

Labor Elektronische Schaltungen Prof. Dr. P. Stuwe Dipl.-Ing. B. Ahrend	Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften 
Versuch 4: NF-Leistungsverstärker	

1 Einführung

Leistungsverstärker dienen dazu, ein Eingangssignal kleiner oder mittlerer Leistung zu einem Ausgangssignal höherer Leistung zu verstärken und dabei den zeitabhängigen Signalverlauf zu bewahren und einen möglichst hohen Anteil der aus den Gleichspannungsquellen aufgenommenen elektrischen Leistung dem Ausgangssignal zur Verfügung zu stellen. Zwei wichtige Kenngröße des Verstärkers sind deshalb sein Klirrfaktor k und sein Verstärkungswirkungsgrad η .

Der Klirrfaktor stellt den Effektivwert der Harmonischen zum Effektivwert des Gesamtsignals ins Verhältnis und ist ein Maß für die Verzerrung des Ausgangssignals. Er misst quasi die bei der Verstärkung auftretenden Nichtlinearitäten. Bei einem idealen Verstärker wäre $k = 0 \%$.

Der Wirkungsgrad η der Verstärkung setzt die Leistung des Ausgangssignals zur insgesamt elektrisch aufgenommenen Leistung ins Verhältnis. Bei einem idealen Verstärker wäre $\eta = 100 \%$.

Die Leistungsverstärker werden je nach Lage des Arbeitspunktes in verschiedene Betriebsarten klassifiziert: In diesem Versuch untersuchen wir den A-, AB- und B-Betrieb.

1.1 Ansteuerschaltung

Je nach Grundschaltung arbeiten Transistoren als Spannungs- oder Stromverstärker. Endstufen oder Ausgangsstufen übernehmen typischerweise die Aufgabe der Stromverstärkung, daher werden Transistoren hier in der Kollektorschaltung (Emitterfolger) oder Drainschaltung (Sourcefolger) betrieben. Da in diesem Versuch nur Bipolartransistoren eingesetzt werden, können wir uns in der Einführung i. W. auf die Kollektorschaltung beschränken. Diese weist eine Spannungsverstärkung $V_u < 1$ auf, was bedeutet, dass die Verstärkung der Spannung bereits in einer vorhergehenden Verstärkungsstufe zu erfolgen hat.

Viele Verstärker verwenden daher drei oder mehr hintereinander geschaltete Stufen:

1. einen Differenzverstärker als Eingangsstufe an dessen zweiten Eingang oft der Ausgang der Gesamtschaltung über eine Gegenkopplung verbunden ist,
2. einen Spannungsverstärker als mittlere Stufe und
3. einen Stromverstärker als Endstufe.

In diesem Laborversuch ist der Differenzverstärker zusammen mit dem Spannungsverstärker als sogenannte „Ansteuerschaltung“ mit einem

Operationsverstärker bereits fertig aufgebaut und mit einem Mehrgang-Potentiometer zur feinen Einstellung des Arbeitspunktes versehen.

1.2 Verstärker im A-Betrieb (Class A)

Liegt der Arbeitspunkt eines Verstärkers soweit im linearen Aussteuerbereich seiner Übertragungskennlinie, dass beide zu verstärkende Halbwellen eines sinusförmigen Eingangssignals im linearen Teil seiner Aussteuerungskennlinie liegen, so befindet sich der Verstärker im A-Betrieb (Abb. 1.). Hier kann der Verstärker sogar mit nur einem Transistor realisiert werden.

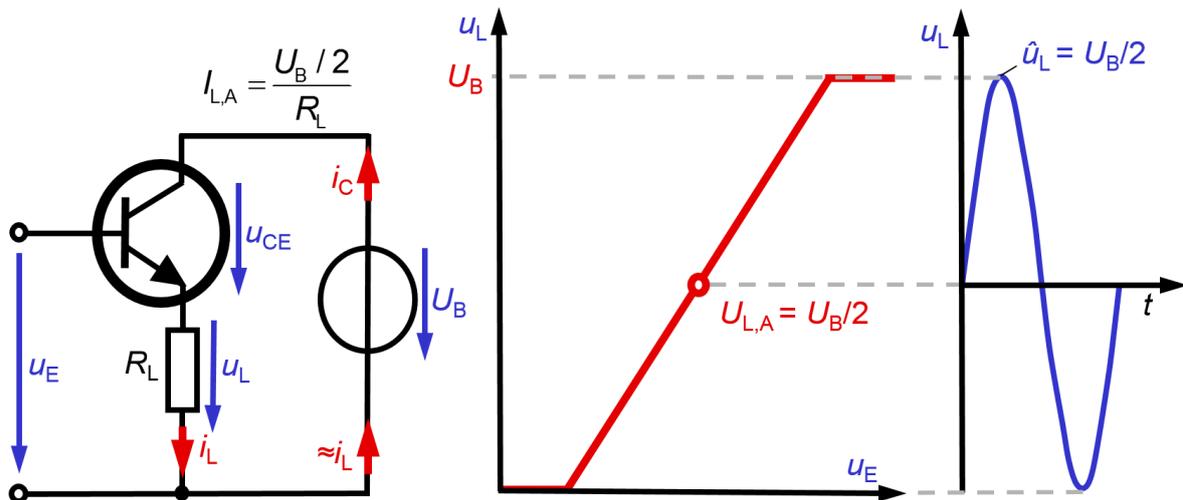


Abb. 1.1: Aussteuerung eines einfachen Verstärkers im A-Betrieb im optimalen Arbeitspunkt
Damit die Amplitude eines so nahezu linear verstärkten Eingangssignals möglichst groß werden kann, legt man den Arbeitspunkt vorteilhaft in die Mitte der Übertragungskennlinie, also bei

$$I_{C,A} = I_{L,A} = 0,5 \cdot I_{Cmax} = 0,5 \cdot U_B / R_L \text{ und } U_{CE,A} = 0,5 \cdot U_{CEmax} = 0,5 \cdot U_B.$$

Die Gleichspannungsquelle U_B gibt im zeitlichen Mittel folgende Gleichleistung P_B an den Verstärker ab:

$$P_B = \frac{1}{T} \int U_B i_L dt = U_B \frac{1}{T} \int i_L dt = U_B \bar{i}_L = U_B I_{L,A} = \frac{U_B^2}{2R_L}$$

Die Wirkleistung P_{Lmax} des Ausgangswechselsignals am Lastwiderstand R_L lässt sich über den Effektivwert der Ausgangswechselspannung U_{Leff} bei maximaler Amplitude $\hat{u}_L = 0,5 \cdot U_B$ berechnen:

$$P_{Lmax} = \frac{U_{Leff}^2}{R_L} = \frac{\hat{u}_L^2}{2R_L} = \frac{U_B^2}{8R_L}$$

Der unter diesen Idealbedingungen maximal erzielbare Wirkungsgrad der Verstärkung beträgt demnach maximal 25 % und errechnet sich über folgende Formel:

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_B} = \frac{U_B^2}{8R_L} \frac{2R_L}{U_B^2} = \frac{1}{4} = 25 \%$$

Dieser Wirkungsgrad hängt quadratisch von der Amplitude der Ausgangsspannung ab und wird deshalb bei abnehmenden Amplituden rasch kleiner. Bei der Verstärkung eines Wechselsignals mit einem Transistor im A-Betrieb wird daher mehr als Dreiviertel der aufgenommenen elektrischen Leistung als Wärme an die Umgebung abgegeben. Daher sind geeignete Maßnahmen zur Kühlung des Transistors vorzusehen. Für einen thermisch sicheren Betrieb muss die im Transistor entstehende Verlustleistung

$$P_V = \frac{1}{T} \int_0^T u_{CE}(t) i_C(t) dt$$

noch unterhalb der Verlusthyperbel P_{Vmax} liegen (s. Abb. 1.2), wobei die maximale Verlustleistung vom Hersteller im Datenblatt des Transistors für eine Nenntemperatur angegeben wird und sich bei Erhöhung der Temperatur des Transistors gemäß einer Leistungsminderungskurve reduziert.

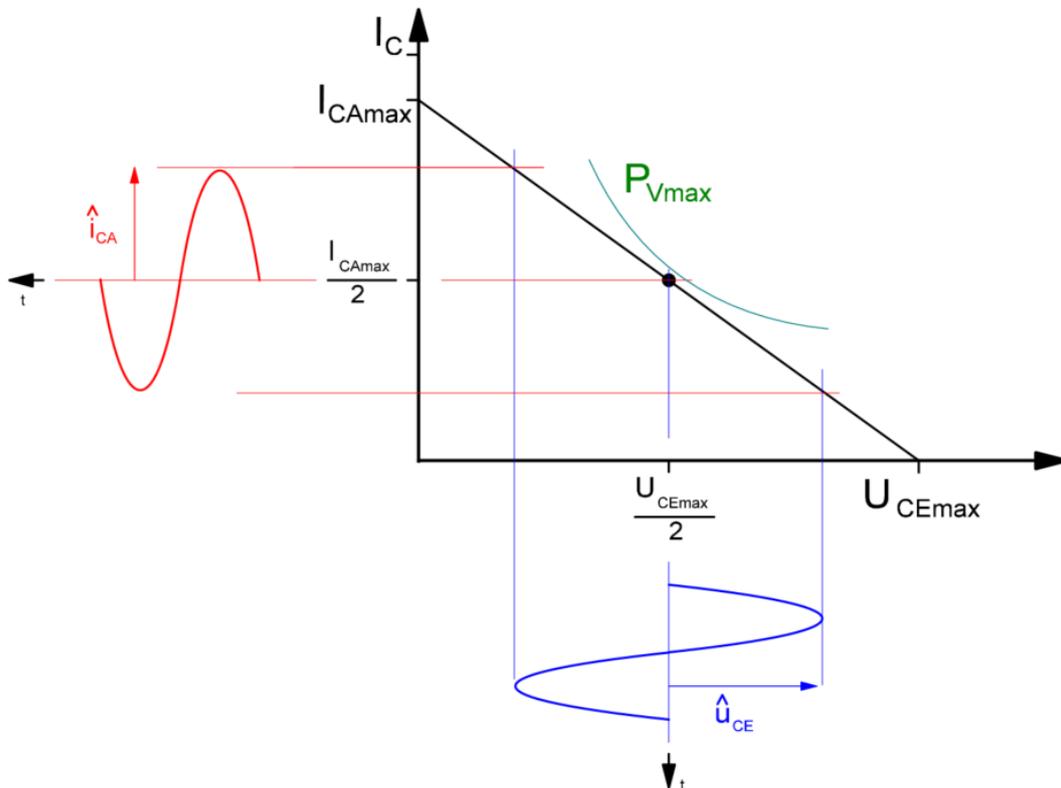


Abb. 1.2: Arbeitspunkt eines Verstärkers im A-Betrieb

Im Ruhezustand ist die im Eintransistorverstärker im A-Betrieb auftretende Verlustleistung P_{V0} maximal und entspricht der Hälfte der von der Gleichspannungsquelle abgegebenen Wirkleistung:

