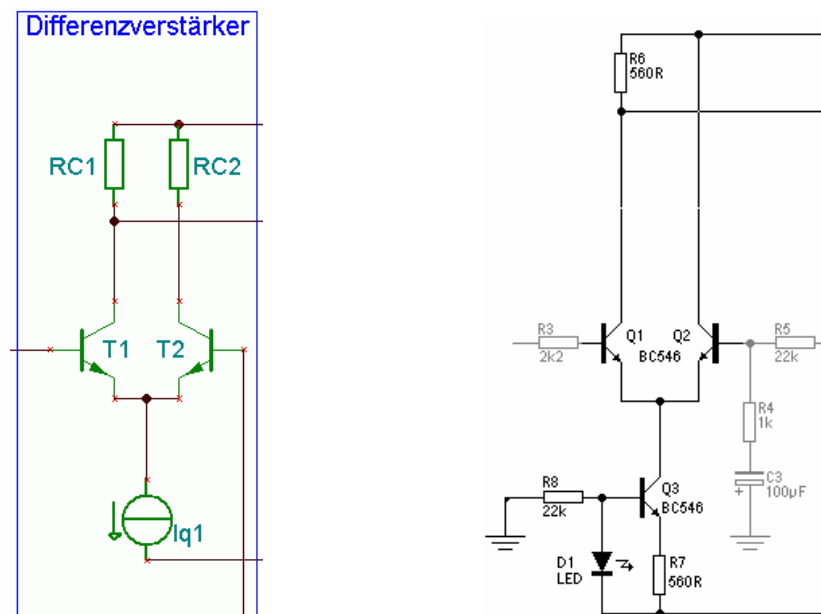
Frequenzgang-Kondensator C4 mit Grenzfrequenz $f_g \approx 100\text{kHz}$: $C_4 = I_{q2} / (2\pi \cdot f_g \cdot U_b)$

2.2.3. Varianten

Anstelle der Bootstrap-Schaltung kann eine Transistor-Stromquelle verwendet werden.

Spannungsverstärker und Differenzverstärker kann man durch eine dafür entwickelte integrierte Schaltung ersetzen. Der **LM4702** ist ein speziell für diesen Zweck entwickelter Operations-Verstärker: Darlington-Transistoren können bis $\pm 80V$ direkt angesteuert werden.

2.3. Differenzverstärker



2.3.1. Funktionsweise

Der Differenzverstärker bildet die Differenz zwischen dem Eingangs- und dem abgeschwächten Ausgangs-Signal. Der Verstärker regelt so lange nach, bis die **Differenzspannung** ≈ 0 wird.

Die **Stromquelle**, gebildet aus Q3, R7, D1 und R8, unterdrückt den Einfluss von Speisespannungs-Schwankungen (**PSRR**). Die unvermeidliche Brummspannung auf den Sieb-Eikos des Netzgerätes erscheint darum nicht am Ausgang.

2.3.2. Dimensionierung

Utransistor $\approx 3 \cdot U_b$ für höhere Ausgangs-Leistungen also keine Standard-Transistoren!

Die **Stromquelle** I_{q1} muss den Basisstrom des Spannungs-Verstärker-Transistors liefern. Man wählt $I_{q1} > 4 \cdot I_{q2} / \beta_{\text{Min}}$ und $I_{q1} > 1\text{mA}$ (damit die Schaltung nicht zu stöempfindlich wird)

Collector-Widerstand $R_6 \approx 0.7V / (I_{q1} / 4)$ weil $U_{BE} \approx 0.7V$ und $I_{R6} \approx I_{q1} / 4$

2.3.3. Varianten

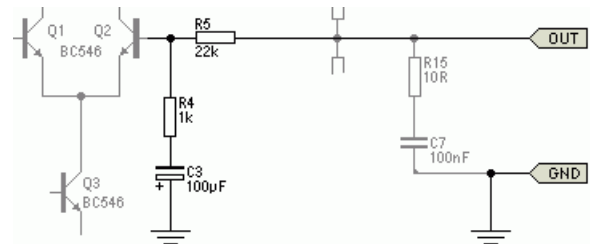
Für den Differenz- und den Spannungs-Verstärker kann (wie oben beim Spannungs-Verstärker erwähnt) ein spezieller Operations-Verstärker verwendet werden.

In http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/AudioEndstufen/Verstaerker_AB_2006_07_08.pdf wurde als Differenzverstärker ein Operations-Verstärker mit $\pm 15V$ verwendet, welcher einen Transistor-Pegelwandler für die höhere Betriebsspannung ansteuert.

2.4. Gegenkopplung



Gegenkopplung: Verstärkung = $1 + R1/R2$

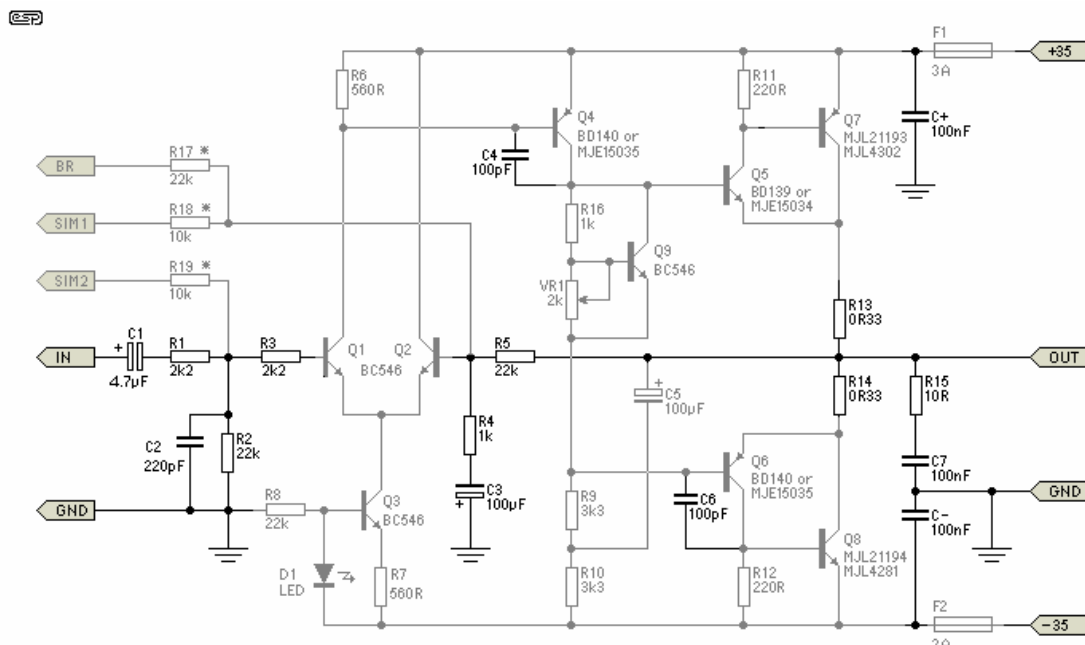


Über den Spannungsteiler R5 und R4 wird ein Teil des Ausgangs-Signals zum invertierenden Eingang des Differenzverstärkers zurückgeführt. Weil die open-loop-Verstärkung gross ist, berechnet sich die **Verstärkung, wie bei der nicht-invertierenden Operations-Verstärker-Schaltung, zu $U_{aus}/U_{ein} = 1 + R5/R4$.**

Der Kondensator C3 wirkt für die Audio-Signale wie ein Kurzschluss und beeinflusst die Signal-Verstärkung nicht, weil die Grenzfrequenz $f_g = 1/(2\pi \cdot R4 \cdot C3)$ deutlich unter 20Hz liegt. Für den Gleichspannungs-Offset des Differenzverstärkers wirkt C3 wie ein Unterbruch und der für Lautsprecher schädliche **Offset wird nicht verstärkt.**

2.5. Schwingneigung unterdrücken

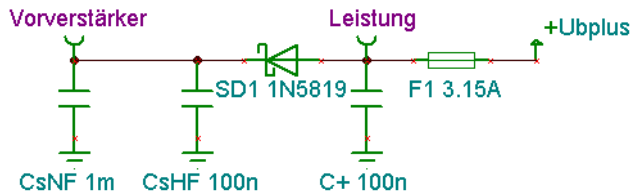
Verschiedene Massnahmen sind nötig, damit der Verstärker nicht im MHz-Bereich schwingt.



