

L. Grundlagen der Leistungsverstärker

Leistungsverstärker sind Großsignalverstärker. Die für Kleinsignalverstärker gültigen Berechnungsmethoden sind deshalb nicht oder nur eingeschränkt anwendbar. Im folgenden werden nur Leistungsverstärker mit Bipolartransistoren behandelt. Für Leistungsverstärker mit Leistungs-MOSFET siehe [Literatur].

L.1 Lage des Arbeitspunkts, Betriebsart

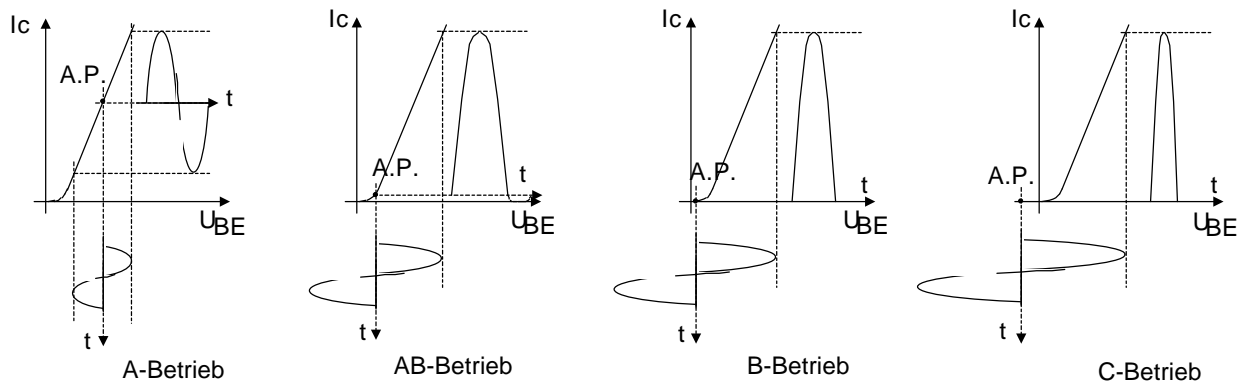


Abb. L1: Arbeitspunkt und Betriebsart

A-Betrieb:

A.P. liegt ca. in der Mitte des annähernd linearen Teils der Steuerkennlinie. Angewendet bei Vor- und Treiberverstärkern sowie Leistungsverstärkern in Eintakt- und Gegentaktanordnung.

Vorteile: Bei kleinen Aussteuerungen kleine Verzerrungen

Nachteile: Hoher Ruhestrom, geringer Wirkungsgrad (max. 50%), geringe Ausgangsleistung.

B-Betrieb:

A.P. liegt im unteren Knick der Steuerkennlinie. Es wird nur mehr eine Halbwelle verstärkt. Um ein vollständiges Ausgangssignal zu erhalten, muß das Gegentaktprinzip angewendet werden. Für geringen Klirrfaktor ist gute Symmetrie der Gegentaktschaltung einschließlich der elektrischen Eigenschaften der Transistoren erforderlich.

Vorteile: Ruhestrom fast Null, hohe Ausgangsleistung bei gutem Wirkungsgrad (max. 78%)

Nachteile: Sog. Übernahmeverzerrungen bei kleiner Aussteuerung, erhöhter Schaltungsaufwand.

AB-Betrieb:

Zur Verringerung der Verzerrungen des reinen B-Verstärkers bei kleinen Aussteuerungen führen beide im Gegentakt arbeitenden Transistoren einen geringen Ruhestrom (Anhaltswert: ca. 2-3% des vorkommenden Kollektorscheitelstroms).

Vorteile: Erheblich geringere nichtlin. Verzerrungen als beim B-Betrieb.

Nachteile: Durch Ruhestrom etwas geringere Leistungsabgabe und Wirkungsgrad als bei B-Betrieb.

C- Betrieb:

A.P. liegt im Sperrbereich der Steuerkennlinie. Es werden nur mehr Teile einer Sinushalbwelle verstärkt. Ein Zusammensetzen zu einem Voll-Sinus ist nicht mehr möglich.----> Hohe nichtlineare Verzerrungen. Anwendung bei Senderendstufen, wo die Harmonischen durch Resonanzkreise herausgefiltert werden, oder dort wo Oberwellen gewünscht sind. (z.B. Frequenzvervielfacher)

Vorteile: Hohe Leistungsabgabe und hoher Wirkungsgrad (bis 90%)

Nachteile: Starke Verzerrungen

L.2 Schaltungsprinzipien

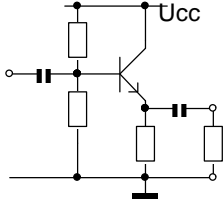
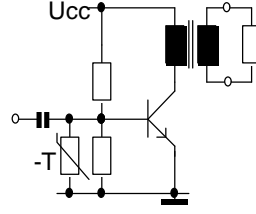
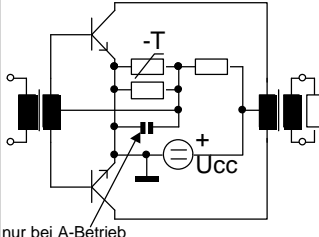
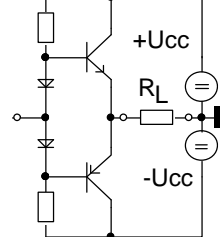
Leistungsverstärker			
Eintaktschaltung		Gegentaktschaltung	
Kollektorschaltung	Emitterschltg. m Übertragerkopplg.	Emitterschaltg. m Übertragerkopplg.	Kollektorschltg. "Eisenloser Verst."
			