$$P_{V0} = \frac{1}{T} \int_0^T u_{CE}(t) i_C(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{u}_{CE} \bar{i}_C dt = \bar{u}_{CE} \bar{i}_C \frac{1}{T} \int_0^T dt = U_{CE,A} I_{C,A} = U_{CE,A} I_{L,A} = \frac{U_B}{2} \frac{U_B}{2R_L} = \frac{U_B^2}{4R_L}$$

Zur Realisierung eines Spannungsverstärkers, kann ein Transistor in Emitterschaltung dienen (s. Abb. 1.3). Durch seine BE-Strecke und seine CE-Strecke fließen

Mischströme. Die Gleichanteile dieser Mischströme werden als „Ruheströme“ bezeichnet und definieren zusammen mit den Gleichspannungen den Arbeitspunkt des Transistors, in dem die am Eingang anliegenden Wechselgrößen verstärkt werden sollen.

Um dem Verstärker am Eingang nur ein Wechselsignal zuzuführen und auch den eingestellten Arbeitspunkt nicht durch die Eigenschaften der am Eingang angeschlossenen Quelle zu verändern, wird der Koppelkondensator C_{K1} als „Gleichstrom-Blocker“ eingesetzt. Am Ausgang wird das Abblocken des Gleichstroms vom Koppelkondensator C_{K2} übernommen. Oft wird nur das verstärkte Wechselsignal weiterverarbeitet.

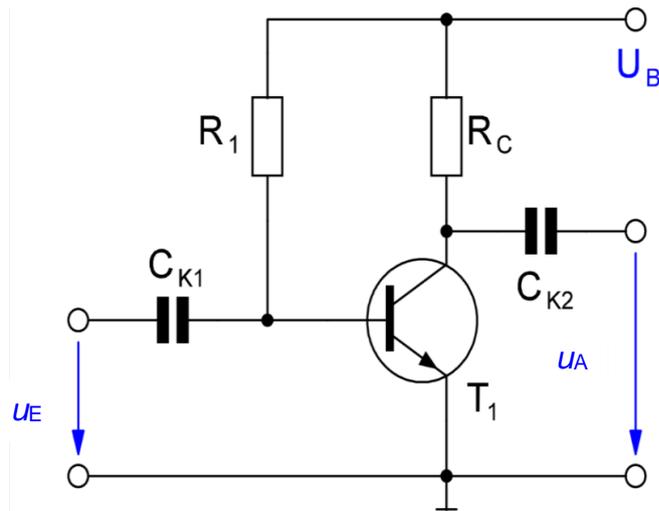


Abb. 1.3: Eintransistor-Spannungsverstärker im A-Betrieb (Emitterschaltung)

Im A-Betrieb spielt neben der maximalen Ausschöpfung des Aussteuerbereiches die Linearität der Verstärkerkennlinie eine entscheidende Rolle. Deshalb wird der Arbeitspunkt so gewählt, dass das zu verstärkende Signal nur den nahezu linearen Teil der Übertragungskennlinie aussteuert. Im Resultat lassen sich mit dieser Betriebsart sehr geringe Verzerrungen des Ausgangssignals und dementsprechend kleine Werte des Klirrfaktors erreichen.

Viele Transistoren arbeiten in elektronischen Schaltungen im A-Betrieb, verstärken also beide Halbwellen eines Wechselsignals, ohne dass diese Betriebsart explizit erwähnt wird. Erwähnung findet die Betriebsart erst bei Leistungsverstärkern, da hier der größte Teil der aufgenommenen Leistung als Wärme an die Umgebung abgeführt werden muss und der kleine Wirkungsgrad sowie der mögliche Gleichanteil im Ausgangssignal besonders berücksichtigt werden müssen.

Um den Gleichanteil im Ausgangssignal zu vermeiden und den Wirkungsgrad nahezu zu verdoppeln arbeiten Leistungsverstärker im A-Betrieb auch i. d. R mit einer Gegentakt-Anordnung zweier komplementärer Transistoren, die bei Bipolartransistoren aus einem npn- und einem pnp-Transistor besteht. Diese Transistoren sollen möglichst gute antimetrische Eigenschaften haben, d.h. dass sie sehr ähnlich verlaufende Kennlinien aufweisen, wenn man die Vorzeichen der Ströme und Spannungen des pnp-Transistors im Vergleich zum npn-Transistor invertiert. Hersteller bauen dafür komplementäre Transistorpärchen, die für den Betrieb in Gegentaktschaltungen (push-pull configuration) vorgesehen sind.

In der Gegentaktschaltung nach Abb. 1.4 befinden sich die beiden Gleichspannungsquellen einerseits und die beiden komplementären Transistoren in den Längszweigen einer Brückenschaltung. Das Ausgangssignal wird am Lastwiderstand R_L abgenommen, der den Diagonalzweig dieser Brückenschaltung bildet.

Fasst man für ein grundsätzliches Verständnis der Schaltung die CE-Strecke von Transistor 1 als elektronisch einstellbaren Widerstand auf, der zwischen einem sehr kleinen Wert und einem sehr großen Wert über seinen Basisstrom einstellbar ist, wird klar, dass bei kleinem Widerstand nahezu die gesamte positive Gleichspannung U_B der oberen Quelle am Lastwiderstand R_L anliegt und durch diesen einen Maximalstrom von $i_{Lmax} = U_B/R_L$ treibt. Wird der Widerstand der CE-Strecke von T_1 dagegen sehr groß, so kommt der Stromfluss durch R_L zum Erliegen $i_L = 0$.

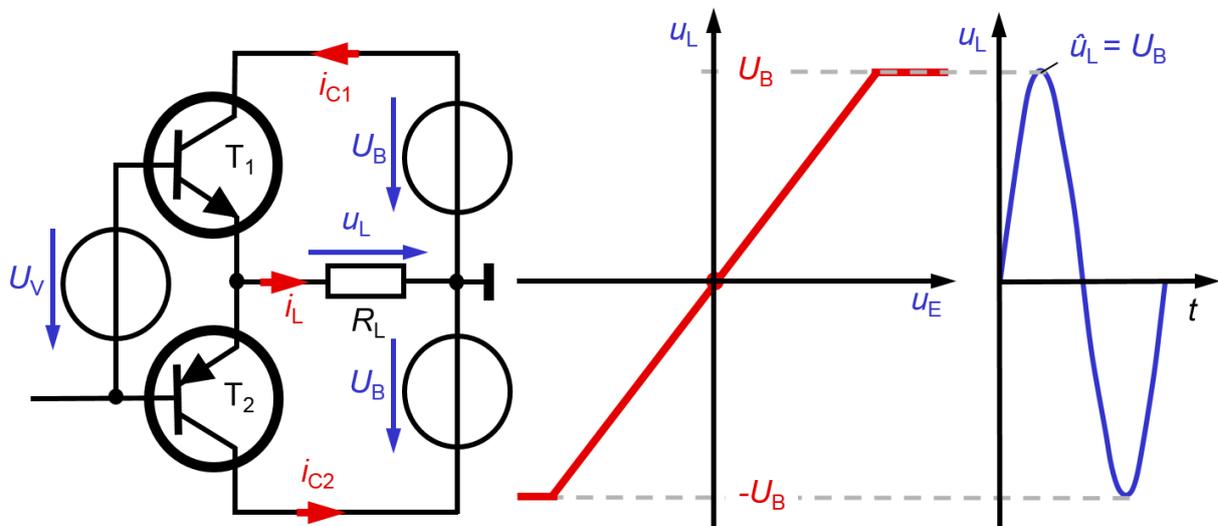


Abb. 1.4: Gegentakt-Stromverstärker im A-Betrieb im optimalen Arbeitspunkt $U_V > 2U_{qM}$

Bei ähnlicher Betrachtung von T_2 wird klar, dass bei kleinem Widerstand nahezu die gesamte negative Gleichspannung $-U_B$ der unteren Quelle am Lastwiderstand R_L anliegt und einen Minimalstrom von $i_{Lmin} = -U_B/R_L$ treibt. Wird der Widerstand der CE-Strecke von T_2 dagegen sehr groß, so kommt der Stromfluss durch R_L wieder zum Erliegen $i_L = 0$. Möchte man ausgehend vom Arbeitspunkt einen gleich großen Hub beim Kollektorstrom nach oben und nach unten ermöglichen, wählt man den Kollektorgleichstrom im AP, der aus der oberen Quelle durch T_1 und T_2 in die untere Quelle fließt, als halben Maximalstrom

$$I_{C,A} = 0,5 \cdot I_{Cmax} = 0,5 \cdot U_B/R_L.$$

Im zeitlichen Mittel gibt jede Gleichspannungsquelle die Leistung $U_B \cdot I_{C,A}$ an den Verstärker ab. Beide Quellen zusammen liefern also im Wesentlichen die vom Verstärker elektrisch aufgenommene Leistung P_B

$$P_B = 2U_B I_{C,A} = 2U_B \frac{U_B}{2R_L} = \frac{U_B^2}{R_L}$$

Die Amplitude der Ausgangswechselspannung am Lastwiderstand R_L im Diagonalzweig der Brücke kann maximal $\hat{u}_L = U_B$ betragen. Die an den Lastwiderstand

abgegebene Ausgangsleistung lässt sich über den Effektivwert der Ausgangsspannung wie folgt berechnen:

$$P_{Lmax} = \frac{U_{Leff}^2}{R_L} = \frac{\hat{u}_L^2}{2R_L} = \frac{U_B^2}{2R_L}$$