2.5.1. Speisespannungen und Leitungsführung

C+ und C- blocken hochfrequente Transienten auf den Speisungen. Es werden **100nF keramische Kondensatoren** in unmittelbarer Nähe der Leistungstransistoren eingesetzt.

Speisungen der Vorverstärker (Differenz- und Spannungsverstärker) zusätzlich sieben ist vorteilhaft (unten gezeichnet für die positive Speisung), weil der Ripple auf der Speisespannung bei hohen Leistungen beträchtlich ist. Die Schottky-Diode SD1 entkoppelt die Speisung der Vorverstärker von den Leistungs-Transistoren. Ein Elektrolyt-Kondensator CsNF ($\approx 100..1000\mu\text{F}$) reduziert den Ripple und ein dazu parallel geschalteter keramischer Kondensator CsHF ($\approx 100\text{nF}$) blockt schädliche HF-Transienten. Meist setzt man die Ripple-Spannung $U_{\text{ripple}} \approx 1\text{Vpp}$ fest und berechnet (für 50Hz-Brückengleichrichter) und bekanntem Stromverbrauch der Vorverstärker den Kondensator **$C_{\text{SNF}} = I_{\text{vorverstärker}} / U_{\text{ripple}} / 100\text{Hz}$** .



Print-Layout und Leitungsführung sind enorm wichtig. Insbesondere die **Ground-Leitungen müssen separat bis zum Sternpunkt** geführt werden. Der Lautsprecher-Ground und die Ground-Anschlüsse der Sieb- und Blockkondensatoren, welche hohe Ströme führen, müssen direkt bei der Speisung angeschlossen werden und dürfen keinen gemeinsamen Leiterabschnitt mit dem Signal- oder Vorverstärker-Ground aufweisen, weil durch den ohmschen Spannungsabfall im schlimmsten Fall die Schaltung zu schwingen beginnt.

Für die Signal-Leitungen müssen **abgeschirmte** Kabel verwendet werden.

2.5.2. Tiefpässe (= Hochfrequenz dämpfen) $f_g \approx 100\text{kHz} \gg 20\text{kHz}$

C4 **reduziert die Verstärkung bei hohen Frequenzen**. Damit die Schaltung stabil ist, muss die open-loop-Verstärkung auf unter 1 gesunken sein, wo der Phasengang -180° erreicht (phase margin). Ein praktischer Ansatz ist oben beim Spannungsverstärker beschrieben.

Lautsprecher verhalten sich wie RL-Glieder und weisen bei hohen Frequenzen eine hohe induktive Impedanz auf. Um allfällige **HF-Schwingungen wirksam zu dämpfen**, wird das RC-Glied R15-C7 eingesetzt. R15 wird etwa so gross wie die Lautsprecher-Impedanz gewählt. C7 berechnet sich zu **$C7 = 1/(2\pi \cdot f_g \cdot R15)$** .

Der **Tiefpass C2-R1** schliesst auf die Leitung **eingekoppelte Radio- und Funkwellen** kurz. Ohne C1 würden Signale starker AM-Sender in der Basis-Emitter-Diode von Q1 demoduliert.

R3 bildet zusammen mit der Miller-Kapazität von Q1 ebenfalls einen Tiefpass gegen eingekoppelte HF-Signale. Der optimale Widerstandswert kann nur experimentell durch Ausmessen der Schrittantwort bestimmt werden. Oft kann er auch ganz entfallen.

Mit dem Spannungsteiler R5-R4 wird in erster Linie die closed-loop-Signal-Verstärkung eingestellt. Hohe Verstärkung (= kleinere Verstärkungsreserve) verbessert die Stabilität, aber verschlechtert den Klirrfaktor. Es wäre hier **total falsch einen Kondensator parallel zu R5 (= grössere Verstärkungsreserve) oder R4 (= zusätzliche Phasenverzögerung)** zu schalten.

2.5.3. Hochpässe (= DC-Entkopplung) $f_g \approx 5\text{Hz} \ll 20\text{Hz}$

Der Hochpass C1-R2 **blockt Gleichspannungen** im Eingangssignal, damit der Lautsprecher ein reines Wechsignal erhält. Wahl von **$R2 = R5$** garantiert, dass die Basisströme keinen zusätzlichen Offset-Fehler verursachen => **$C1 = 1/(2\pi \cdot f_g \cdot R2)$** .

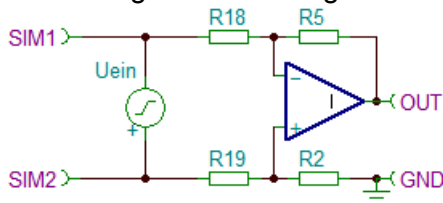
Der Kondensator C3 verhindert, dass der **Offset** verstärkt wird => **$C3 = 1/(2\pi \cdot f_g \cdot R4)$**

Manchmal wird der **Lautsprecher über einen Kondensator** DC-entkoppelt angeschlossen. Vorteil: sicher keine Gleichspannung am Lautsprecher. Nachteil: teure Elkos notwendig (zwei 4700 μ F-Elkos gegensinnig gepolt in Serie).

2.5.4. Signale und Schaltung symmetrieren

C6 „verlangsamt“ den npn-Transistor Q8, damit er sich gleich verhält wie der pnp-Transistor Q7. Der richtige Wert kann nur experimentell durch Vergleichen der positiven und negativen Schrittantwort ermittelt werden.

Statt am **IN-Eingang ein unipolares Signal** einzuspeisen, kann man in der Schaltung von Rod Elliott ein **symmetrisches Signal zwischen SIM1 und SIM2** anschliessen. Die Schaltung ist nun (wie unten schematisch gezeigt) ein Differenzverstärker, welcher gegen ins Kabel eingekoppelte elektro-magnetische Störungen sowie Erdschleifen (ground loop) unempfindlich ist. Die Signalverstärkung berechnet sich zu $v_u = \text{OUT}/(\text{SIM2}-\text{SIM1}) = R5/R18 = R2/R19 = 2.2$.



Man kann den ganzen **Verstärker symmetrisch aufbauen** (mit Stromspiegeln und Differenzverstärkern). Der grössere Schaltungsaufwand kann die Linearität verbessern.