<p>Nur für kleine Leistungen 1Watt im A-Betrieb</p> <p>geringe Leistungsverstärkung</p> <p>sehr geringer Wirkungsgrad (ca. 6%)</p> <p>geringer Klirrfaktor wegen A-Betrieb</p> <p>meist als Treiberstufe eingesetzt</p>	<p><u>Bei NF:</u> meist nur als Treiber f. Gegentaktverstärker</p> <p>schlechte Trafoausnutzung wegen Vormagnetisierung</p> <p>rel. hohe nichtlin. Verzerrungen</p> <p>nur für Leistungen bis einige Watt</p> <p><u>Bei HF:</u> verbreitet bei kleinen Senderendstufen mit einige Watt im C-Betrieb</p> <p><u>Vorteil:</u> Lastwiderstand anpaßbar</p>	<p>Für alle Leistungsbereiche</p> <p>bei NF für sehr hohe Leistung geeignet (...1kW)</p> <p>wegen Aufhebung der Vormagnetisierung im Trafo günstigere Trafonutzung als bei Eintaktbetrieb</p> <p>für A- und B-Betrieb bei NF C-Betrieb bei HF.</p> <p><u>Vorteil:</u> Lastwiderstand anpaßbar</p>	<p>Leistungen bis ca. 100W bei NF in (A)B-Betrieb</p> <p>Durch Wegfall des Übertragers einfachere und billigere Schaltung</p> <p>größere Bandbreite</p> <p>wenig für HF geeignet</p> <p>geringe Leistungsverstärkung wegen Kollektorschaltung</p> <p><u>Nachteil:</u> Leistung, Lastwiderstand und Ucc sind voneinander abhängig</p>

Abb. L2: Schaltungsprinzipien der Leistungsverstärker

Generelle Nachteile der Schaltungen mit Übertrager im NF-Bereich:

- rel. geringer Frequenzbereich
- nichtlineare Verzerrungen wegen Magnetisierungskennlinie des Eisenkerns
- Hohes Gewicht, großes Volumen, hohe Kosten

L.3 Beispiel 1: Eintakt-A-Verstärker m. Übertrager in E-Schaltung

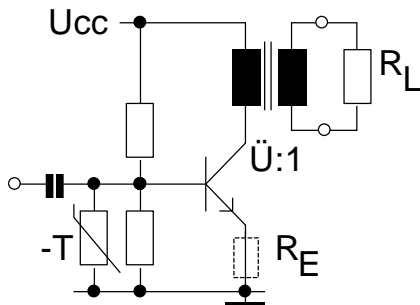


Abb. L3: Eintakt-A-Verst. mit Übertrager

Der Übertrager wird vereinfachend als verlust- und streufrei angenommen. Dann entsteht bei reellem Lastwiderstand R_L auch an der Primärseite ein reeller Lastwiderstand R_{a-} .

Bei Vernachlässigung des Wicklungswiderstands R_{Cu} des Übertragers und eines eventuell vorhandenen Emitterwiderstands zur Stabilisierung werden die Lastwiderstände:

$$R_{a-} = R_{E-} + R_{Cu} \approx 0$$

$$R_{a-} \approx \ddot{u}^2 R_L + R_{Cu} \approx \ddot{u}^2 R_L \quad (LV1, 1a)$$

L.3.1 Aussteuerungsverhältnisse im Ausgangskennlinienfeld:

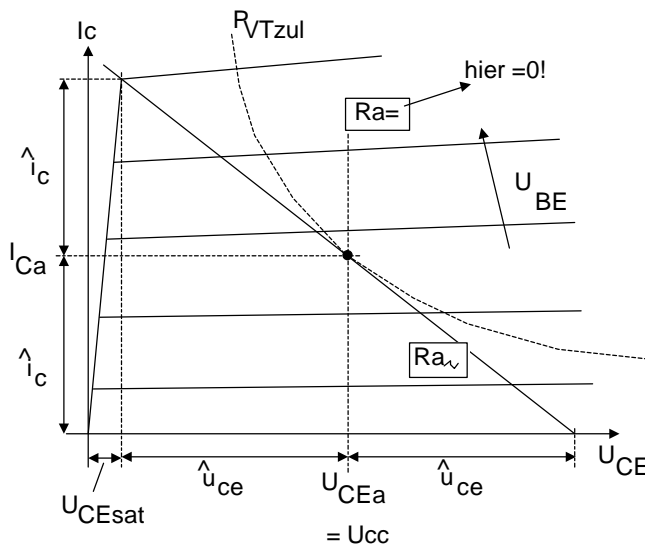


Abb. L4: Arbeitsgeraden im Kennlinienfeld

Für eine hohe Wechselstromleistung werden große Werte von U_{CEa} und I_{Ca} angestrebt. Die Verlustleistungshyperbel darf aber dabei nicht überschritten werden.

Wenn $R_{a-} = 0$ ist, liegt der A.P. im Schnittpunkt der senkrechten R_{a-} Geraden und der P_{VTzul} -Hyperbel.

$$I_{Ca} \leq \frac{P_{VTzul}}{U_{CC}} \quad (LV2)$$

Die Arbeitsgerade kann aus Abb. L4 entnommen werden:

$$R_{a-} = \frac{\hat{u}_{ce}}{I_c} = \frac{U_{CC} - U_{CEsat} - I_{Ca} (R_{Cu} + R_E)}{I_{Ca}} \quad (LV3)$$

Beachte: In Abb. L4 ist R_{a-} zu Null angenommen.

Die maximale Ausgangsleistung tritt bei Vollaussteuerung auf:

$$\hat{I}_{ce_{max}} = I_{Ca}; \quad \text{bzw.} \quad \hat{u}_{ce_{max}} \approx U_{CC} - U_{CEsat}$$

Dabei werden R_E und R_{Cu} vernachlässigt!

Da die Verlustleistungshyperbel nicht überschritten werden darf, ist die **optimale Arbeitsgerade** R_{a-} die **Tangente** an die P_{VTzul} -Kurve im Arbeitspunkt. Durch ein geeignetes Übersetzungsverhältnis kann jedes beliebige R_L in das optimale R_{a-} transformiert werden:

$$R_{a-} \approx \ddot{u}^2 R_L + R_{Cu} \approx \ddot{u}^2 R_L \quad \ddot{u} = \left(\frac{R_{a-} - R_{Cu}}{R_L} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (LV4)$$

Grenzwerte von I_c und U_{CE} :

$U_{CEmaxzul}$ und $I_{Cmaxzul}$ des Transistors dürfen unabhängig von der zulässigen Verlustleistung nicht überschritten werden!

$$\text{Maximale Momentanwerte: } I_{Cmax} = 2 \hat{I}_c = 2 I_{Ca} \leq I_{Cmaxzul}$$

$$U_{CEmax} = 2 U_{CEa} \approx 2 U_{CC} \leq U_{CEmaxzul} \quad (LV5)$$

Hinweis: Wenn U_{CEsat} berücksichtigt werden muß, ist die optimale Arbeitsgerade nicht mehr die Tangente an die P_{VT} -Hyperbel!