Aus diesen Beziehungen können wir nun den Wirkungsgrad der Gegentaktverstärkerschaltung im A-Betrieb berechnen. Er beträgt:

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_B} = \frac{U_B^2}{2R_L} \frac{R_L}{U_B^2} = \frac{1}{2} = 50 \%$$

Die Vorspannung der beiden Endstufentransistoren T₁ und T₂ lässt sich vorteilhaft über einen dritten Transistor T₃ erzeugen (s. Abb. 1.5). Durch die Dimensionierung seines Basisspannungsteilers aus R₁ und R₂, wird sein AP und damit seine Ausgangsspannung U_{CE} eingestellt, die als Vorspannung U_V = U_{CE3} den Arbeitspunkt der Gegentaktschaltung von T₁ und T₂ einstellt.

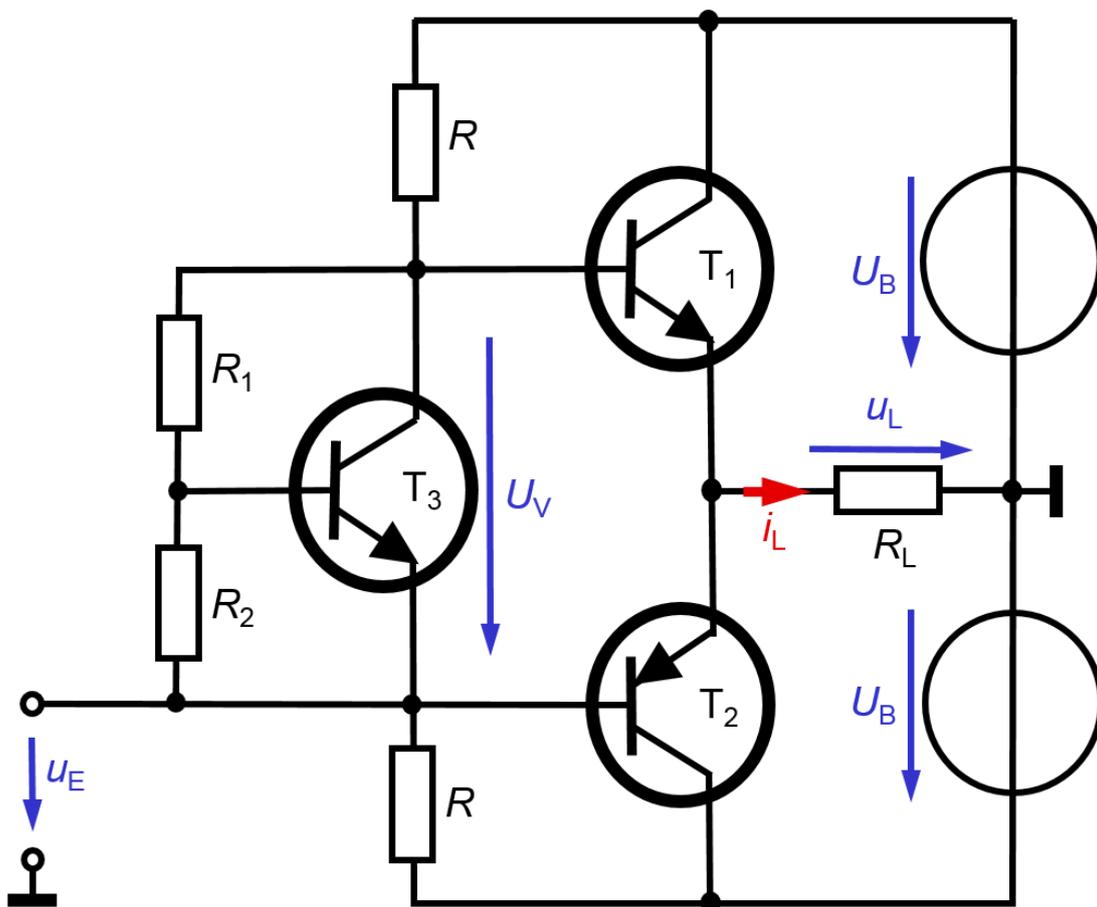


Abb. 1.5: Erzeugung der Vorspannung einer Gegentaktstufe mit einem dritten Transistor

Über die Höhe der eingestellten Vorspannung U_V werden die gegenläufigen Steuerkennlinien der komplementären Transistoren T₁ und T₂ gegeneinander verschoben. Durch die Überlagerung der beiden Steuerkennlinien in der

Gegentaktschaltung (s. Abb. 1.6) kann die resultierende Übertragungskennlinie sogar eine gewisse Linearisierung erfahren, was dazu führt, dass sehr geringe Klirrfaktoren im A-Betrieb erreicht werden können.

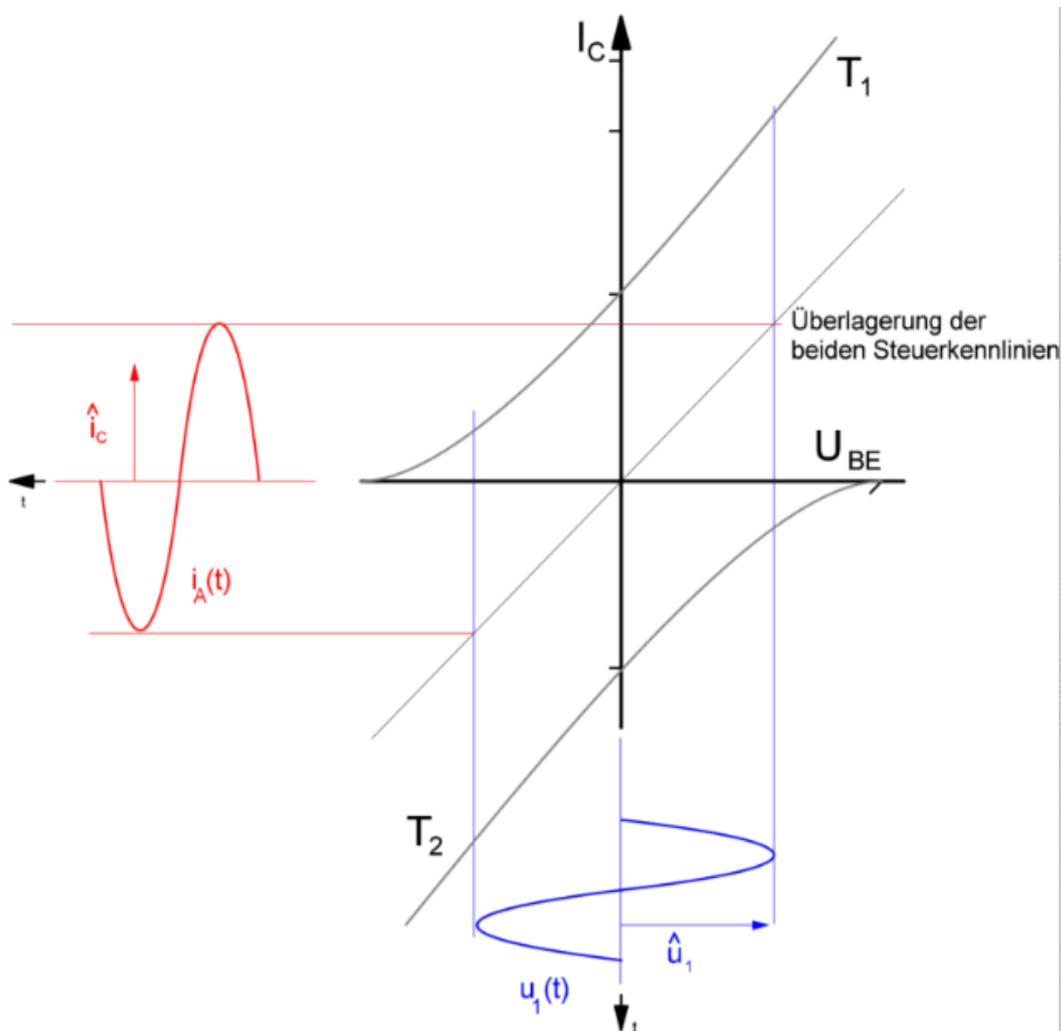


Abb. 1.6: Überlagerung der Steuerkennlinien in einer Gegentaktschaltung

Ein solcher Verstärker im A-Betrieb arbeitet ähnlich wie der weiter unten beschriebene Verstärker im AB-Betrieb, allerdings sind im A-Betrieb beide Transistoren viel weiter vorgespannt, sodass beide während des gesamten Signalverlaufs arbeiten und von keiner Halbwelle eine „Spitze“ abschneiden. Deshalb werden die AP der Gegentakt-Transistoren häufig etwa in die Mitte ihres linearen Aussteuerbereiches gelegt.

Durch die im Vergleich zum AB- oder B-Betrieb relativ hohe Vorspannung von T_1 und T_2 fließt ein höherer Ruhestrom kontinuierlich durch beide Transistoren der Gegentaktschaltung und erzeugt in ihnen permanente Wärmeverluste. Das ist die wesentliche Ursache für den relativ geringen Wirkungsgrad der Verstärkung von max. 50 % im A-Betrieb mit einer Gegentaktschaltung.