2.6. Schutz von Endstufe und Lautsprecher

Eine Bemerkung vorneweg: Sicherungen schützen weder die Leistungs-Transistoren noch die Lautsprecher, da sie viel zu träge auslösen. Trotzdem sind Sicherungen empfehlenswert, nämlich um den Transformator zu schützen und um das Brandrisiko zu senken.

Eine Schutzschaltung muss deshalb elektronisch arbeiten, damit im Fehlerfall Strom und Spannung augenblicklich auf ungefährliche Werte reduziert werden.

2.6.1. DC-Offset kilt den Lautsprecher leise und stinkend

Die Spule des Lautsprechers befindet sich im engen Luftspalt eines Permanentmagneten.

Wenn ein Wechselstrom durch die Spule fliesst, bewegt sie sich, erzeugt dabei einen starken Luftstrom im Spalt und die Spule wird gut gekühlt.

Wenn ein Gleichstrom durch die Spule fliesst, gibt es keinen Luftstrom und die Lautsprecherspule wird so heiss, dass die Drahtisolation stinkend und rauchend schmilzt. DC-Ruhestrom durch den Lautsprecher muss unbedingt vermieden werden.

Eine **Sicherung** in der Lautsprecherleitung oder eine **Strombegrenzung** am Verstärker-Ausgang **ist unwirksam**, da bereits Gleichströme von wenigen % des zulässigen Wechselstromes den Lautsprecher zerstören können, weil die Kühlung versagt.

Sicher vermeiden lässt sich der DC-Ruhestrom durch einen **Kondensator** (zwei 4700 μ F-Elkos gegensinnig gepolt in Serie) in Serie zum Lautsprecher, was grosse Elektrolyt-Kondensatoren erfordert und entsprechend teuer ist.

Meist wird die Gleichspannung (= Offset) am Verstärker-Ausgang **durch Gegenkopplung auf ca. 100mV begrenzt**. Bei einem Defekt im Verstärker ist die Wahrscheinlichkeit allerdings gross, dass am Ausgang eine grosse Gleichspannung anliegt und der Lautsprecher mit in den Tod gerissen wird.

Eine aufwändige Schutzschaltung kann den Offset und weitere Fehler überwachen und im Fehlerfall die **Speisung ausschalten**.

Man kann eine Schaltung einsetzen, welche bei einem groben DC-Fehler den Endstufen-Ausgang kurzschliesst und so den Lautsprecher schützt. Hier ist Rod Elliot's Schaltung <http://sound.westhost.com/project120.htm> einer so genannten **Crowbar** (wörtlich übersetzt: Brecheisen). Sie kann bei einem DC-Fehler den Lautsprecher schützen, zerstört aber mit grosser Wahrscheinlichkeit einen Leistungs-Transistor und sich selbst. Sie ist als letzter Schutz für teure Lautsprecher höchster Leistung trotzdem sinnvoll.

2.6.2. AC-Überlast killt den Lautsprecher geruchlos, aber laut

Bei zu hohen Signal-Amplituden ist die Auslenkung der Magnetspule zu gross und die Lautsprecher-Membrane kann mit einem Knall am Magneten anschlagen und reissen.

Weil eine kurzzeitige mechanische Überlast den Lautsprecher bereits zerstören kann, bietet eine (immer verzögert wirkende) **Sicherung** in der Lautsprecher-Leitung **wenig Schutz**.

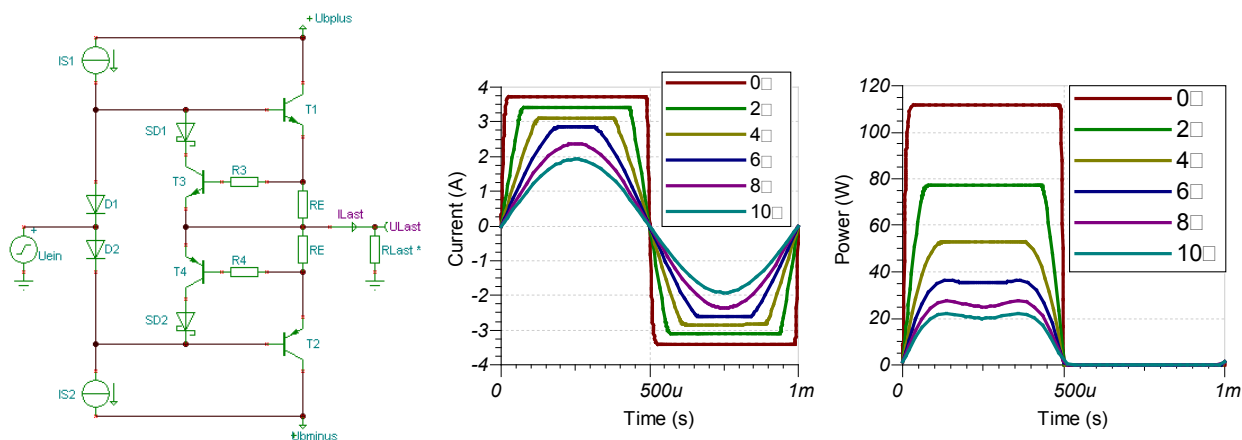
Damit der Lautsprecher sicher nicht überlastet wird, muss die **zulässige Dauerleistung mindestens $P = U_{aus,max}^2 / R_{lautsprecher}$** betragen ($U_{aus,max} \leq$ Verstärker-Speisespannung).

2.6.3. Induktive Überspannungen ableiten

Der Lautsprecher wird über eine Magnetspule angetrieben. Darum hat die Impedanz einen induktiven Anteil. Bei schnellen Stromänderungen können induktive Überspannungen entstehen und die Transistoren zerstören. Ein Schutz ist einfach möglich mit **zwei Dioden vom Ausgang zu den beiden Speisespannungen**, welche allfällige Überspannungen an die niederohmigen Speisungen ableiten.

2.6.4. Strombegrenzung mit Foldback-Charakteristik

Simulationen: LTspice: [CurrentLimit.asc](#) , TINA: [CurrentLimit.tsc](#)



Das Bild links zeigt die Schaltung für eine normale **Konstant-Strombegrenzung**. Der Strom I_{Last} verursacht am Strommess-Shunt RE einen Spannungsabfall. Wenn der Spannungsabfall ca. 0.7V erreicht, beginnt der Transistor T3 zu leiten und reduziert den Basisstrom von T1. Die Strombegrenzung wird auf einen festen Wert eingestellt. Der Widerstand R3 ist ca. 100Ω und dient nur als Überstromschutz für die Basis von T3. Die Schottky-Diode SD1 verhindert, dass T3 während der negativen Halbwelle (im Reverse-Betrieb) zu leiten beginnt.

Zahlenbeispiel

$$U_b = \pm 30V, R_{Last} = 8\Omega \Rightarrow I_{Last,max} = U_b / R_{Last} = 3.75A \Rightarrow RE = 0.7V / 3.75A = 0.18\Omega$$

Das Bild in der Mitte zeigt, dass bei $R_{Last} = 8\Omega$ oder 10Ω der Strom nicht begrenzt wird. Bei $R_{Last} < 8\Omega$ greift die **Strombegrenzung bei ca. 3A** fast unabhängig von der Last.