L.3.2 Leistungsbetrachtungen

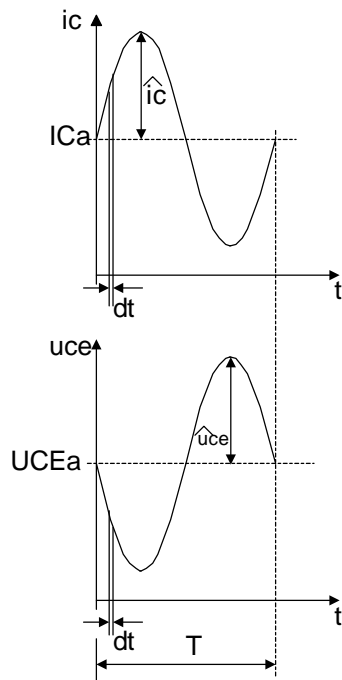


Abb. L5: Zur Berechnung der Verlustleistung

Verlustleistung des Transistors bei Wechselstromaussteuerung:

Momentanwert der Leistung: $i_{C(t)} \cdot u_{CE(t)}$

Mittlere umgesetzte Leistung:

$$P_{VT} = \frac{1}{T} \int_0^T i_C u_{CE} dt; \text{ mit } t = \omega t \text{ und } T = 2\pi \text{ wird:}$$

$$P_{VT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [I_{Ca} + \hat{i}_C \sin(\omega t)] [U_{CEa} - \hat{u}_{CE} \sin(\omega t)] d(\omega t) \quad (LV6)$$

Nach Integration entsteht für P_{VT} :

$$P_{VT} = I_{Ca} U_{CEa} - \frac{\hat{i}_C \hat{u}_{CE}}{2} = P_{CC} - P_a \quad (LV7)$$

Ohne Aussteuerung ist die Verlustleistung **maximal** und gleich der aus der Versorgungsquelle entnommenen Gleichstromleistung P_{CC} . (Gleichstromwiderstände im Kollektor- und Emitterstromkreis vernachlässigt)

Mit Aussteuerung verringert sich die Verlustleistung P_{VT} um die an die Last abgegebene Nutzleistung P_a .

Berechnung des Wirkungsgrads:

Der sog. Kollektorwirkungsgrad ist definiert zu: $\eta = \frac{P_a}{P_{CC}}$ mit $I_{Ca} \approx I_{Ea}$ ergibt sich:

$$\eta = \frac{P_a}{P_{CC}} = \frac{0,5 \hat{i}_C \hat{u}_{CE}}{U_{CC} I_{Ca}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{i}_C \cdot \hat{u}_{CE}}{[U_{CEsat} + \hat{u}_{CE} + I_{Ca} (R_{E+} R_{Cu})] \cdot I_{Ca}} \quad (LV8)$$

- Der Wirkungsgrad wird am größten bei Vollausteuern.

Theoretischer Maximalwert bei Vollausteuern für idealen Übertrager, idealen Transistor und $R_E = 0$:

$$\eta_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\hat{i}_C \hat{u}_{CE}}{I_{Ca} \hat{u}_{CE}} = 0,5 \quad (LV9)$$

In der Praxis ist bestenfalls ein Wert von $\eta = 45\%$ erreichbar.

Beispiel:

Ein Leistungsverstärker nach Abb.L3 soll auf maximale Leistungsabgabe in R_L dimensioniert werden.

Gegeben: $U_{CC} = 12V$; $R_L = 4\Omega$; $P_{VTzul} = 1,2W$; $U_{CEsat} = 1V$

Gesucht: U_{CEa} ; U_{CEmax} ; I_{Ca} ; I_{Cmax} ; P_{amax} ; \hat{u} ; η_{\max}

Lösung: $U_{CEa} = 12V$; $P_{amax} = 0,55W$; $I_{Cmax} = 0,2A$; $I_{Ca} = 100mA$; $\hat{u} = 5,24$; $U_{CEmax} \approx 23V$; $\eta_{\max} = 0,458$

L.4 Beispiel 2: Der eisenlose Gegentakt-B-Verstärker

Weitverbreitete Schaltung bei NF-Leistungsverstärkern bis ca. 100 W. (In Brückenschaltung einige 100W). Die grundsätzliche Betriebsart ist B-Betrieb. Zur Verringerung der nichtlinearen Verzerrungen arbeiten in der Praxis die Transistoren im AB-Betrieb mit etwas vermindertem Wirkungsgrad. Man unterscheidet je nach Art der Transistoren **komplementäre** und **quasi-komplementäre (nicht komplementäre)** Schaltungen.

L.4.1 Die eisenlose Komplementär-Gegentaktstufe mit zwei Versorgungsquellen.

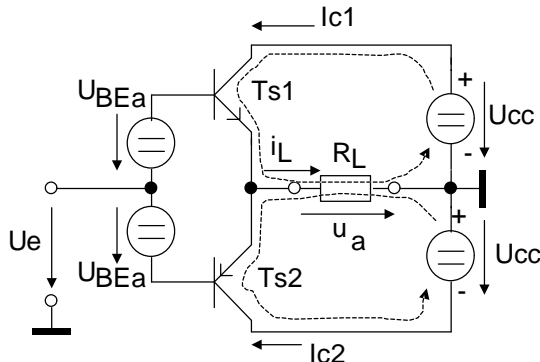


Abb. L6: Grundschriftung der eisenlosen Komplementärstufe

- Beide Transistoren arbeiten in Kollektorschaltung und in B-Betrieb.
- Der Kollektorruhestrom ist Null. (Beim B-Betrieb)
In der Praxis wird ein AB-Arbeitspunkt als Kompromiß zwischen gutem Wirkungsgrad und geringen Verzerrungen eingestellt.
- Die positive Halbwelle wird von Ts1, die negative Halbwelle von Ts2 verstärkt. Wegen Komplementärprinzip ist keine Phasenumkehr des Steuersignals nötig.
- Die beiden Halbwellen werden im R_L zu einem Wechselstrom zusammengesetzt..
- Spannungsverstärkung $V_u < 1$; Leistungsverst. $V_p \approx V_f = \beta$
- Die untere Grenzfrequenz $f_u = 0$, die obere Grenzfrequenz f_o liegt unter f_β .