1.3 Gegentaktverstärker im B-Betrieb

Der B-Betrieb arbeitet ohne jegliche Vorspannung $U_V = 0$ und ist nur mit einer Gegentaktschaltung möglich.

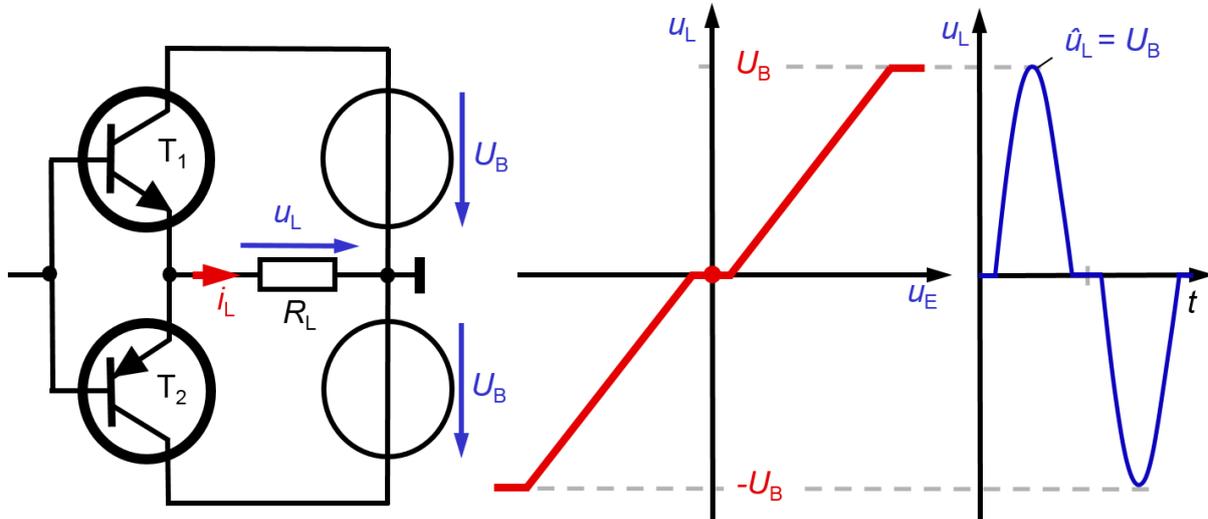


Abb. 1.7: Gegentaktstromverstärker im B-Betrieb

Im B-Betrieb liegt der Arbeitspunkt von T_1 und T_2 im Ursprung der Steuerkennlinie. Da beide Halbwellen des Eingangssignals zu verstärken sind, muss für jede Halbwellen des Signals ein Transistor vorhanden sein. Daher ist für den B-Betrieb zwingend eine

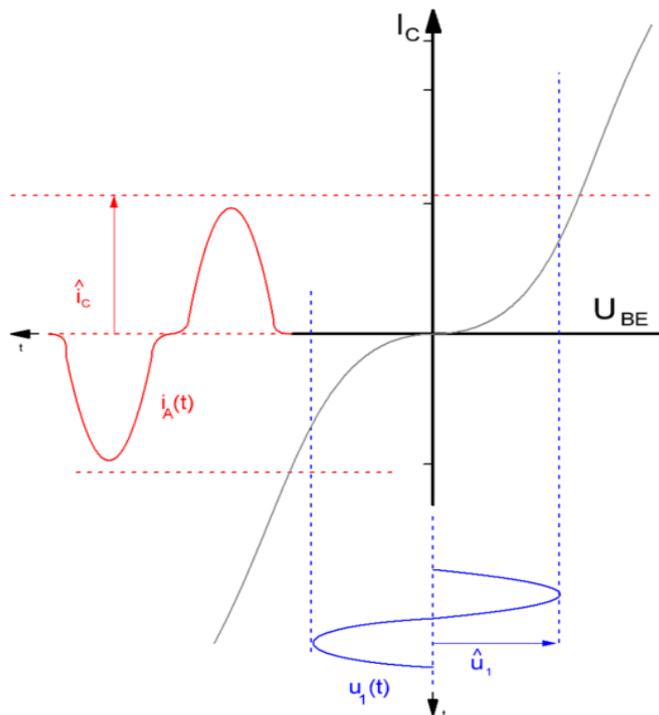


Abb. 1.8: Entstehung der Übernahmeverzerrungen im B-Betrieb

Gegentaktanordnung erforderlich (**Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.**).

Da kleine BE-Spannungen unterhalb der Schwellenspannung der BE-Diodenstrecken noch keinen nennenswerten Basisstrom fließen lassen, kommt es im Bereich kleiner Spannungen zu relativ großen Verzerrungen des Ausgangssignals. Weil diese Verzerrungen im Bereich der Übernahme der Signalverstärkung von einem zum anderen Transistor entstehen, werden sie als Übernahmeverzerrungen bezeichnet. Das Auftreten der Übernahmeverzerrungen an der Steuerkennlinie der Gegentaktschaltung im B-Betrieb ist noch einmal deutlich in der Abb. 1.8 dargestellt. Diese Verzerrungen wirken sich auf einem erhöhten Klirrfaktor bei Signalen kleiner Amplituden aus. Da der B-Betrieb mit einem verschwindend kleinen Kollektorruehestrom arbeitet, ist die stationäre Verlustleistung in der Gegentaktschaltung gering, allerdings stören die Übernahmeverzerrungen im Ausgangssignal, so dass der reine B-Betrieb ohne jegliche Vorspannung kaum verwendet wird.

1.4 Verstärker im AB-Betrieb

Um die Übernahmeverzerrungen zu vermeiden, spannt man jeden Transistor der Gegentaktschaltung mit seiner BE-Schwellenspannung U_{qM} von ca. 0,6 – 0,7 V bei Siliziumtransistoren vor. Damit verschiebt man die Arbeitspunkte der Transistoren jeweils in den Knick der Steuerkennlinie (dort, wo der weitestgehend lineare Teil beginnt) und erhält so einen verzerrungsarmen AB-Betrieb. Nun fließt jedoch auch im nicht angesteuerten Zustand ein Strom (Ruehestrom), der aber an der Schwelle zum linearen Bereich noch klein sein kann und im Resultat zu einer nahezu linearen Steuerkennlinie der Gegentaktschaltung führt.

Eine einfache Möglichkeit zur Erzeugung dieser Vorspannung besteht aus der Verwendung zweier Dioden (s. Abb. 1.9). Diese sollten zur Stabilisierung des Arbeitspunktes mit den Ausgangstransistoren thermisch gekoppelt - also auf einem gemeinsamen Kühlkörper montiert - sein.

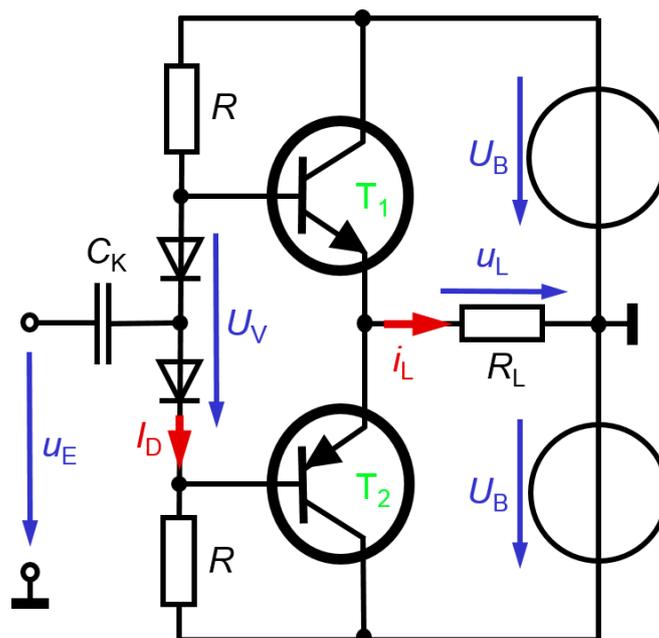


Abb. 1.9: Gegentakt-Verstärkerschaltung mit Endstufe im AB-Betrieb

Der AB-Betrieb liegt zwischen dem A-Betrieb und dem B-Betrieb. Das Erreichen des A-Betriebes kann man an der Tatsache festmachen, dass jeder der beiden Endstufentransistoren beide Halbwellen des Signals verstärkt. Den B-Betrieb kann man daran festmachen, dass der Kollektorruhestrom null ist. Alle anderen Einstellungen des Arbeitspunktes zwischen diesen beiden Extremwerten gehören dann zum AB-Betrieb.

Praktisch von besonderer Bedeutung ist die Wahl des Arbeitspunktes im „Knick“ der Steuerkennlinien, da hier die Ruhestrome noch klein sind und die Verstärkung beider Halbwellen ohne Übernahmeverzerrungen erfolgt. In dieser wichtigen Betriebsart kann der Wirkungsgrad auch deutlich höher als im A-Betrieb sein.