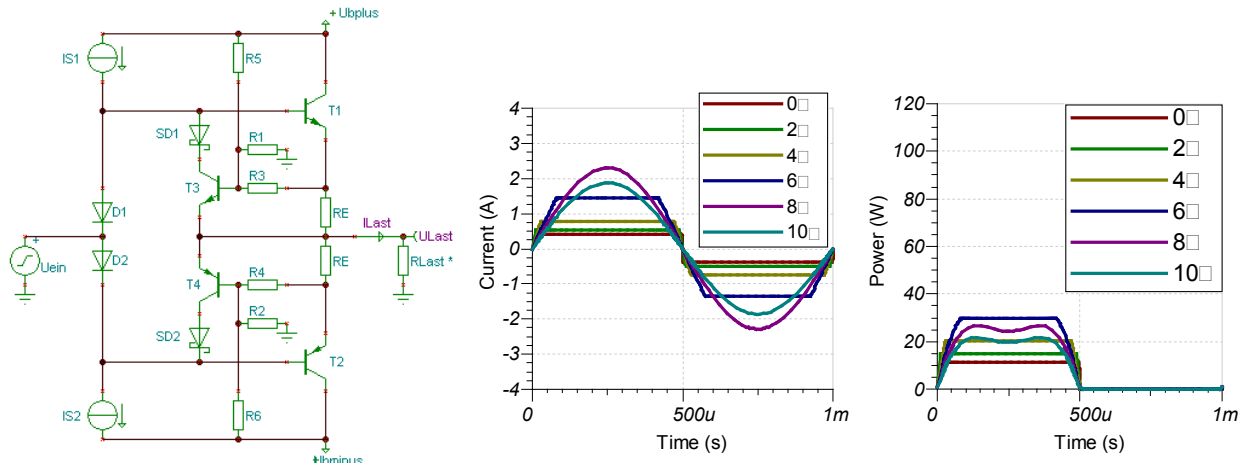
Das Bild rechts zeigt die zugehörigen Verlustleistungen im Transistor T1. Wenn man bedenkt, dass Transistor und Kühlkörper auf eine mittlere Verlustleistung $P_v = 0.1 \cdot U_b^2 / R_{Last} = 11W$

ausgelegt worden sind, ist sofort klar, dass im Kurzschlussfall der **Transistor T1 innert Kürze durch Überhitzung zerstört** wird.

Diese, oben beschriebene, Konstant-Strombegrenzung schützt vor kurzzeitiger Überlast, muss aber mit einer Temperatur-Überwachung kombiniert werden.

Die Schaltung kann mit nur 4 zusätzlichen Widerständen R1, R5, R2, R6 verbessert werden.

Simulationen: LTspice: [Foldback.asc](#) , TINA: [Foldback.tsc](#)



Das Bild links zeigt die Schaltung für eine **Foldback-Strombegrenzung**. Für die Strombegrenzung wird neben dem Strom I_{Last} (mittels RE und R3) auch die Spannung (mit R5 und R1) einbezogen. Das heisst, die Strombegrenzung kann bei einem Kurzschluss schon bei kleinen Werten einsetzen ohne den zulässigen hohen Laststrom beim Nenn-Last-Widerstand zu begrenzen.

Zahlenbeispiel

$U_b = \pm 30V$, $R_{Last} = 8\Omega \Rightarrow I_{Last_{max}} = U_b/R_{Last} = 3.75A$ (wie im obigen Beispiel)
 $R_E = 0.47\Omega$, $R_1 = R_2 = 1.8k\Omega$, $R_3 = R_4 = 68\Omega$, $R_5 = R_6 = 3.3k\Omega$

Die Widerstandswerte für R3 und R5 wurden berechnet mit Hilfe des Matlab-Skripts: <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/AudioEndstufen/Foldback.m> (befindet sich auch im Anhang).

Das Bild in der Mitte zeigt, dass bei $R_{Last} = 8\Omega$ oder 10Ω der Strom nicht begrenzt wird. Hingegen wird der **Kurzschluss-Strom auf 0.4A begrenzt**, also auf einen Zehntel des Wertes von der normalen Konstant-Strombegrenzung.

Das Bild rechts zeigt die zugehörigen Verlustleistungen im Transistor T1. Bei einem **Kurzschluss wird sie auf 11W begrenzt**. Das entspricht genau der Auslegung, weil die Widerstände R3 und R5 ja für diesen Fall dimensioniert wurden. Bei Last-Widerständen zwischen 2Ω und 6Ω (z.B. falscher Lautsprecher angeschlossen) steigt die Verlustleistung zwar an, liegt aber für ein Wechselsignal im Mittel unter 11W. Der **Transistor T1 ist also für alle praktisch vorkommenden Fälle geschützt**.

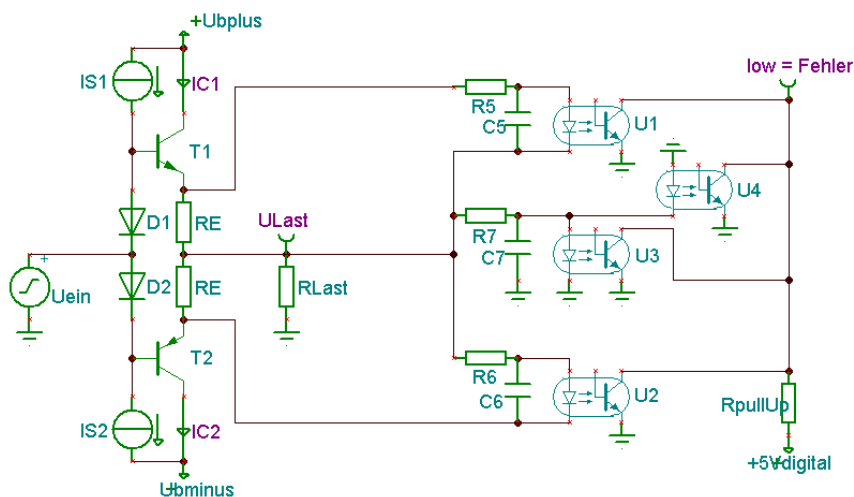
Der Nutzen ist gross, verglichen mit dem Zusatzaufwand von lediglich 4 Widerständen.

2.6.5. Überhitzung vermeiden

Auch wenn die Schaltung korrekt dimensioniert und fehlerfrei aufgebaut, sowie ein passender Lautsprecher angeschlossen wurde, besagt Murphy's Gesetz, dass im dümmsten Moment die Lüftungsschlitze abgedeckt sein werden.

Dagegen hilft nur, die Temperatur der Kühlkörper zu überwachen und bei Übertemperatur die Endstufe abzuschalten. Gemäss Murphy wird leider die Abschaltlogik falsch verdrahtet sein :-).

2.6.6. Fehler-Abschaltung



Ein radikaler Weg, besteht darin, alle Fehlerquellen zu überwachen und gegebenenfalls die Speisespannungen abzuschalten. Die Speisung darf erst wieder einschalten, nachdem die Fehlerbehebung quittiert worden ist.

Die oben gezeigte Lösung überwacht mit U1 und U2 die Maximal-Ströme durch T1 und T2 sowie mit U3 und U4 den positiven und den negativen DC-Offset. Dank Optokoppler, können die Fehler auf unterschiedlichem Potential erfasst und die Ausgänge parallel geschaltet werden (wired-or). Das Prinzip kann erweitert werden auf Überwachung gegen Übertemperatur, Speisespannungsausfall, etc.