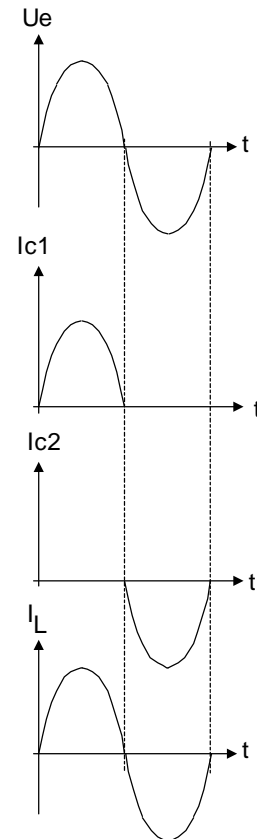


Abb. L7: Signale bei der Komplementärstufe

L.4.2 Berechnung der eisenlosen Gegentaktstufe

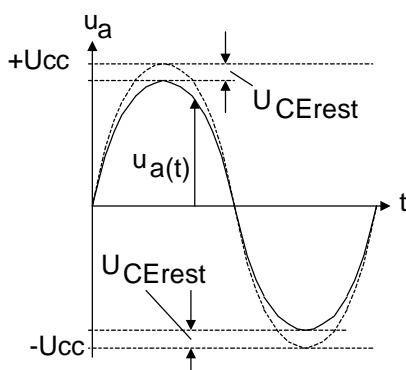


Abb. L8: Max. Aussteuerbarkeit

Die maximale Spannung am Lastwiderstand R_L ist um die Spannung U_{CErest} kleiner als U_{CC} . Der Mindestwert von U_{CErest} ergibt sich aus der Schaltung bzw. den Steuerverhältnissen.

Anders als bei Verstärkern in Emitterschaltung wird die Aussteuerbarkeit des Transistors häufig nicht von U_{CEsat} , sondern von U_{BE} bei I_{Cmax} eingeengt.

Ist die maximale Eingangsspannung $\hat{u}_e = \pm U_{CC}$, dann wird die maximale Ausgangsspannung bei Vollaussteuerung (Index "v")

$$\hat{u}_{av} = U_{CC} - U_{CErest} = U_{CC} - U_{BE}(I_{Cmax}) \quad (LV10)$$

Damit erzielbare maximale (**Gesamt**)-Nutzleistung:

$$P_{amax} = \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_a^2}{R_L} = \frac{1}{2} \frac{(U_{CC} - U_{CErest})^2}{R_L} \quad (\text{LV11})$$

- Es besteht ein fester Zusammenhang zwischen P_a , R_L und U_{CC} . Im Gegensatz zu Schaltungen mit Ausgangsübertrager kann hier R_L nicht mehr frei gewählt werden!

Leistungsbilanz für einen Transistor (Angaben mit dem Index "T" gelten im folgenden für 1 Transistor):

1) Leistungsaufnahme P_{CC_T} (aus Versorgungsquelle U_{CC}):

$P_{CC_T} = U_{CC} I_{Lav}$ (I_{Lav} = arithmetischer Mittelwert einer Sinushalbwellen). Mit $I_{Lav} = \frac{\hat{i}_L}{\pi}$; $\hat{i}_L = \frac{\hat{u}_a}{R_L}$ wird:

$$P_{CC_T} = \frac{U_{CC} \hat{u}_a}{\pi R_L} \quad (\text{1 Transistor}) \quad (\text{LV12})$$

2) Nutzleistungsabgabe P_{aT} :

$$P_{aT} = \frac{1}{2} \frac{\hat{u}_a^2}{R_L} = \frac{\hat{u}_a^2}{4 R_L} \quad (\text{1 Transistor}) \quad (\text{LV13})$$

3) Verlustleistung P_{VT} :

$P_{VT} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (U_{CC} - u_a) \frac{u_a}{R_L} d(\omega t)$; mit $u_a = \hat{u}_a \sin(\omega t)$ nach Integration über eine Periode entsteht:

$$P_{VT} = \frac{U_{CC} \hat{u}_a}{\pi R_L} - \frac{\hat{u}_a^2}{4 R_L} = P_{CC_T} - P_{aT} \quad (\text{1 Ts}) \quad (\text{LV14})$$

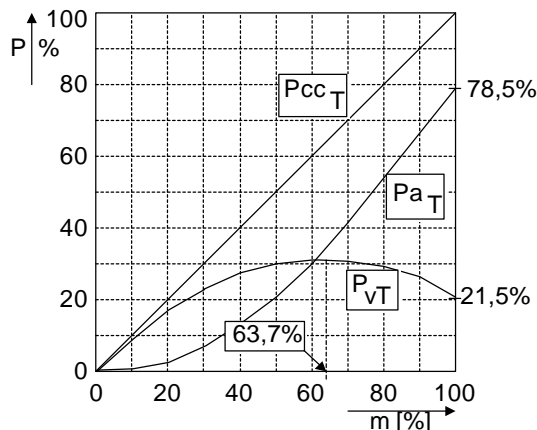


Abb. L9: Leistungsaufteilung

Diese Leistungsaufteilung gilt auch für die gesamte Leistungsstufe mit jeweils doppelten Werten.

In Abb. L9 sind die Leistungen bezogen auf die maximale

$P_{CC_{max}} = \frac{U_{CC}^2}{\pi R_L}$ dargestellt. Es ist ein Maximum der Verlustleistung bei einer mittleren Aussteuerung zu erkennen.

Ermittlung der **maximalen Verlustleistung** durch Extremalwertberechnung:

$$\frac{dP_{VT}}{du_a} = \frac{U_{CC}}{\pi R_L} - \frac{2 \hat{u}_{aM}}{4 R_L} = 0!$$

$$\frac{\hat{u}_{aM}}{2 R_L} = \frac{U_{CC}}{\pi R_L}; \quad \text{Aussteuerungsfaktor: } m = \frac{\hat{u}_a}{U_{CC}}$$

$$\hat{u}_{aM} = \frac{2}{\pi} U_{CC} = 0,637 U_{CC} \quad (\text{LV15})$$

Mit dieser Ausgangsamplitude wird die max. Verlustleistung: $P_{VT_{max}} = \frac{2 U_{CC}^2}{\pi^2 R_L} - \frac{4}{\pi^2} \frac{U_{CC}^2}{4 R_L}$

$$P_{VT_{max}} = \frac{U_{CC}^2}{\pi^2 R_L} \gg \frac{U_{CC}^2}{10 R_L} < P_{VT_{zul}} \quad (\text{LV16})$$