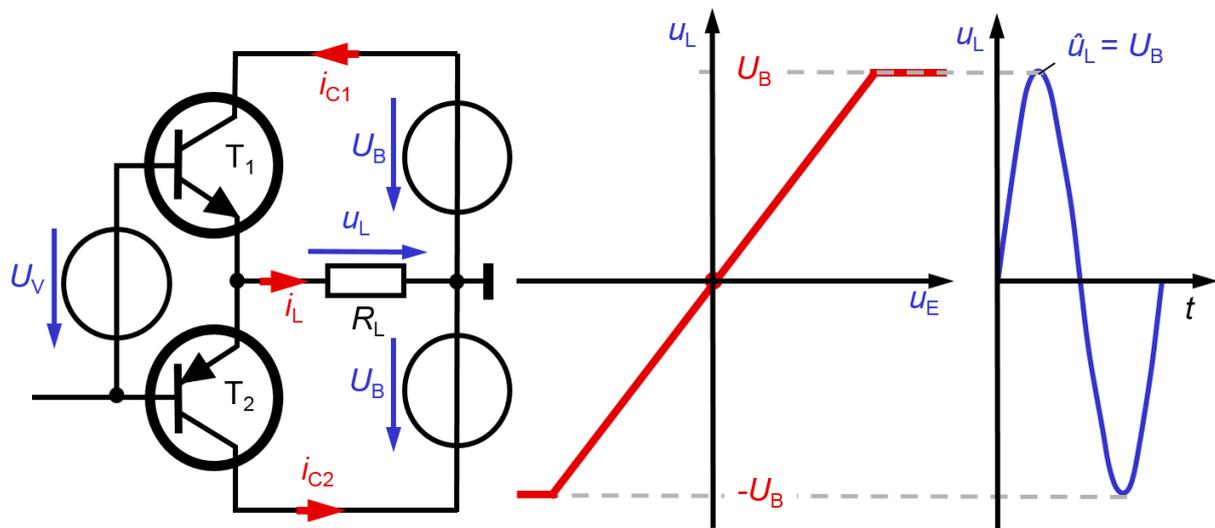


Abb. 1.10: Gegentaktverstärker im AB-Betrieb mit kleiner Vorspannung $U_V \approx 2U_{qM}$

Die Abb. 1.10 stellt die Gegentaktendstufe im AB-Betrieb dar, wobei wir annehmen, dass die Vorspannung $U_V \approx 2U_{qM} \approx 1,4 \text{ V}$ beträgt, was der Summe der beiden BE-Vorspannungen der Endstufentransistoren entspricht. In diesem Falle wechseln sich die Transistoren T_1 und T_2 bei der Verstärkung ab: T_1 verstärkt die positive Halbwelle des Eingangssignals und T_2 die negative. Wenn T_1 ganz durchgeschaltet ist, fließt ein positiver Laststrom der Größe

$$\hat{i}_L = \frac{U_B}{R_L}$$

durch den Lastwiderstand R_L und die obere Gleichspannungsquelle; wenn T_2 ganz durchgeschaltet ist, fließt ein negativer Laststrom von gleichem Betrag durch R_L und die untere Gleichspannungsquelle. Die elektrisch aus beiden Gleichspannungsquellen aufgenommene Leistung beträgt daher

$$P_B = U_B \overline{|i_L|} = U_B \frac{2}{\pi} \hat{i}_L = U_B \frac{2}{\pi} \frac{U_B}{R_L} = \frac{2}{\pi} \frac{U_B^2}{R_L}$$

Der Lastwiderstand R_L wird nur vom Wechselstrom durchflossen. Dieser gibt folgende Wirkleistung an R_L ab:

$$P_{Lmax} = \frac{U_{Leff}^2}{R_L} = \frac{\hat{u}_L^2}{2R_L} = \frac{U_B^2}{2R_L}$$

Das Verhältnis von elektrisch an den Lastwiderstand abgegebener Wirkleistung zur insgesamt aufgenommenen Leistung, die im Wesentlichen aus der aufgenommenen Leistung aus beiden Quellen besteht, definiert den Wirkungsgrad der Verstärkung im AB-Betrieb an der Grenze zum B-Betrieb und wird deshalb auch als Abschätzung für den maximalen Wirkungsgrad der Verstärkung im B-Betrieb verwendet:

$$\eta_{max} = \frac{P_{Lmax}}{P_B} = \frac{U_B^2}{2R_L} \frac{\pi \cdot R_L}{2U_B^2} = \frac{\pi}{4} \approx 78,5 \%$$

1.5 Aufbau einer Ausgangsstufe

In den meisten Fällen werden die Transistoren einer Ausgangsstufe wie in Abb. 1.11 als Kollektorschaltung betrieben. Die Spannungsverstärkung ist dann etwas kleiner als eins, die Stromverstärkung liegt je nach gewähltem Transistor in der Größenordnung von ca. 50–150. Über das mit N bezeichnete Netzwerk (z.B. einen dritten Transistor mit Basisspannungsteiler) wird die Vorspannung für die Transistoren erzeugt und damit die Betriebsart der Stufe eingestellt, weil in Abhängigkeit dieser Spannung die Transistoren T_1 und T_2 aufgesteuert werden und darüber der Ruhestrom eingestellt wird. Die ergänzten Emitterwiderstände stabilisieren den Arbeitspunkt thermisch durch Gegenkopplung.

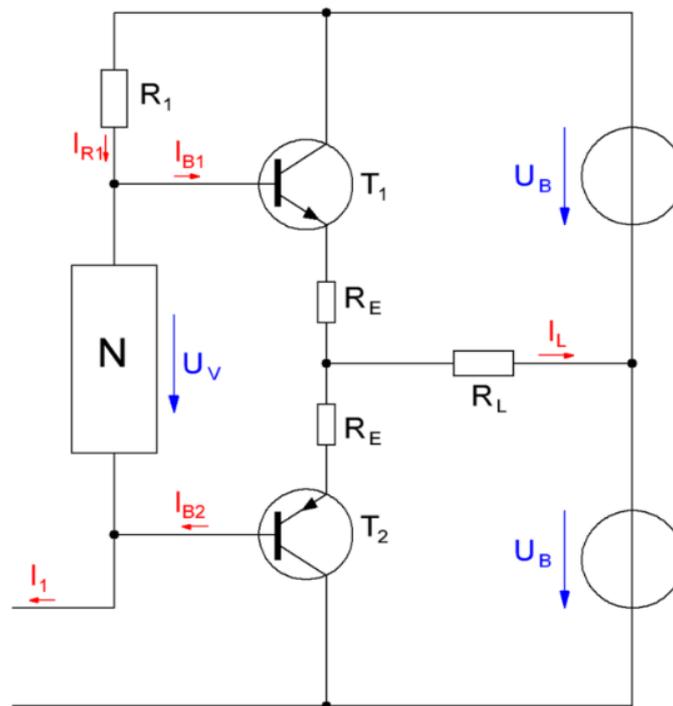


Abb. 1.11: Gegentakt Ausgangsstufe mit variabler Betriebsart

1.6 Bootstrap-Rückkopplung

Bei positiver Halbwelle (T_1 leitet) lässt sich der Strom I_1 (s. Abb. 1.11) zusammen mit dem Stromverstärkungsfaktor B_F von T_1 folgendermaßen abschätzen:

$$I_1 \approx I_{R1} - I_{B1} \approx I_{R1} - \frac{I_L}{B_F}$$

Bei großem Laststrom I_L kann es vorkommen, dass die ansteuernde Schaltung den Strom I_{B1} nicht groß genug liefern kann, weil R_1 den Strom I_{R1} zu sehr begrenzt. Die positive Halbwelle kann dann nicht vollständig verstärkt werden und es entstehen Verzerrungen. Die erforderliche Ansteuerleistung kann dynamisch über einen großen Bootstrap-Kondensator C_B aus der Ausgangsspannung gewonnen werden, indem ein Teilwiderstand von R_1 mit der Ausgangsspannung dynamisch angekoppelt wird (Abb. 1.12).

Im Ruhezustand und während der negativen Aussteuerung lädt sich der große Kondensator auf einen Wert knapp unterhalb der Betriebsspannung U_B auf. Wenn C_B nun so groß dimensioniert wurde, dass sich seine Spannung während der positiven Halbwelle kaum ändert, dann wird die Spannung am Knotenpunkt zwischen R_{1A} und R_{1B} bei positiver Ausgangsamplitude weit angehoben, ggf. sogar über U_B . Durch diese dynamische Mitkopplung (bootstrapping) wird eine wesentliche Verbesserung der Verstärkung der positiven Halbwellen erreicht.

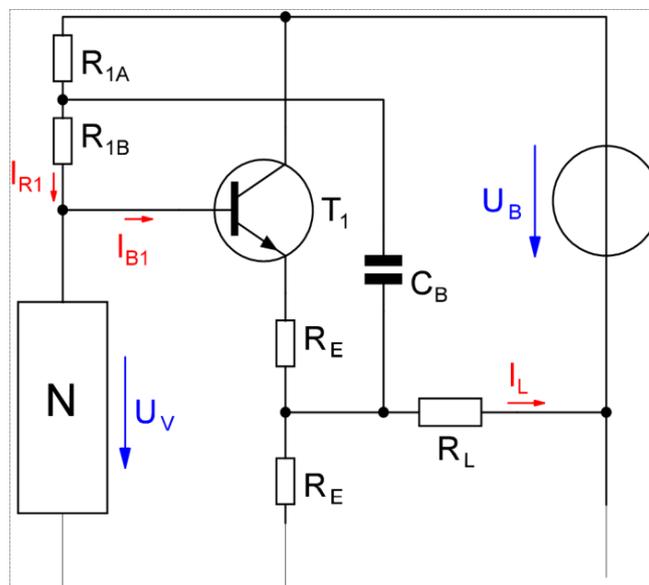


Abb. 1.12: Rückkopplung über Bootstrap-Kapazität C_B

Diese Verbesserung wirkt nur, solange eine Abfolge von positiven und negativen Halbwellen am Ausgang folgt. In einem Gleichspannungsverstärker bleibt sie wirkungslos.