2.6.7. Ein- und Ausschalt-Knall vermeiden

Wenn beim Einschalten (Dauer: einige ms) und Ausschalten (Dauer: einige s) sämtliche Spannungen proportional steigen oder sinken, kann kein Knall (= abrupte Spannungsänderung am Ausgang) entstehen.

Ursache für das Knallen sind oft DC-Entkopplungs-Kondensatoren, welche aufgeladen werden müssen, bis der richtige Arbeitspunkt erreicht ist.

Abhilfe-Massnahmen:

- Symmetrische Speise-Spannungen verwenden, da der Arbeitspunkt in der Nähe von Ground liegt und die Entkopplungs-Kondensatoren kaum aufgeladen werden müssen.
- H-Brücken mit zwei gleichen Endstufen können so geschaltet werden, dass beim Schalten die Differenz der Ausgänge (= Lautsprecher-Spannung) klein bleibt.
- Basis-Ströme der Endstufe verzögert und langsam einschalten (dito für Gate-Source-Vorspannungen bei FETs). Das kann z.B. über eine (mit einem Kondensator bei der Referenzspannung) langsam einschaltende Stromquelle und Stromspiegel erfolgen. Das kann mit einer Stummschalten-Funktion (mute) kombiniert werden.
- Kondensator-Werte so aufeinander abstimmen, dass sich deren Einflüsse beim Laden und Entladen kompensieren.
- Lautsprecher mit einem Relais verzögert ein- und sofort ausschalten.

3. Labor-Übung

Im Labor entwerfen sie eine Klasse AB-Audio-Endstufe, bauen sie auf und messen sie aus.

Sinus-Leistung 6W an 8Ω, Verstärkung ca. 30-fach

Für die Endstufe stehen die Darlington-Transistoren **BD679 (nnp)** und **BD680 (pnp)** zur Verfügung:

UCE = 80V, $\beta > 750$ @ 1.5A, IC = 4A, P = 40W @ 25°C, Rthjc = 3.1K/W, Rthja = 100K/W

Passende Aufsteck-Kühlkörper: Rthsa = 38K/W

1. Berechnen sie die notwendige Speisespannung.
2. Berechnen sie die Sperrspannung, den maximalen Durchlassstrom und die Verlustleistung pro Transistor.
3. Können die Transistoren BD679/680 eingesetzt werden?
4. Werden die Kühlkörper benötigt oder reicht die Kühlung ohne Kühlkörper aus?
5. Berechnen sie die Emitter-Widerstände.
6. Legen sie den Ruhestrom durch die Leistungs-Transistoren fest.
7. Entwerfen sie die Schaltung für die Erzeugung der Basis-Emitter-Vorspannungen.
8. Wie gross ist der maximal benötigte Basis-Strom der Leistungs-Transistoren?
9. Entwerfen sie die Spannungsverstärkungsstufe und den Differenzverstärker-Eingang. Was wählen sie: Transistor mit Stromquelle (Bootstrap?) oder Operationsverstärker?
10. Berechnen sie die Gegenkopplungs-Widerstände.
11. Ist garantiert, dass der DC-Offset am Lautsprecher höchstens 100mV beträgt?
12. Sind die Speisespannungen genügend gesiebt und abgeblockt?
13. Welche Massnahmen treffen sie zur Unterdrückung der Schwingneigung?
14. Auf welche Frequenz sind die Tief- und Hochpässe ausgelegt?
15. Simulieren sie die Schaltung, z.B. mit LTspice. Wie gross ist der DC-Offset ohne Signal? Lässt sich der Ruhestrom richtig einstellen? Wie sieht der Kurvenverlauf am Ausgang aus für 1mV und für 100mV Sinus am Eingang und wie gross ist der Klirrfaktor? Stimmt der Frequenzgang?
16. Bauen sie die Endstufe auf.
17. Nehmen sie die Endstufe in Betrieb, wie im Kapitel Inbetriebnahme und Tests vorgeschlagen.
18. Ergänzen sie die Schaltung mit einer Strombegrenzung mit Foldback-Charakteristik.
19. Nehmen sie die modifizierte Endstufe wieder in Betrieb, wie im Kapitel Inbetriebnahme und Tests vorgeschlagen.
20. Messen sie die Strombegrenzung aus für Kurzschluss, 8Ω und 4Ω. Entspricht das Resultat den Erwartungen? Oder haben sie die Strombegrenzung des Labornetzgerätes ausgemessen?
21. Was müsste an der Schaltung geändert werden für 10Wsinus an 4Ω?
22. Was müsste an der Schaltung geändert werden für 30Wsinus an 8Ω?

4. Anhang

4.1. Inbetriebnahme und Tests

Empfehlenswert ist ein **schrittweises Vorgehen**. Jeder Schritt soll mit den aufgeführten Tests erfolgreich abgeschlossen werden, bevor zum nächsten Schritt übergegangen wird.

Die Test-Ergebnisse jedes Schrittes sollen **schriftlich dokumentiert** werden.

1. **Potentiometer zum Anschlag Ruhestrom = 0** stellen (also Spannung an Q9 = 0.7V).
2. **Ohne Last und ohne Eingangssignal** mit ca. **halben Speisespannungen** testen.
Ideal ist ein duales Netzgerät mit **Strombegrenzung ca. $0.1 \cdot U_b / R_{\text{Lautsprecher}}$** .
Anderenfalls kann in die Zuleitungen je ein Strombegrenzungs-Leistungswiderstand (Wert ca. $R_{\text{Lautsprecher}}$) eingeschlaucht werden. Die Sieb-Kondensatoren müssen unbedingt auf der Endstufen-Seite der Widerstände liegen.
Test: Bleiben alle Bauteile kühl? Sonst sofort ausschalten.
Test: Sprechen keine Strombegrenzung an, resp. sind die Spannungsabfälle an den Strombegrenzungs-Leistungswiderständen kleiner als ca. 1V?
Test: Ist die Spannung am Ruhestrom-Transistor Q9 ca. 0.7V?
Test: Ist der Ruhestrom = 0 (messen über die Spannungsabfälle an RE)?
Test: Ist die Ausgangs-Spannung kleiner als 1V?
3. **Ruhestrom auf ca. 1% des Maximalstromes = ca. $0.01 \cdot U_b / R_{\text{Lautsprecher}}$** einstellen mit Potentiometer (ohne Eingangssignal).
Ruhestrom wird über die Spannungsabfälle an den Emitter-Widerständen gemessen.
Test: Bleiben alle Bauteile kühl? Sonst sofort ausschalten.
Test: Sprechen keine Strombegrenzung an, resp. sind die Spannungsabfälle an den Strombegrenzungs-Leistungswiderständen kleiner als ca. 1V?
Test: Ist die Spannung am Ruhestrom-Transistor Q9 ca. 1.4V (2.8V für Darlington)?
Test: Ist die Ausgangs-Spannung kleiner als 1V?
Test: Ist die Ausgangs-Spannung stabil, also ohne Schwingungen im MHz-Bereich?
4. **Last anschliessen = Leistungs-Widerstand**
Der Leistungs-Widerstand muss ca. den Wert der Lautsprecher-Impedanz und auch dessen Leistung aufweisen. Das kann durch Serie- und Parallel-Schalten von 5W-Widerständen einfach erreicht werden.
Test: Ist die Ausgangs-Spannung kleiner als 1V?
Test: Ist die Ausgangs-Spannung stabil, also ohne Schwingungen im MHz-Bereich?
5. **1kHz-Sinus-Eingangssignal** mit ca. **10% der Maximal-Amplitude** anschliessen.
Test: Erscheint am Ausgang ein schöner Sinus (unverzerrt und Schwingungs-frei)?
Test: Entspricht die Amplitude den Erwartungen (Verstärkungsfaktor)?
Test: Bleiben alle Bauteile kühl? Sonst sofort ausschalten.
6. Tests ab Punkt 3 wiederholen, aber mit **vollen Speisespannungen**.
7. **Strombegrenzung erhöhen** auf ca. $U_b / R_{\text{Lautsprecher}}$, resp. Strombegrenzungs-Leistungswiderstände entfernen.
8. **1kHz-Sinus-Eingangssignal: Amplitude schrittweise erhöhen von 0 auf 100%**.
Test: Erscheint am Ausgang ein schöner Sinus (unverzerrt und Schwingungs-frei)?
Test: Entspricht die Amplitude den Erwartungen (Verstärkungsfaktor)?
Test: Bleiben alle Bauteile einigermaßen kühl? Sonst sofort ausschalten.
Test: Bleibt der Ruhestrom (ohne Signal) auf dem gewünschten Wert?
9. **Gehörschutz montieren, Lautsprecher anschliessen** und Test 8 wiederholen.
10. Mit **Musik** testen
Test: Ist der Sound rein?