Diese maximale Verlustleistung wird bei ca. 64% der Vollaussteuerung erreicht und darf die zulässige P_V des Transistors nicht überschreiten. Dazu muß R_L größer als ein bestimmter Minimalwert sein:

$$R_L \approx \frac{U_{CC}^2}{\pi^2 P_{VT_{zul}}} \quad (\text{LV17})$$

4) Verlustleistung bei Vollaussteuerung P_{VTv} (1 Ts.): Gln. (LV10) in Gln. (LV14) liefert:

$$P_{VTv} = \frac{(U_{CC} - U_{CErest})U_{CC}}{\pi R_L} - \frac{(U_{CC} - U_{CErest})^2}{4R_L} \quad (LV18)$$

Bei vernachlässigter Kollektor-Emitter-Restspannung ($U_{CErest} \approx 0$) wird:

$$P_{VTv} = \frac{U_{CC}^2}{R_L} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right) = 0,0683 \frac{U_{CC}^2}{R_L} < P_{VTmax} \quad \text{vergleiche mit Gln. (LV17)} \quad (LV19)$$

Theoretischer Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung η_v für 2 Transistoren ($U_{CErest} = 0$)

$$P_{amax} = \frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L}; \quad P_{Vv} = 2 \frac{U_{CC}^2}{R_L} \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{4} \right)$$

$$\eta_v = \frac{P_{amax}}{P_{CC}} = \frac{P_{amax}}{P_{amax} + P_{Vv}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L}}{\frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} + \frac{U_{CC}^2}{R_L} \left(\frac{2}{\pi} - 1 \right)} = \frac{1}{1 + 4 \left(\frac{2}{\pi} - 1 \right)} = \frac{1}{4} = 25\% \quad (LV20)$$

Praktisch sind nur 60...70% erreichbar!

Der **Ausnutzungsgrad m der Transistoren** gibt das Verhältnis von maximal erzielbarer Ausgangsleistung zur maximal auftretenden Verlustleistung an. Für 2 Transistoren gilt:

$$m = \frac{P_{amax}}{P_{Vmaxzul}} = \frac{\frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L}}{2 \frac{U_{CC}^2}{R_L}} = \frac{1}{4} \approx 0,25 \quad (\text{für } U_{CEsat} = 0) \quad (LV21)$$

Die theoretisch mögliche Nutzleistung der Stufe ist ca.. 5 mal so groß wie die maximal zulässige Verlustleistung **eines** Transistors. Mit dieser Abschätzung kann die Vorauswahl der Transistoren vorgenommen werden.

Belastungsgrenzen der Transistoren:

a) Begrenzung durch Verlustleistung:

Damit die maximal zulässige P_v des Transistors nicht überschritten wird, ist ein Minimalwert des R_L nicht zu unterschreiten:

$$R_L \geq \frac{U_{CC}^2}{P^2 P_{VTzul}} \quad \text{siehe Gln. (LV17)}$$

b) Begrenzung durch maximal zulässigen Kollektor(scheitel)-Strom $I_{Cmaxzul}$:

Der maximal auftretende Kollektorstrom ist $\hat{I}_{Cmax} = \hat{I}_{Lmax} = \frac{\hat{U}_{av}}{R_L} = \frac{U_{CC} - U_{CErest}}{R_L} \approx \frac{U_{CC}}{R_L}$ (LV22)

Damit der max. zul. I_C nicht überschritten wird, muß gelten: $R_L \geq \frac{U_{CC} - U_{CErest}}{I_{Cmaxzul}}$ (LV23)

Der größere der beiden Werte für R_L ist zu verwenden.

c) Begrenzung durch max. zul. Spannungsbeanspruchung:

Die maximal auftretende Kollektorspannung je Transistor beträgt $2 U_{CC}$ (entsprechend Abb. L6)

Zur Beachtung: Im Normalbetrieb ist beim Gegentakt-B-Verstärker immer nur ein Transistor leitend. Der Transistor braucht jedoch eine gewisse Zeit für den Übergang vom leitenden in den gesperrten Zustand. Bei höheren Frequenzen können deshalb beide Transistoren leiten und es fließt ein zusätzlicher hoher Strom durch beide Transistoren. Dies kann zu deren Zerstörung führen. Dies ist besonders gefährlich bei "wilden Schwingungen" im HF-Bereich. Schutzvorkehrung: kleine Ferritperlen im Emitterstromkreis.

L.4.3 Komplementär-Endstufe mit nur einer Versorgungsspannung

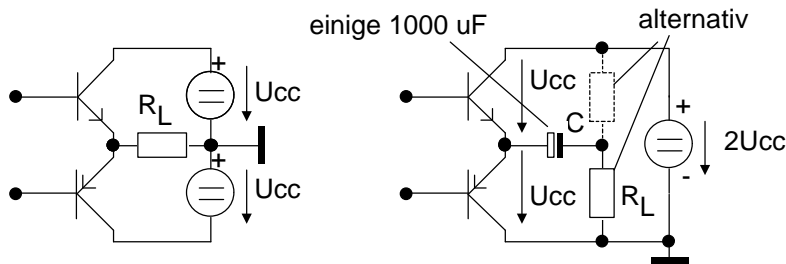


Abb. L10: Endstufe mit einer Betriebsspannung

Wenn keine getrennten Versorgungsspannungsquellen realisierbar sind, kann die nebenstehende Schaltung mit einer Quelle und einem Koppelkondensator verwendet werden. Wenn der obere Ts. leitet, wird der Laststrom von der Quelle geliefert; wenn der untere Ts. leitet, wirkt der Kondensator als "Batterie". Der Kondensator muß so groß bemessen werden, daß während der negativen Halbwelle bei der untersten zu übertragenden Frequenz sich die Spannung an C noch nicht wesentlich verringert. (Klirrfaktor!)