1.7 Ansteuerung der Ausgangsstufe

In Abb. 1.13 sind verschiedene Beispiele zur Ansteuerung einer Ausgangsstufe dargestellt:

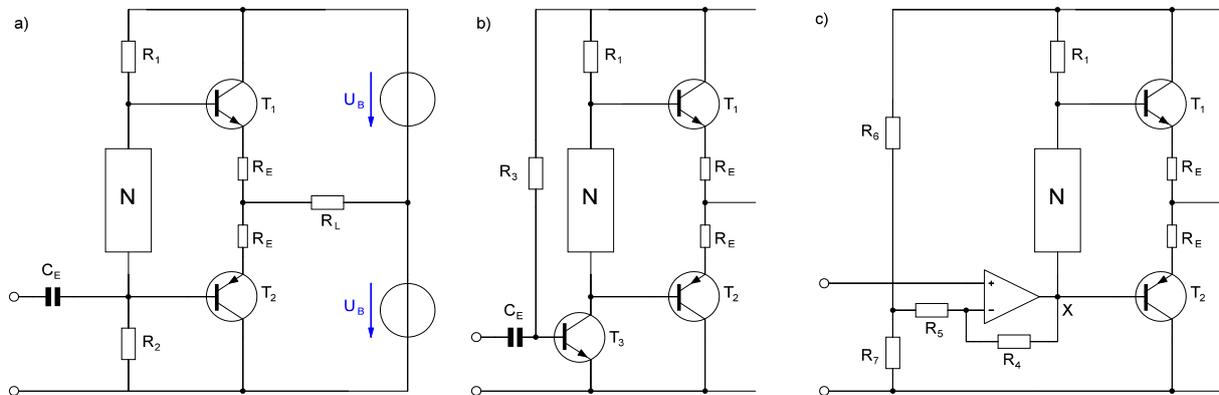


Abb. 1.13: Ansteuerung der Ausgangsstufe

- Widerstandsnetzwerk mit kapazitiver Kopplung: Das Eingangssignal wird über C_E eingekoppelt. Die Stufe hat keine Spannungsverstärkung. Die Symmetrie des Ausgangssignals lässt sich über Veränderung von R_1 und R_2 einstellen.
- Eingangstransistor mit kapazitiver Kopplung: T_3 bewirkt eine Spannungsverstärkung. Die Symmetrie kann in diesem Fall über R_3 beeinflusst werden.
- Ansteuerschaltung mit OP und direkter Kopplung: Hier ist ebenfalls eine Spannungsverstärkung über das Verhältnis von R_4 zu R_5 einstellbar. Mit den Widerständen R_6 und R_7 lässt sich der Ausgangsspannung des OPs mit einem Gleichspannungsoffset versehen, wie er am Punkt X erforderlich ist.

Labor Elektronische Schaltungen Prof. Dr. P. Stuwe Dipl.-Ing. B. Ahrend		Ostfalia Hochschule für angewandte Wissenschaften 	
Versuch 4: NF-Leistungsverstärker			
Gruppennummer:	Name: Matr.-Nr.:		
Datum:	Name: Matr.-Nr.:		
Name: Matr.-Nr.:			
Vortestat	Durchführung (Note)	Bericht (Note)	Gesamtbewertung

2 Versuchsvorbereitung

Hinweis: Bringen Sie bitte unbedingt einen leeren USB-Stick für die Versuchsdurchführung mit.

2.1 Aufgaben zur Versuchsvorbereitung

- 1.) Skizzieren Sie für einen Verstärker im *B-Betrieb* (Abb. 3.3) und einen Verstärker im *AB-Betrieb* (Abb. 3.4) jeweils den Verlauf der Ausgangsspannung $u_A(t)$ an Punkt A, für ein sinusförmiges Eingangssignal mit einer Amplitude von $\hat{u}_E = 1\text{ V}$.
- 2.) Skizzieren Sie für den Verstärker im AB-Betrieb jeweils den Verlauf des Stromes durch die Emitterwiderstände R_{E1} und R_{E2} bei einem sinusförmigen Ausgangssignal von $\hat{u}_A = 1\text{ V}$. Tragen Sie im Schaltbild Abb. 3.4 die Stromzählpfeile ein.
- 3.) Berechnen Sie die Spannungsverstärkung der Ansteuerschaltung mit den Werten aus Abb. 3.1.
- 4.) Im Datenblatt von Audioverstärkern wird immer ein Klirrfaktor angegeben. Was bedeutet dieser und wie entsteht er bei unseren Verstärkerschaltungen? Welche Auswirkungen hat der Klirrfaktor dabei auf den Klang eines Audiosignals? Erläutern Sie im Anschluss den Unterschied zwischen Klirrfaktor und THD.
- 5.) Vergleichen Sie den Wirkungsgrad des A-Betriebs bei den beiden Fällen:
 - a) ohne anliegendes Wechselsignal am Eingang
 - b) mit Wechselsignal max. Amplitude am Eingang
 Über welchen Bauteilen der Endstufe fallen jeweils die Leistungsbestandteile ab (prozentual für jedes Bauteile angeben). Unterscheiden Sie zwischen Gleich und Wechselkomponenten der Leistung.
- 6.) Machen Sie sich mit dem Audio Precision APX 525 mittels der vorhandenen Kurzanleitung vertraut.

2.2 Allgemeine Hinweise

Verwenden Sie bei allen Versuchsteilen möglichst kurze Leitungen. Lange Leitungen können zum Aufschwingen der Schaltungen führen und würden die Messergebnisse verfälschen. Sofern nicht anders angegeben, soll beim Sweep-Vorgang die Eingangsspannung zwischen $\hat{u}_Q = 100 \text{ mV}$ und 4 V und bei einem Frequenzsweep zwischen $f = 20 \text{ Hz}$ und 20 kHz eingestellt werden.

2.2.1 Ansteuerschaltung

Die Ansteuerschaltung (Abb. 3.1) dient in Verbindung mit einem verzerrungsarmen Sinusgenerator, zur Ansteuerung **aller** verwendeten Schaltungen. Mit dem Potentiometer wird der Gleichspannungsoffset der Ausgangsspannung eingestellt (nur im Versuchsteil 3.5 erforderlich). Die Spannungsverstärkung der Schaltung ist durch das Widerstandsverhältnis fest eingestellt. Die Ansteuerungsschaltung ist fertig aufgebaut und wird bei allen Versuchsteilen mit $\pm 15 \text{ V}$ versorgt.

2.2.2 Einstellen des Ruhestroms

Beachten Sie, dass die Einstellung des Ruhestromes immer **ohne** Ansteuerung mit einer Wechselgröße geschehen muss (d.h. Eingangssignal der Ansteuerungsschaltung abklemmen und auf Masse legen).

2.2.3 Messung des Klirrfaktors

Zur Messung des Klirrfaktors der verschiedenen Schaltungen wird der Audioanalyzer APX 525 verwendet. Die Frequenz des Eingangssignals beträgt, sofern nicht anders angegeben, bei allen Versuchsteilen $f = 1 \text{ kHz}$. Messen Sie den THD immer als **THD+N, ratio** in %

2.2.4 Speichern mit dem Oszilloskop

Sobald der USB-Stick erkannt wurde, können die Bilder mit zwei Tastendrücken gespeichert werden. Nach Drücken der Taste *Save/Recall* gelangt man in das Speichermenü. Durch Drücken des Softkeys *Speichen in /usb* kann ein Speicherort auf dem USB-Stick ausgewählt werden. Durch Betätigen des Softkeys *Speichern* wird das Schirmbild dann im entsprechenden Ordner abgelegt. Im gleichen Menü, können Sie das Ausgabeformat, unter dem Menüpunkt *Einstell.*, verändern. Insbesondere sollte die Option *Gitter invert.* ausgewählt sein, damit das Bild mit weißem Hintergrund gespeichert wird.

2.2.5 Exportieren der Verläufe aus der Audio Precision Software

Um die erzeugten Verläufe in Ihren Umdruck übernehmen zu können, müssen Sie diese zunächst in einer **Word-Datei** speichern. Klicken Sie dazu auf den erzeugten Graphen mit einem Rechtsklick, kopieren Sie den Verlauf und fügen diesen dann als Bilddatei in eine von Ihnen vorher erzeugte Word-Datei ein. Kopieren Sie am Ende des Versuchs die Word-Datei auf Ihren USB-Stick.

Verwendete Geräte:

- Labornetzgerät Voltcraft PS2403 Pro
- Oszilloskop Keysight DSOX 4032A
- Audioanalyzer Audio Precision APX 525 mit Software auf Laborrechner
- Digital Multimeter HP 34401A
- div. Versuchsaufbauten

3 Durchführung

In der Durchführung sollen die verschiedenen Betriebsarten eines NF-Leistungsverstärkers untersucht werden. Bei allen Messungen wird das Signal \underline{U}_Q durch den **Output 1** des Audioanalysators bereitgestellt und die Ausgangsspannung Eingang **Input 1** des Analysators gemessen

3.1 Messung an der Ansteuerschaltung

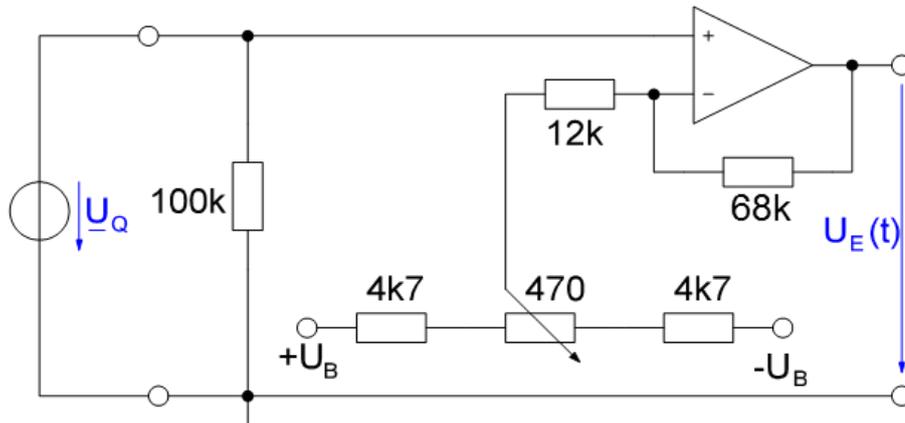


Abb. 3.1: Ansteuerschaltung zum Ansteuern einer Endstufe

In diesem Versuchsteil soll die Linearität der Ansteuerschaltung in Abhängigkeit der Frequenz und der Eingangsspannung untersucht werden. Schließen Sie die Ansteuerschaltung gemäß Abb. 3.1 an und versorgen Sie den Versuchsaufbau mit $U_B = \pm 15 \text{ V}$. Um den Einfluss eines Offsets auf die Messreihen auszuschließen, sollten Sie bei allen Messungen vor Beginn die Gleichspannung auf 0 V regeln. Stellen Sie dazu bei kurzgeschlossenem Eingang, mit dem Potentiometer, eine Ausgangsgleichspannung von $U_E < 20 \text{ mV}$ ein.