4.2. Netzteil, Spannungsversorgung

Verstärker (und andere elektronische Geräte) benötigen eine relativ konstante Gleichspannung.

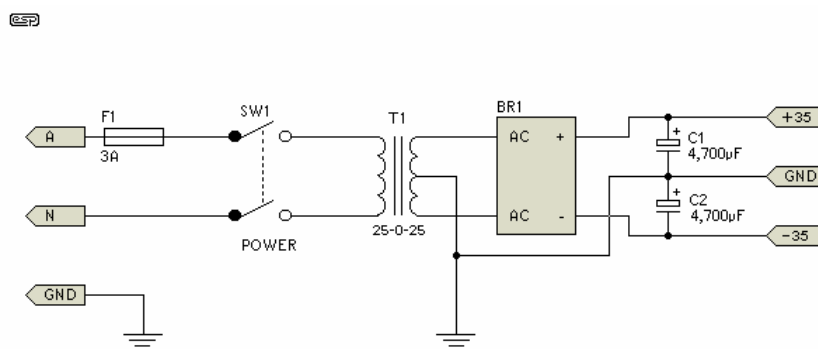
4.2.1. Batterie

Sieb-Kondensatoren für schnelle Transienten und eventuell eine Verpolschutz-Diode vorsehen.

Falls die Batterie-Spannung für die gewünschte Leistung, z.B. bei Betrieb ab 12V-Autobatterie, nicht ausreicht, muss ein getakteter Aufwärtswandler vorgesehen werden.

4.2.2. Netzteil mit Trafo, Gleichrichter und Sieb-Elkos

Klassisch ist die Schaltung, welche auch Rod Elliott empfiehlt:



Die untenstehende Dimensionierung bezieht sich auf eine Speisung für eine Mono-Endstufe.

Werden bei einem Stereo-Verstärker zwei Endstufen mit dem gleichen Netzteil versorgt, verdoppeln sich alle Ströme, die Trafoleistung und die Sieb-Elko-Kapazität.

4.2.2.1. Trafo-Dimensionierung

Sinus-Ausgangs-Leistung P_{sinus} und Lautsprecher-Impedanz R wählen, je 20% Zuschlag für Transistor-Spannungsabfall und Netzteil-Brummen vorsehen und die Betriebsspannung berechnen: $U_{\text{aus eff}} = \sqrt{(P_{\text{sinus}} \cdot R)} \Rightarrow \hat{U}_{\text{aus}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{aus eff}} \Rightarrow U_b = \pm 1.2 \cdot 1.2 \cdot \hat{U}_{\text{aus}} \approx \pm 2 \cdot \sqrt{(P_{\text{sinus}} \cdot R)}$

Der Effektivwert der Trafo-Spannung für eine Wicklung ist: **Utrafo** $\approx U_b / \sqrt{2} \approx 1.4 \cdot \sqrt{(P_{\text{sinus}} \cdot R)}$

Die Leistungsangabe beim Trafo gilt für sinusförmige Ströme. In obiger Schaltung fliesst aber nur während ca. 1/3 der Zeit ein grosser impulsförmiger Strom und die Verluste im Trafo sind darum ca. 50% höher. Ca. 1/3 der Leistung wird zudem in den Leistungs-Transistoren verheizt.

Trafoleistung $\approx 2 \cdot P_{\text{sinus}}$

Man sucht einen **Trafo mit 2 Wicklungen** (oder 1 Wicklung mit Mittelabgriff) entsprechender **Nennleistung und -spannung** aus. **Ringkern-Trafos** sind vorzuziehen, obwohl sie teurer sind, da sie weniger magnetische Streufelder verursachen, sowie kleiner und leichter sind.

4.2.2.2. Sieb-Elko-Dimensionierung

Es gelten die Formeln $C = \Delta Q / \Delta U$ und $\Delta Q = \int i \cdot dt \approx I \cdot \Delta t$, wobei ΔQ die Ladungsmenge ist, welche bis zum nächsten Ladevorgang vom Netz während der Zeit $\Delta t \approx 1/(3 \cdot f_{\text{netz}})$ vom Kondensator als Strom I an die Endstufe geliefert werden muss.

Für die Dimensionierung des Kondensators muss der maximal erlaubte Ripple (= Brummen) auf der Speisung festgelegt ($U_{\text{ripple Max}} \approx U_b / 10$) und der Strom ($I_{\text{Max}} = \hat{U}_{\text{aus}} / R \approx U_b / 1.5 / R$) berechnet werden. Der Kondensator wird während ca. 1/3 einer Halbperiode aufgeladen, also muss er den Strom während 2/3 einer Halbperiode (= 1/3 einer Periode) liefern können.

C1 = C2 $= I_{\text{Max}} \cdot \Delta t / U_{\text{ripple Max}} \approx U_b / 1.5 / R \cdot 1/(3 \cdot f_{\text{netz}}) / (U_b / 10) \approx 2 / R / f_{\text{netz}}$

Die Sieb-Elkos müssen für den hohen Ripple-Strom $I_{\text{ripple}} \approx 2 \cdot I_{\text{Max}} \approx 1.5 \cdot U_b / R$ geeignet sein (siehe Datenblatt). Normale Elkos überhitzen und hauchen nach ein paar tausend Betriebsstunden ihr Leben (ev. mit einem Feuerwerk) aus.

Die Spannungs-Festigkeit muss 50% höher sein, als die Betriebsspannung $U_c = 1.5 \cdot U_b$

4.2.2.3. Gleichrichter-Dimensionierung

Die Gleichrichter müssen den hohen Ripple-Strom $I_{\text{ripple}} \approx 2 \cdot I_{\text{Max}} \approx 1.5 \cdot U_b / R$ verkraften.