L.4.4 Darlington-Endstufen

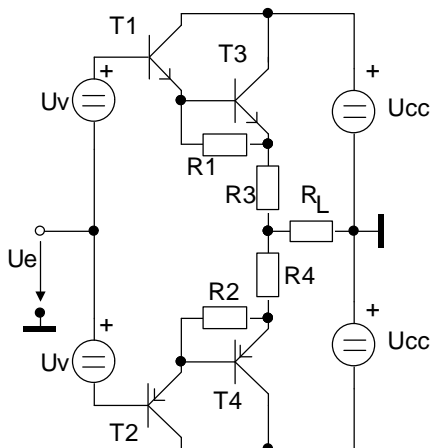


Abb. L11: Endstufe mit Darlington-Transistoren

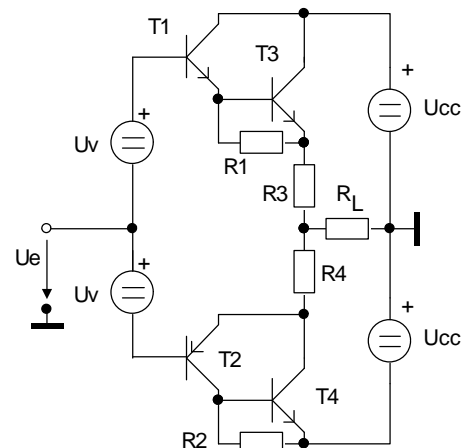


Abb. L12: Endstufe mit Komplementär-Darlington

Leistungstransistoren für hohe Kollektorströme haben keine hohe Stromverstärkung, so daß die Basisströme rel. groß werden. Um die vorhergehende Stufe nicht zu sehr zu belasten, werden die Endtransistoren T_3 , T_4 durch je einen Treiber T_1 , T_2 in Darlingtonschaltung ergänzt. (s. Abb. L11)

Da gute PNP-Leistungstransistoren für sehr hohe Ströme bzw. in integrierten Schaltungen nur schwer oder gar nicht realisierbar sind, zieht man hier für die PNP-Seite die Komplementär-Darlingtonschaltung vor. Jetzt ist nur mehr der weniger belastete Treibertransistor T_2 vom ungünstigen PNP-Typ. (s. Abb. L12)

Die Widerstände R_1 , R_2 beschleunigen durch Ableitung der Basisladungen den Übergang von T_3 , T_4 in den Sperrzustand.

R_3 , R_4 stellen eine geringe Emitttergegenkopplung dar, verbessern die Stabilität des Arbeitspunkts und sollen ein thermisches "Durchgehen" der Endtransistoren vermeiden. Um Leistungsverluste gering zu halten, müssen sie klein gegen R_L sein.

L.5 Schaltungsvarianten

L.5.1 Arbeitspunkteinstellung beim AB-Betrieb

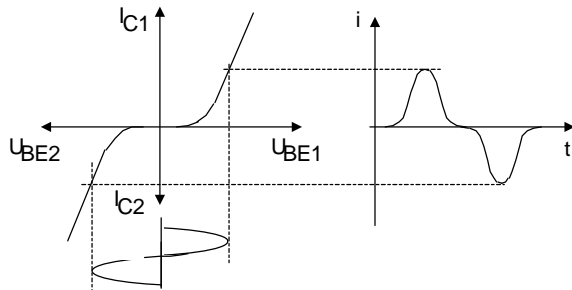


Abb. L13: Übernahmeverzerrungen bei B-Betrieb

Beim reinen B-Betrieb treten beim Übergang auf die jeweils andere Halbwelle nichtlineare Verzerrungen gem. Abb L10 auf. Diese lassen sich durch einen AB-Betrieb der Endtransistoren deutlich verringern.

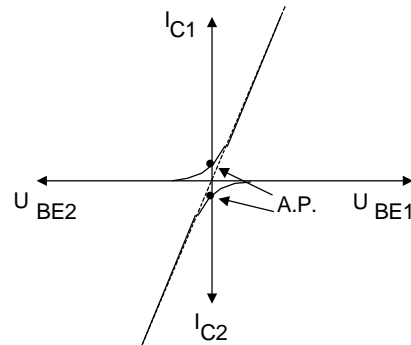


Abb. L14: Arbeitspunkt bei AB-Betrieb

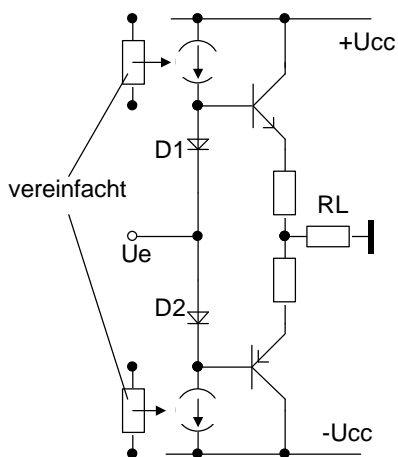


Abb. L15: A.P.-Einstellung mit Dioden

Die Einstellung des A.P. erfolgt mit temperaturabhängigen Bauelementen, die einen möglichst guten Wärmekontakt zu den Leistungstransistoren haben müssen.

Einfachster Fall: 2 über Widerstände vorgespannte Dioden erzeugen einen Spannungsabfall, der in etwa der U_{BE} der Transistoren entspricht. Wegen des Spannungsabfalls an den Widerständen können die Endtransistoren nicht voll angesteuert werden. Eine Verbesserung erreicht man durch Stromquellen, insbesondere wenn diese an eine höhere Versorgungsspannung als U_{cc} gelegt werden.

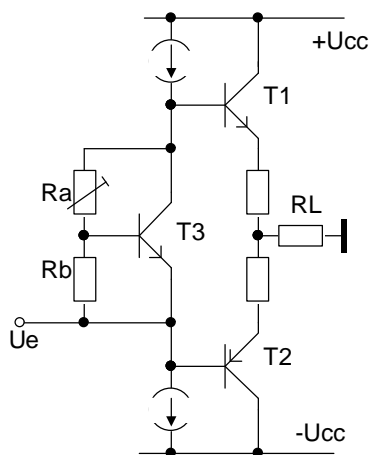


Abb. L16: A.P.-Einstellung mit UBE-Schaltung

Die Schaltung nach Abb. L16 verwendet eine sog. "U_{BE}-Schaltung" zwischen den Basen der Endtransistoren. Bei vernachlässigtem Basisstrom von T₃ gilt für die Kollektorspannung an T₃:

$$U_{CE(T_3)} \approx U_{BE(T_3)} \left(1 + \frac{R_a}{R_b} \right) \quad (\text{LV24})$$

Durch das Verhältnis von R_a / R_b kann der Ruhestrom der Endstufe eingestellt werden.