3.1.1 Überprüfung der Vorbereitung

Stellen Sie am Eingang der Ansteuerschaltung eine geeignete Amplitude zwischen 500 mV und 4 V ein. Überprüfen Sie nun mit einer geeigneten Rechnung die Spannungsverstärkung aus der Vorbereitung 2.1.3 und speichern Sie mit dem Oszilloskop das Schirmbild der Ein- und Ausgangsspannung.

3.1.2 Untersuchung der Linearität bei verschiedenen Frequenzen

Nehmen Sie mittels Audioanalysator einen Frequenz-Sweep zwischen 20 Hz und 20 kHz auf. Die Spannung soll dabei auf $\hat{u}_Q = 1 \text{ V}$ eingestellt werden. Nehmen Sie nun die Funktion $THD = f(f)$ und die Ausgangsspannung $\hat{u}_E = f(f)$ auf. Speichern Sie anschließend die aufgenommenen Ergebnisse.

3.1.3 Untersuchung bei verschiedenen Spannungen

Nehmen Sie mittels Audioanalysator einen Generator-Amplitudenlevel-Sweep bei einer Frequenz von 1 kHz zwischen 100 mV und 4 V auf. Nehmen Sie dabei die Funktion $THD = f(\hat{u}_Q)$ und die Ausgangsspannung $\hat{u}_E = f(\hat{u}_Q)$ auf. Speichern Sie anschließend die aufgenommenen Ergebnisse.

3.2 Messungen an einem Ein-Transistor-Verstärker im A-Betrieb

Sie beginnen Ihre Messungen mit einem Verstärker im A-Betrieb, wie er in Abb. 3.2 dargestellt wird. Die Messungen in diesem Versuchsteil führen Sie noch manuell (Monitors/Meters in der Software) aus.

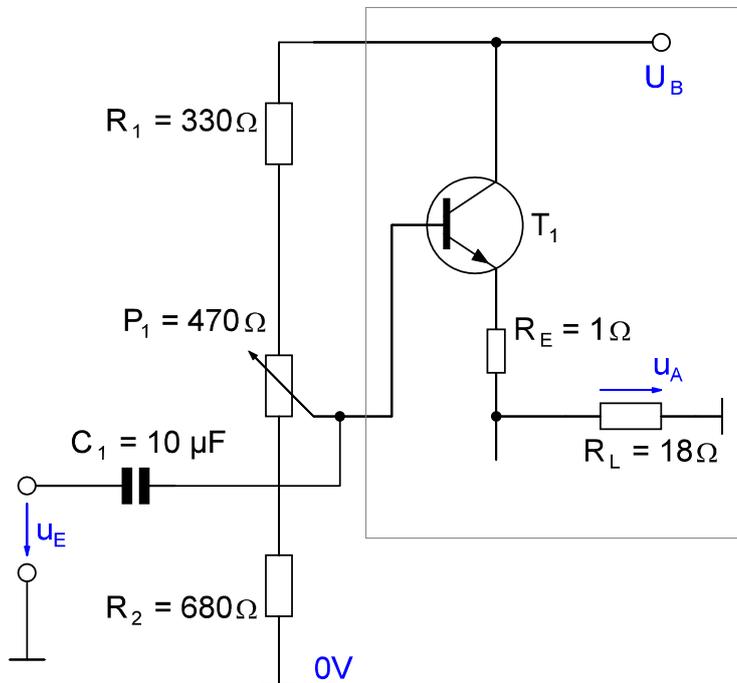


Abb. 3.2: Prinzipschaltung des Eintransistor-Verstärkers im A-Betrieb

Die Versorgungsspannung beträgt $U_B = +15\text{ V}$.

Stellen Sie zunächst den Ruhestrom mit dem Potentiometer P_1 so ein, dass ohne Ansteuerung am Ausgang (über R_L) eine Gleichspannung von $U_A = 7,5\text{ V}$ anliegt. Diese Spannung sollen Sie im weiteren so lange nachregeln und bei $7,5\text{ V}$ halten, bis die ersten Verzerrungen auftreten und Unsymmetrien entstehen.

Sobald der Verlauf an der positiven oder negativen Amplitude verzerrt wird, müssen Sie den Ruhestrom im Arbeitspunkt (Gleichspannung am Ausgang) gegenregeln und das Signal so symmetrieren.

Nehmen Sie dabei die Funktion $THD = f(u_Q)$, die Funktion $u_A = f(u_Q)$ auf und notieren Sie sich die eingestellte Gleichspannung des Arbeitspunktes am Ausgang auf einem kurzem Messprotokoll (ca. 15 Messpunkte).

3.3 Messungen an einem Gegentaktverstärker im B-Betrieb

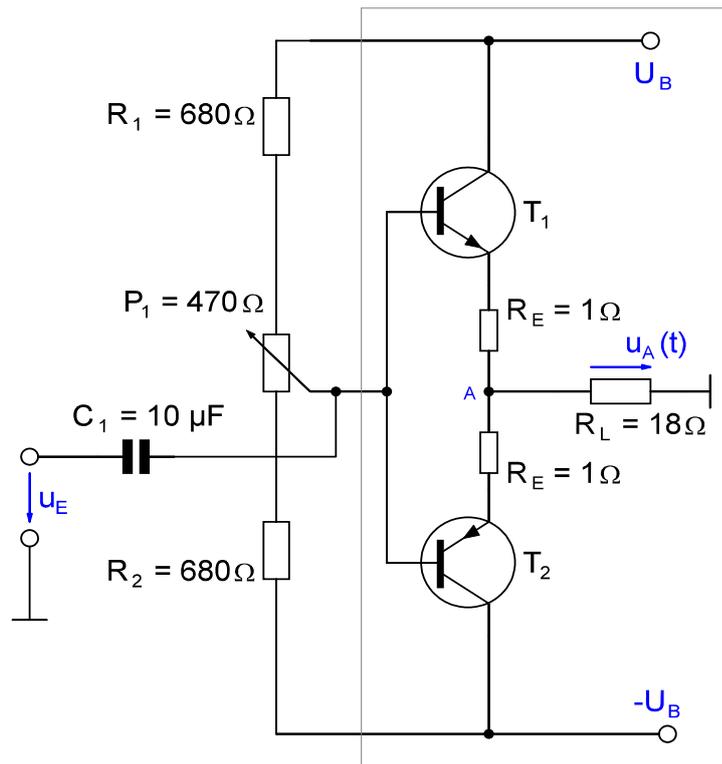


Abb. 3.3: Prinzipielle Schaltung der B-Ausgangsstufe

Die Schaltung der Ausgangsstufe im B-Betrieb ist teilweise aufgebaut (grau umrandeter Bereich in 3), es muss nur noch das Widerstandsnetzwerk und der Kondensator angeschlossen werden. Die Dioden auf dem Kühlkörper sind zu überbrücken. Die Symmetrie des Ausgangssignals muss mit dem Potentiometer P_1 eingestellt werden. Der Versuchsaufbau ist mit einer symmetrischen Gleichspannung in Höhe von $U_B = \pm 15 \text{ V}$ zu versorgen.

3.3.1 Aufnahme des Ausgangssignals der beiden Verstärker:

Stellen Sie das Ausgangssignal der Ansteuerschaltung und das symmetrische Ausgangssignal der Verstärkerschaltung auf dem Oszilloskop dar und speichern Sie das Schirmbild für eine Signalamplitude von $\hat{u}_Q = 0,5 \text{ V}$ auf einem USB-Stick ab.

3.3.2 Messung des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Aussteuerung:

Nehmen Sie die Funktion $THD = f(u_Q)$ sowie die Funktion $u_A = f(u_Q)$ mittels Sweep auf. Stellen Sie vor der Messung ein symmetrisches Ausgangssignal ein.

3.3.3 Fourier-Analyse

Nehmen Sie eine FFT (Fast Fourier Transformation) bei einer Verstärkereingangsspannung von $\hat{u}_E = 1 \text{ V}$ auf.

3.3.4 Untersuchung des Einflusses eines Koppelkondensators

a) Nehmen Sie den Amplitudenfrequenzgang und den Frequenzgang des Klirrfaktors bei einem Koppelkondensator mit $C_{1a} = 10 \text{ µF}$ auf.

- b) Nehmen Sie den Amplitudenfrequenzgang und den Frequenzgang des Klirrfaktors bei einem Koppelkondensator mit $C_{1a} = 100 \mu\text{F}$ auf.

Hinweis: Amplitudenfrequenzgang und Frequenzgang des Klirrfaktors können gleichzeitig aufgenommen werden. Wählen Sie dazu unter *Sweep - Primary Results* die benötigten Aufnahmen aus.

3.3.5 Audioversuch

Schließen Sie an den Ausgang der Verstärkerschaltung den Lautsprecher und an den Eingang der Ansteuerschaltung das 3,5 mm Klinkenkabel. Spielen Sie nun vom Labor-Rechner das vorbereitete Musikstück ab und notieren Sie Ihre Beobachtungen. Alternativ können Sie auch Ihre eigene Musik von einem Smartphone abspielen.