Sperrspannung (inkl. 50% Reserve) für jede Diode: $\hat{U}_{\text{sperr}} = U_{dc} \approx 3 \cdot U_b \approx 4 \cdot U_{\text{trafo}}$

Bei Brückengleichrichtern wird oft der Effektivwert angegeben: $U_{\text{sperr}} = U_{ac} \approx 2 \cdot U_b \approx 3 \cdot U_{\text{trafo}}$

4.2.3. Getaktete Netzteile

bieten den Vorteil, dass sie **klein, leicht und preiswert** sind. Sie haben zudem einen **Shut-down**-Eingang mit dem im Fehlerfall die Speisespannung schnell abgeschaltet werden kann.

Vom Selberbasteln getakteter Netzteile wird dringend abgeraten.

4.3. Leistungs-Steigerung

Ab ca. 3W Verlustleistung muss gekühlt werden. Kühlblech-Dimensionierung: <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK1/LeistungsFETundIGBT/LeistungsFETundIGBT.pdf> Kapitel 5

Die Ausgangs-Leistungen werden nicht einheitlich angegeben. Hier sind die Definitionen:

- Rechteck-Leistung (= Schalt-Leistung): Dauerleistung, welche bei einem rechteckförmigen Signal abgegeben werden kann: $P_{\text{rechteck}} = U_{\text{Last}_{\text{max}}}^2 / R < U_b^2 / R$
- Sinus-Leistung: Dauerleistung welche bei einem sinus-förmigen Signal (z.B. 1kHz) abgegeben werden kann. $P_{\text{sinus}} = P_{\text{rms}} = P_{\text{rechteck}} / 2 = U_{\text{Last}_{\text{max}}}^2 / R / 2 < U_b^2 / R / 2$
- Musik-Leistung: keine saubere Definition, viele Hersteller bezeichnen den Wert der Rechteck-Leistung als Musik-Leistung.

4.3.1. Erhöhen der Speisespannung

Mit der Speisespannung nehmen Ausgangs-Spannung und -Strom linear zu, die -Leistung quadratisch.

4.3.2. Verkleinern der Lautsprecherimpedanz

Übliche Werte sind 8, 4 und selten 2Ω . Mit sinkendem Last-Widerstand nehmen bei gleicher Ausgangs-Spannung -Strom und -Leistung linear zu.

4.3.3. Verkleinern der Spannungsabfälle

an den Endstufen-Transistoren und Strombegrenzungs-Widerständen, sowie der Spannungs-Welligkeit an den Siebkondensatoren.

Emitterfolger (Kollektorschaltung) sind schaltungstechnisch unproblematisch, aber unter 3V Spannungsabfall ist kaum möglich.

Die Emitterschaltung (Kollektoren in der Mitte am Lautsprecher) ist kritisch bezüglich Temperaturdrift des Ruhestromes durch die Endstufen-Transistoren und Speisespannungsschwankungen. Mit erhöhtem Aufwand lässt sich der Spannungsabfall aber unter 1V senken.

Vergrössern der Siebkondensatoren bei der Speisung verkleinert die Welligkeit der Speisespannungen und erhöht so die maximal nutzbare Ausgangs-Spannung.

4.3.4. H-Brücken: Ausgangsspannung·2 = Leistung·4

Statt gegen Schaltungsmasse wird der Lautsprecher zwischen zwei gegenphasig arbeitende Endstufen-Ausgänge geschaltet. Es werden also zwei Endstufen benötigt, aber man kommt dafür mit einer einfachen Speisung aus, an Stelle der symmetrischen dualen Speisung.

Erreichbare Sinus-Ausgangsleistungen einiger typischer Konfigurationen:

- Speisung 12V (Auto), 2V-Abfall an Enstufen-T., 4Ohm-Lautsprecher Prms = 2W
- Speisung 12V (Auto), H-Brücke, 0.5V-Abfall, 2Ohm-Lautsprecher Prms = 30W
- Speisung $\pm 15V$, 4V-Abfall, 4Ohm-Lautsprecher Prms = 15W
- Speisung $\pm 45V$, 5V-Abfall, 4Ohm-Lautsprecher Prms = 200W
- Speisung 12V (Auto), mit getaktetem Aufwärtswandler werden die 12V auf $\pm 50V$ erhöht, H-Brücke, 5V-Abfall, 4Ohm-Lautsprecher Prms = 1000W

Für die ersten drei Varianten sind fertige Hybrid-Schaltungen günstig erhältlich.

4.4. Matlab-Skript für Foldback-Strombegrenzung

Matlab-Skript herunterladen von: <http://www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/AudioEndstufen/Foldback.m>

```
% Foldback-Strombegrenzung für Audio-Endstufen
% Die Schaltung wird beschrieben in
% www.zhaw.ch/~hhrt/EK2/AudioEndstufen/AudioEndstufen.pdf
% im Kapitel Schutz von Endstufe und Lautsprecher.
% Dieses Matlab-Skript berechnet die Widerstands-Werte.
%
% Zwei Bedingungen müssen erfüllt sein:
% 1. Keine Strombegrenzung bei Normalbetrieb
% 2. Verlustleistung der Leistungstristoren bei Kurzschluss begrenzen
% Daraus lassen sich die zwei Widerstands-Werte R3 und R5 berechnen.
% Vorgabe von Strommess-Shunt RE und der Spannungsteiler-Widerstand R1
%
% (c) Hanspeter Hochreutener @ ZHAW, 19.11.2009

clear all; clc; close all;
format short

%% Eingabe der Eckdaten
Ub = 30; % Eine Betriebs-Spannung von +-Ub
R = 8; % R = Lautsprecher-Impedanz
RE = 0.47; % Strommess-Shunt am Emitter: RE ~ R/20
R1 = 1800; % Wert wählen: R1 ~ 200*R

UBEmax = 0.7; % Spannungsschwelle für Strom-Begrenzung
Pv = 0.1*Ub^2/R; % Verlustleistung = Kuehlkoerper-Auslegung

syms R3 R5; % Variabeln für gesuchte Widerstandswerte

%% 1. Keine Strombegrenzung bei Normalbetrieb
% Mit maximaler Ausgangsspannung rechnen und
% alle Spannungsabfaelle an den Transistoren vernachlässigen
ULast = Ub; ILast = ULast/R; % Spannung und Strom am Lautsprecher
UE = ULast + ILast*RE; % UEmitter Leistungstristor
R15 = 1/(1/R1+1/R5); R13 = 1/(1/R1+1/R3); % Parallel geschaltete Widerst.
UB = UE*R15/(R15+R3)+Ub*R13/(R13+R5); % UBasis Strombegr.Transistor
UBE_n = UB-ULast; % UBasisEmitter Strombegr.Transistor
UBE_n = simplify(UBE_n); % Terme zusammenfassen

%% 2. Verlustleistung der Leistungstristoren bei Kurzschluss begrenzen
% Maximal zulässige Verlustleistung gemäss Kühlkörper-Auslegung gegeben
ILast = Pv/Ub; % maximal zulässiger Kurzschlussstrom
ULast = 0; % Keine Spannung, da Kurzschluss
UE = ULast + ILast*RE; % UEmitter Leistungstristor
R15 = 1/(1/R1+1/R5); R13 = 1/(1/R1+1/R3); % Parallel geschaltete Widerst.
```

```

UB = UE*R15/(R15+R3)+Ub*R13/(R13+R5); % UBasis Strombegr.Transistor
UBE_k = UB-ULast; % UBasisEmitter Strombegr.Transistor
UBE_k = simplify(UBE_k); % Terme zusammenfassen

%% Gleichungs-System lösen
[R3, R5] = solve (UBE_n-UBEmax,UBE_k-UBEmax, 'R3,R5');
R3 = eval(R3)
R5 = eval(R5)

%% Kontrolle, ob Werte physikalisch und schaltungstechnisch möglich sind
if (R3 < 100*RE) || (R5 < 100*R) % schaltungstechnisch nicht sinnvoll
    beep;
    disp('Widerstandswerte für Schaltung unbrauchbar:');
    if (R5 < 0) % physikalisch unmöglich
        if (R3 < 0) % physikalisch unmöglich
            disp('RE muss vergrößert werden. ');
        else
            disp('RE muss verkleinert werden. ');
        end
    else
        disp('RE und/oder R1 muss vergrößert werden. ');
    end;
else % Werte sind sinnvoll

%% Grafische Auswertung der Schaltungs-Funktion
N = 1000;
for n = 1:10; % verschiedene Lastwiderstände
    Reinheit(n,:) = '\Omega';
    RLast(n) = R*n/8;
    ULast = Ub*[0:N]/N;
    ILast = ULast/RLast(n);
    UE = ULast + ILast*RE; % UEmitter Leistungstransistor
    R15 = 1/(1/R1+1/R5); R13 = 1/(1/R1+1/R3); % Parallel gesch. W.
    UB = UE*R15/(R15+R3)+Ub*R13/(R13+R5); % UBasis Strombegr.T.
    UBE = UB-ULast; % UBasisEmitter Strombegr.Transistor
    Uaus(n,:) = ULast.*(UBE<UBEmax);
    Uausmax = max(Uaus(n,:));
    Uaus(n,:) = Uaus(n,:) + Uausmax.*(UBE>UBEmax);
    Iaus(n,:) = Uaus(n,:)/RLast(n);
    Pverlust(n,:) = (Ub-Uaus(n,:)).*Iaus(n,:);
end
figure('Name','Strombegrenzung in Abhängigkeit des Lastwiderstandes');
subplot(1,3,1);
plot(ULast,Iaus);
ylabel('Iaus (A) = Uaus/RLast'); xlabel('Uein (V)'); grid;
subplot(1,3,2);
plot(ULast,Uaus);
ylabel('Uaus (V)'); xlabel('Uein (V)'); grid;
title(['Widerstandswerte: R = ' num2str(R) ', RE = ' num2str(RE) ...
', R1 = ' num2str(R1) ', R3 = ' num2str(round(R3)) ...
', R5 = ' num2str(round(R5)) ' '\Omega']);
legend([num2str(RLast) Reinheit], 'Location','NorthWest');
subplot(1,3,3);
plot(ULast,Pverlust);
ylabel('Pverlust (W) = (Ub-Uaus) \cdot Iaus'); xlabel('Uein (V)'); grid;

%% Ende: Kontrolle, ob Werte physikalisch und schaltungstechnisch möglich
end;