Anhaltswert: $I_C \approx 2...3\% \cdot I_{C_{max}}$

Eine häufig in integrierten Schaltungen eingesetzte Variante zeigt Abb. L17:

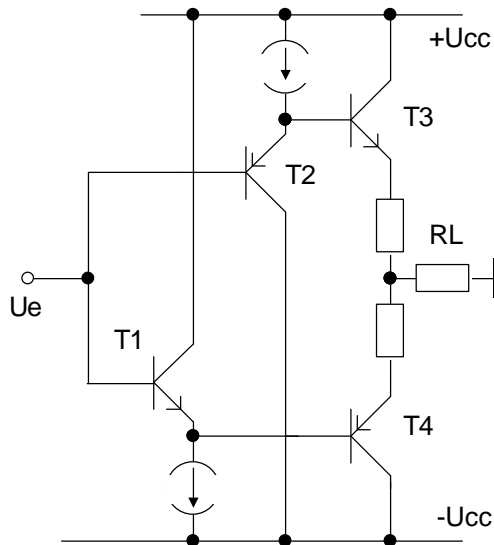


Abb. L17: A.P.-Einstellung mit
Treibertransistoren

Die Basis-Emitterstrecken von T_1 und T_2 wirken wie die Dioden in Abb. L15.

Durch den Betrieb als Emitterfolger wirken T_1 und T_2 zusätzlich als Stromverstärker ---> Darlington-Endstufe.

Alle drei vorgestellten Schaltungsprinzipien liefern den passenden Temperaturkoeffizienten der Basisvorspannung.

L.5.2 Beispiel eines diskret aufgebauten 75 W-NF-Verstärkers

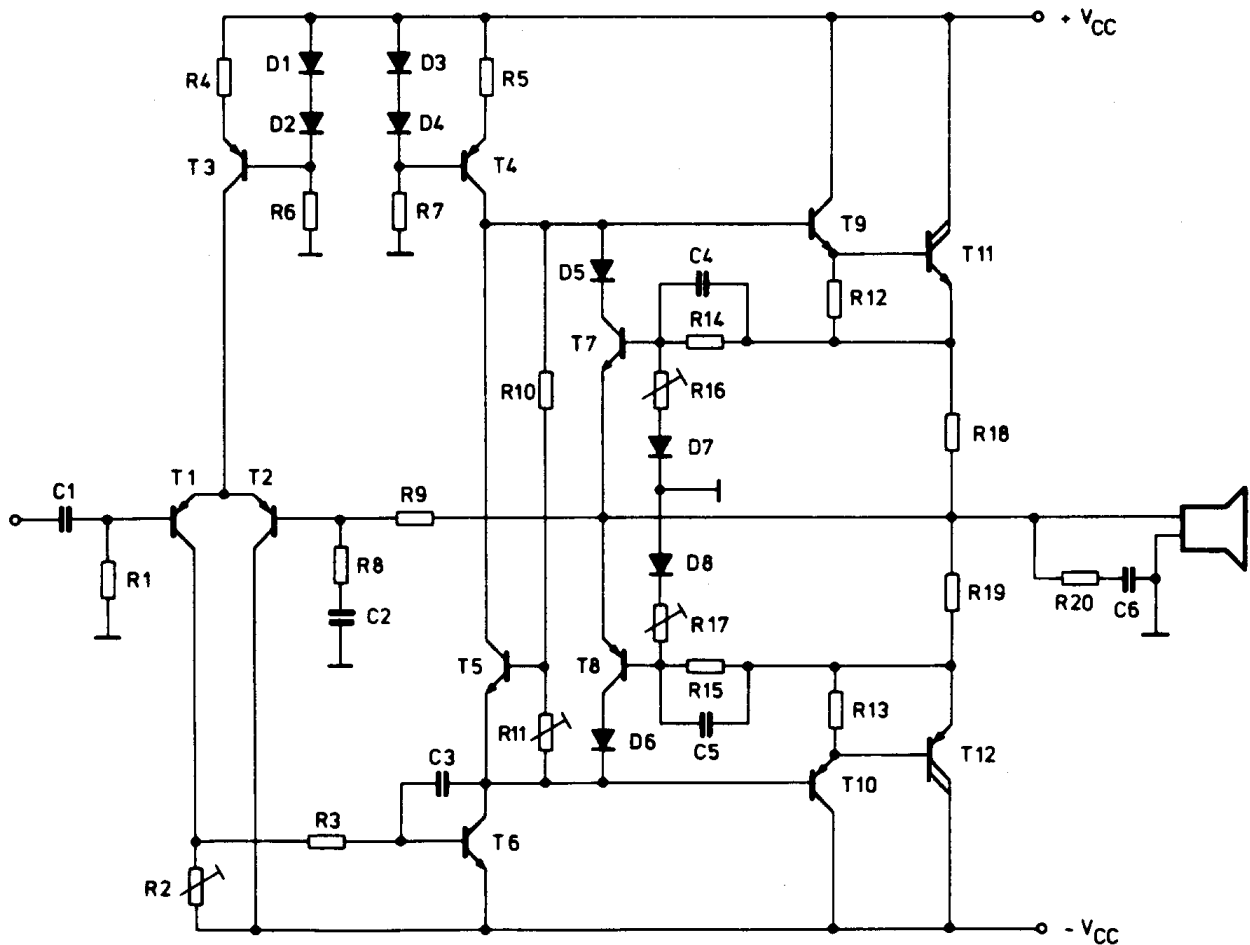


Abb. L18: Diskret aufgebauter Endverstärker

Schaltungsbeschreibung:

Es handelt sich um eine Komplementär-Darlington-Endstufe in AB-Betrieb mit zusätzlichen Treibertransistoren als Emitterfolger (T₉, T₁₀)

- Die Transistoren T₇ und T₈ stellen eine Kurzschlußbegrenzung dar. (Einstellung mit R₁₆, R₁₇)
- Mit R₁₈, R₁₉ (0,27Ω) wird die thermische Stabilität verbessert.
- T₅ in U_{BE}-Schaltung dient zur Einstellung des A.P. der End- und Treibertransistoren. (Trimmer R₁₁)
- Die zweite Verstärkerstufe wird durch T₆ in Emitterschaltung und A-Betrieb mit Stromquellen-Last (T₄) gebildet. Frequenzkompensation durch Millerkondensator C₃.
- Der Eingangsdifferenzverstärker besteht aus T₁ und T₂ sowie der Emitterstromquelle aus T₃.
- Der Gleichstrom-A.P. der Schaltung wird durch die Gegenkopplung über R₉ auf den invertierenden Eingang stabilisiert.
- Mit dem Widerstandsverhältnis R₉/R₈ stellt man die Wechselspannungsverstärkung der Gesamtschaltung ein.
- Das sog. "Boucherot-Glied" R₂₀, C₆ pll. zum Ausgang stabilisiert den Emitterfolger der Endstufe gegen Schwingungen im HF-Bereich. Ebenso wirkt C₃ zwischen Kollektor und Basis des T₆ kompensierend auf den Frequenzgang.