3.4 Messungen an einem Verstärker im AB-Betrieb

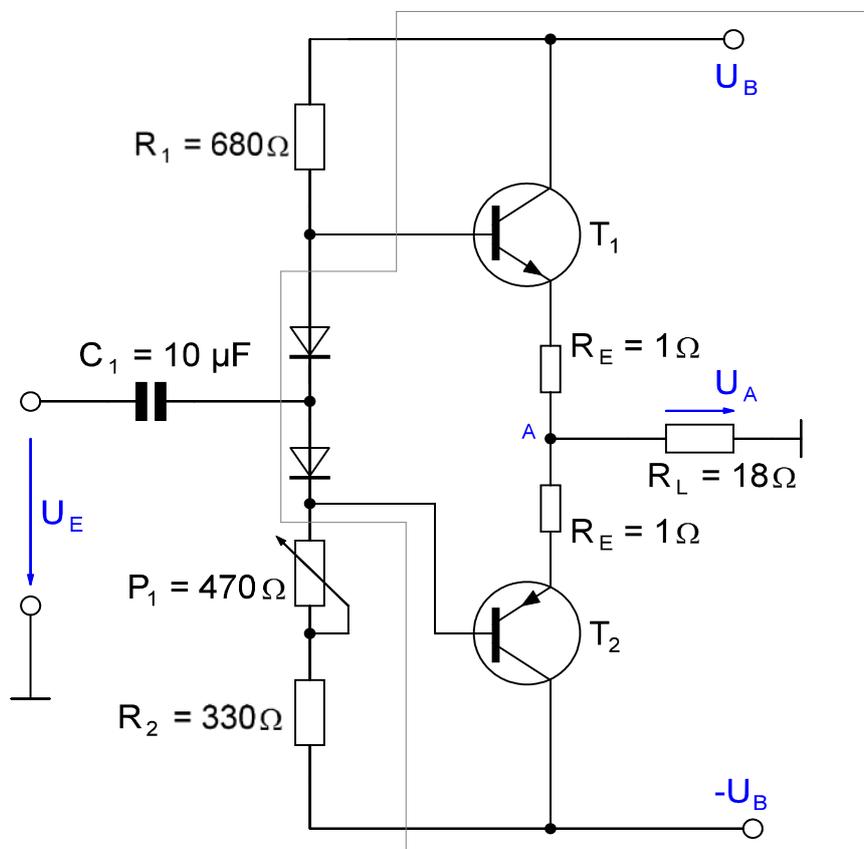


Abb. 3.4: Prinzipielle Schaltung des Verstärkers im AB-Betrieb

Die Schaltung ist nun so abzuändern, dass Sie einen Verstärker im AB-Betrieb erhalten (Abb. 3.4). Verwenden Sie nun die thermisch gekoppelten Si-Dioden. Der Versuchsaufbau ist weiterhin symmetrisch mit $U_B = \pm 15 \text{ V}$ zu versorgen.

3.4.1 Messung des Klirrfaktors

Nehmen Sie die Funktionen $THD = f(u_Q)$ und $u_A = f(u_Q)$ mittels Sweep auf.

3.4.2 Audioversuch

Ergänzen Sie die Schaltung nun wie in Aufgabe 3.3.5 und führen Sie den Versuch entsprechend erneut durch. Notieren Sie sich etwaige Beobachtungen und Veränderungen.

3.5 Messungen an einem Verstärker mit variabler Betriebsart

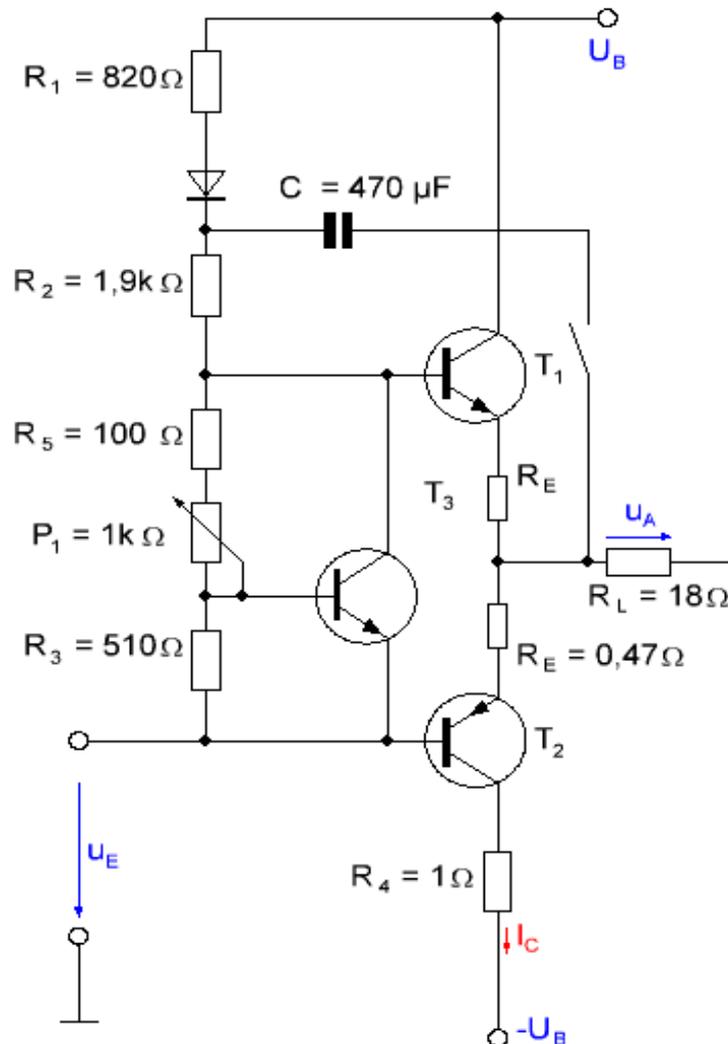


Abb. 3.5: Prinzipielle Schaltung des Verstärkers mit variabler Betriebsart

Die Schaltung in Abb. 3.5 ist komplett aufgebaut und muss nur noch mit der Ansteuerschaltung verbunden werden. Der Ruhestrom bzw. der Arbeitspunkt lassen sich am Potentiometer P_1 einstellen. Bei der Einstellung des Ruhestroms darf kein Wechsignalsignal am Eingang angeschlossen sein (der Eingang der Ansteuerschaltung ist daher auf Masse zu legen).

Der $1\ \Omega$ -Widerstand dient als Messwiderstand für den Kollektorruhestrom $I_{C,A}$, der mit einem Digitalmultimeter gemessen wird. Mit einem weiteren Digital-Multimeter muss während der Einstellung des Stroms die Gleichspannung U_A am Ausgang kontrolliert und jeweils auf $0\ \text{V}$ (kleiner $20\ \text{mV}$) nachgestellt werden (Potentiometer des Vorverstärkers). Die Versorgungsspannung beträgt $U_B = \pm 15\ \text{V}$.

3.5.1 Aufnahme des Klirrfaktors

Nehmen Sie bei einer Verstärker-Eingangsspannung von $\hat{u}_E = 1\text{ V}$ und eingeschaltetem Bootstrap-Kondensator (Schalterstellung oben) den Klirrfaktor als Funktion des Ruhestroms (ca. 15 Werte) in einem Bereich von $I_{C,Amin} \approx 0,5\text{ mA}$, bis $I_{C,Amax} \approx 100\text{ mA}$ auf. Zur besseren Darstellung sollten zwischen $0,5\text{ mA}$ und 10 mA mindestens 5 Werte aufgenommen werden. Bei jedem Messpunkt muss der Ruhestrom eingestellt (Eingang kurzgeschlossen) und die Ausgangsspannung nachgeregelt werden. Die Spannung \hat{u}_E können Sie über eine geeignete Wahl (Verstärkungsfaktor der Ansteuerschaltung berücksichtigen) der Signalspannung \hat{u}_Q einstellen.

3.5.2 Aufnahme des Klirrfaktors bei abgeschaltetem Bootstrap-Kondensator

Stellen Sie nun bei abgeschaltetem Bootstrap-Kondensator (Schalter in unterer Position) und einem Ruhestrom von $I_{C,A} \approx 2\text{ mA}$ eine Ausgangsspannung ein, bei der das Ausgangssignal gerade zu verzerren beginnt und messen Sie den Klirrfaktor. Anschließend soll der Klirrfaktor bei gleicher Aussteuerung Bootstrap-Kondensator (Schalter in oberer Position) gemessen werden. Die Oszillogramme beider Signale sind auf einem USB-Stick abzuspeichern.

4 Auswertung

4.1 Darstellung der Durchführungsergebnisse

Stellen Sie die Oszilloskopbilder und aufgenommenen Verläufe der Durchführung dar und beschreiben Sie, **warum** die Verläufe so aussehen. Falls Auffälligkeiten zu erkennen sind, dann begründen Sie diese.

Werten Sie auch die aufgenommene FFT aus. Geben Sie an, wie FFT und Oszilloskopbild zusammenhängen.

Achten Sie bei allen Verläufen auf eine eindeutige Achsenbezeichnung.

4.2 Vergleich der Verstärkerendstufen

Fassen Sie die Eigenschaften und die Vor- bzw. Nachteile der einzelnen Betriebsarten stichwortartig zusammen.

4.3 Anwendung auf die Praxis

Angenommen Sie entwickeln eine batteriebetriebene Verstärkerschaltung für Audioanwendungen, welche Schaltungsvariante würden Sie verwenden? Begründen Sie Ihre Entscheidung.

4.4 Auswertung von Frequenzgängen

Diskutieren Sie die Verläufe der Frequenzgänge aus Durchführungsteil 3.3.4. Welche Veränderung bewirkt der größere Kondensator und warum?

4.5 Auswirkung des Ruhestroms

Stellen Sie den Verlauf des Klirrfaktors bei steigendem Ruhestrom dar. Erläutern Sie den Zusammenhang zwischen Ruhestrom und Betriebsart der Verstärkerstufe.

4.6 Wirkung des Bootstrap-Kondensators

Diskutieren Sie die Ergebnisse der Bootstrap-Erweiterung in Aufgabe 3.5 Welche Verbesserung hat der Bootstrap-Kondensator gebracht und warum?

5 Literatur

[1] U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiter-Schaltungstechnik, 15. Aufl., Springer-Verlag 2016

[2] K. Beuth, W. Schmusch: Elektronik 3 Grundsaltungen, VOGEL, Würzburg 2003