```

4.5. Leistungs-Verstärker-Klassen

Leistungs-Verstärker wurden in Klassen mit unterschiedlichen Funktions-Prinzipien eingeteilt. Die alphabetische Reihenfolge entspricht in etwa der historischen Entwicklung. Die Tabelle gibt eine Übersicht über deren wichtigste Eigenschaften.

Ergänzende Informationen finden sich in: http://en.wikipedia.org/wiki/Electronic_amplifier und <http://de.wikipedia.org/wiki/Endstufe>

Kl.	Schaltungs-Prinzip	Spannungs- und Stromverlauf für Sinus-Eingangssignal	Merkmale
A			Auch ohne Signal fliesst ein grosser Ruhestrom: $IC = U_b / 2 / RC$ Wirkungsgrad < 7% mit Trafo (teuer) < 40% Einsatz als Vorverstärker, da hohe Verstärkung möglich
B		Signal klein => beide T. sperren Signal gross => ein T. leitet	Kein Ruhestrom Wirkungsgrad < 70% Signale < 0.7V werden verschluckt => klirren Geeignet für Motorsteuerungen Emitterfolger => $v_U < 1$ 1 Transistor pro Polarität notwendig
AB		Signal klein => beide T. leiten ein wenig => lineares Verhalten Signal gross => ein T. leitet => Verhalten wie bei Klasse B	Ruhestrom ca. 5% des Maximalstromes, eingestellt über Basis-Vorspannung Wirkungsgrad < 70% Geeignet für lineare Audio-Endstufen Wenig Übernahme-Verzerrung, da (dank Ruhestrom) fließender Strom-Übergang von einem Transistor auf den anderen.
C			Kein Ruhestrom Wirkungsgrad ca. 80% Geeignet für Hochfreq. Stromimpuls regt Schwingkreis an Sinusform durch Schwingkreis wiederhergestellt

D			Kein Ruhestrom Wirkungsgrad ca. 90% Transistoren arbeiten als Schalter mit PWM Tiefpass-Filter stellt Signalform wieder her
E F	Klassen C+D weiterentwickelt	T schaltet ein bei Spannung = 0 T schaltet aus bei Strom = 0 => geringe Schaltverluste im T	Geeignet für höchste Frequenzen Komplexe Ansteuerung
G H	Klasse AB mit variabler Versorgungsspannung	Bei hoher Signalamplitude wird die Versorgungsspannung bei Bedarf temporär erhöht. Zusätzlich benötigt wird => variable getaktete Speisung => oder interne Ladungspumpe	Wirkungsgrad ca. 80% 50% Kühlblech-Grösse ausreichend, verglichen mit Klasse AB

4.6. Lernziele

Ohne schriftliche Unterlagen können die Studierenden:

- Relevante Schutzmassnahmen gegen Elektrounfälle aufzählen
- Vorkehrungen gegen Hörschäden nennen
- Prinzip einer typischen Audio-Endstufe schematisch skizzieren und verbal erläutern
- Im Schema einer Audio-Endstufe die Funktionsblöcke identifizieren
- Funktionsweise und Voraussetzungen einer erfolgreichen Gegenkopplung erklären
- Bedeutung des Ruhestromes in einer Klasse AB-Endstufe beschreiben
- Leistungsgrenze angeben, ab der Bauteile gekühlt werden müssen
- Prinzip der Bootstrap-Schaltung beschreiben und die Bauteile dimensionieren
- Wichtigkeit der Speisespannungs-Abblock-Kondensatoren begründen
- Sternpunkt-Verdrahtung des Print-Layouts skizzieren für eine gegebene Schaltung
- Begründen, weshalb Schmelz-Sicherungen den Lautsprecher nicht schützen können
- Erklären, weshalb eine Strombegrenzung bei Kurzschluss die Transistoren nicht schützt
- Wirkungsweise der Foldback-Strombegrenzung beschreiben

Mit Hilfe dieses Skripts können die Studierenden

- Aus Lautsprecher-Impedanz und -Leistung die notwendige Betriebsspannung berechnen
- Endstufen-Transistoren richtig dimensionieren (Leistung, Spannung, Strom)
- Kondensator zur Frequenzgang-Kompensation näherungsweise berechnen
- Querstrom für den Treiber der Leistungs-Transistoren richtig bestimmen
- Formeln aufstellen für das Berechnen der Widerstände der Foldback-Strombegrenzung
- Inbetriebnahme und Tests sauber dokumentieren