L.5.3 Beispiel eines monolithisch integrierten Leistungsverstärkers (LM380 , max. 4W an 4 Ohm)

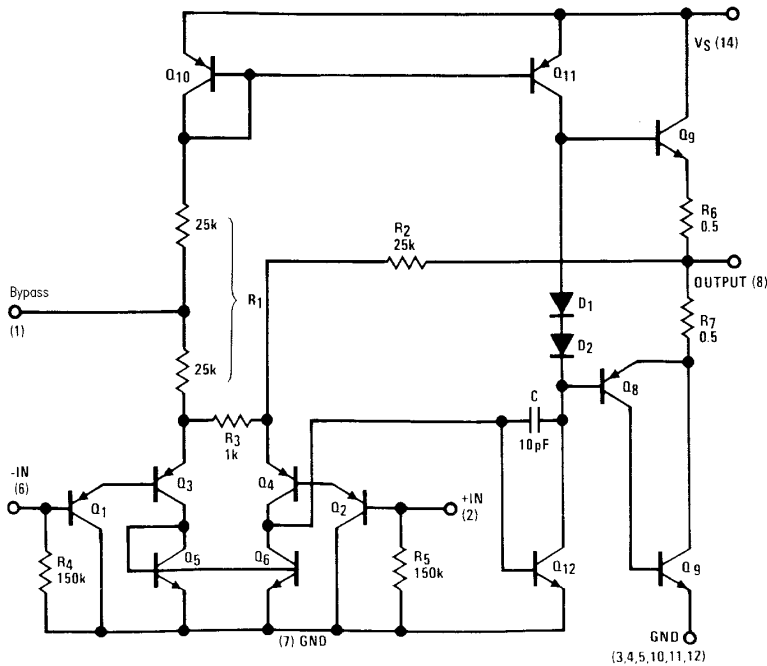


Abb. L19: Integrierter Endverstärker LM380 (vereinfacht)

Die Endstufe des LM380 enthält auf der PNP-Seite eine Komplementär-Darlingtonschaltung. Die A.P.-Einstellung der Endtransistoren erfolgt über zwei in Serie liegende Dioden D₁, D₂. Die Frequenzkompensation wird durch den Millerkondensator C in der 2. Verstärkerstufe realisiert.

Die Eingangsstufe wird durch einen Differenzverstärker Q₃, Q₄ gebildet. Zur Erhöhung des Eingangswiderstandes sind jeweils Emitterfolger vorgeschaltet. (Q₁, Q₂) Q₅ und Q₆ wirken als Stromspiegel und erhöhen die Verstärkung der 1. Stufe.

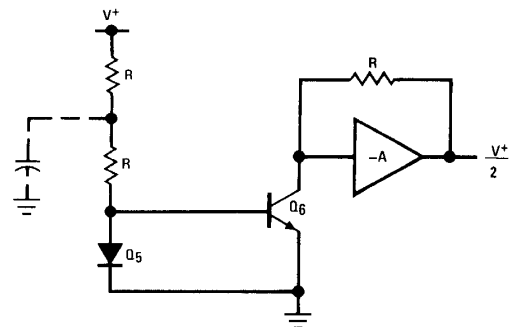


Abb. L20: Arbeitspunkteinstellung (vereinfacht)

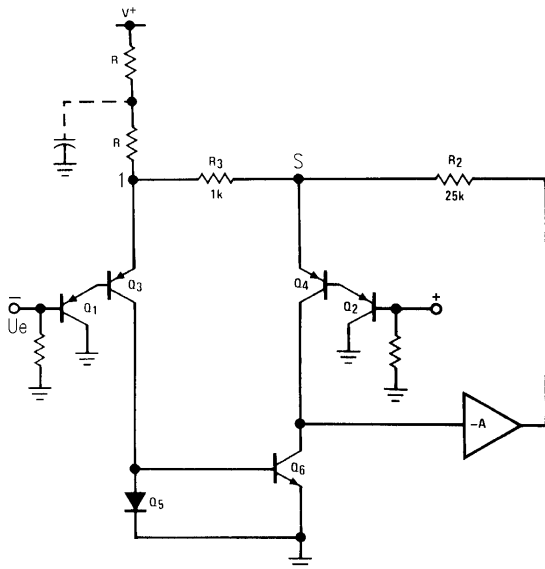


Abb. L21: Zur Ermittlung der Wechselspannungsverstärkung

Die A.P.-Einstellung des Gesamtverstärkers ist im vereinfachten **Gleichstromersatzbild** Abb. L20 zu erkennen: Q₁₂ und die Endstufe bilden einen invertierenden Verstärker (-A). Wegen des Stromspiegels Q₅ - Q₆ fließt der Strom durch (R+ R) über Q₆ aus dem Summenpunkt des invert. Verstärkers (-A) heraus. Die Widerstände (R+ R) und der GK-Widerstand R bilden zusammen mit (-A) und dem Stromspiegel einen Nichtinvertierer mit Verstärkung $\frac{1}{2}$.

Am Ausgang entsteht deshalb $\frac{V^+}{2}$.

In Abb. L21 wird die vereinfachte Schaltung für den **Wechselstrompfad** gezeigt:

Annahme: Der + Eingang wird nicht angesteuert. Der Emitterfolger des invertierenden Eingangs bringt die Eingangsspannung U_e an den Knoten 1. Die Spannung an Knoten 1 wird invertierend ungefähr im Verhältnis R₂/R₃ verstärkt.

Wegen des Stromspiegels Q₅, Q₆ fließt vom Summenpunkt S der Strom g_mU_e nach Masse weg. Die Analyse ergibt eine Wechselspannungsverstärkung von $\frac{U_a}{U_e} = -\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right)$.