

ANALOG SCHALTUNGSTECHNIK LABOR

Institut für Elektronik, TU Graz

Operationsverstärker 2

Übungsinhalt:

- Aufbau einfacher Grundsaltungen mit den 4 verschiedenen Typen von Operationsverstärkern

Vorausgesetzte Kenntnisse:

- Übungsunterlagen Operationsverstärker 2

Literatur:

- U. Tietze Ch. Schenk Halbleiterschaltungstechnik

Inhaltsverzeichnis

1. Einführung.....	3
1.1. Schaltsymbole und Übertragungsgleichungen.....	3
2. Operationsverstärker-Typen.....	4
2.1. Der Transkonduktanz-Verstärker (VC-Verstärker).....	4
2.1.1. Allgemeines.....	4
2.1.2. Typische Anwendung.....	5
2.2. Der Transimpedanz-Verstärker (CV-Verstärker).....	7
2.2.1. Allgemeines.....	7
2.2.2. Typische Anwendung.....	11
2.3. Der Strom-Verstärker (CC-Verstärker).....	12
2.3.1. Allgemeines.....	12
2.3.2. Typische Anwendung.....	14

1. Einführung

Die Übung „Operationsverstärker 2“ behandelt aufbauend auf der Übung „Operationsverstärker 1“ (Elektronische Schaltungstechnik, Labor; klassischer Operationsverstärker) die anderen 3 Varianten von Operationsverstärkern (Transimpedanz-, Transkonduktanz- und Stromverstärker).

Ziel der Übung ist das Verstehen der Arbeitsweise und der Anwendung der Operationsverstärker-Familien. In den nachfolgenden Kapiteln werden der Reihe nach die einzelnen OPV-Typen vorgestellt und deren Eigenschaften diskutiert.

1.1. Schaltsymbole und Übertragungsgleichungen

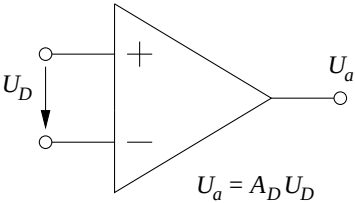
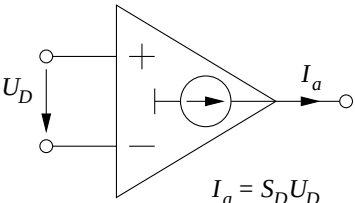
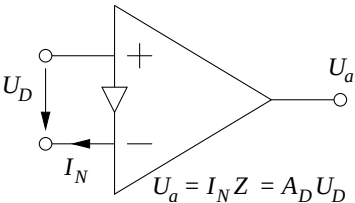
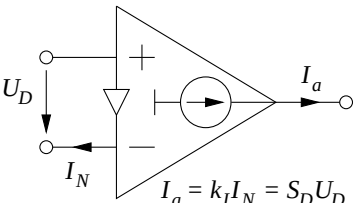
	Spannungs-Ausgang	Strom-Ausgang
Spannungs-Eingang	VV Normaler OPV  $U_a = A_D U_D$	VC Transkonduktanz-Verstärker  $I_a = S_D U_D$
Strom-Eingang	CV Transimpedanz-Verstärker  $U_a = I_N Z = A_D U_D$	CC Strom-Verstärker  $I_a = k_I I_N = S_D U_D$

Tabelle 1.1. Die vier Operationsverstärker-Familien

Die verwendete Nomenklatur und die Beschreibung der Schaltungen ist dem Buch U. Tietze, Ch. Schenk: Halbleiterschaltungstechnik, 11. Auflage (1999), Springer-Verlag entnommen (Kapitel 5: Der Operationsverstärker).

Der erste Buchstabe kennzeichnet die Größe am Eingang des Verstärkers, wobei V für Voltage (Spannung), und C für Current (Strom) steht. Analog verhält es sich bei dem zweiten Buchstaben, der auf selbe Weise die Größe am Ausgang des Verstärkers angibt. Nach dieser Schreibweise ist bei der Bildung der Übertragungsfunktion eines VC-Verstärker der Strom am Ausgang zur Spannung am Eingang ins Verhältnis zu setzen. Dies ergibt eine Konduktanz - es handelt sich um den Transkonduktanz-Verstärker. Nach diesem Beispiel sind die Bezeichnungen der anderen Verstärkertypen zu sehen.

2. Operationsverstärker-Typen

2.1. Der Transkonduktanz-Verstärker (VC-Verstärker)

2.1.1. Allgemeines

Ein Transkonduktanz-Verstärker (Operational Transconductance Amplifier, OTA) unterscheidet sich von einem konventionellen Operationsverstärker dadurch, dass er einen hochohmigen Ausgang besitzt (sein Ausgang verhält sich wie eine Stromquelle). Man kann jeden normalen Operationsverstärker in einen VC-OPV umwandeln, indem man den Emitterfolger am Ausgang weglässt.

Die in Abb. 2.1. dargestellte Schaltung spiegelt die beiden Ausgangsströme des Eingangsdifferenzverstärkers (T_1, T_2) auf die Ausgangsstromquellen (T_8, T_{10}). Dadurch wird der maximal mögliche Ausgangsstrom verdoppelt ($2I_0 = I_{st}$). Die Stabilität und die Gleichtaktunterdrückung der Schaltung wird verbessert, da sich gleichsinnige Stromänderungen des Eingangsdifferenzverstärkers am Ausgang aufheben.

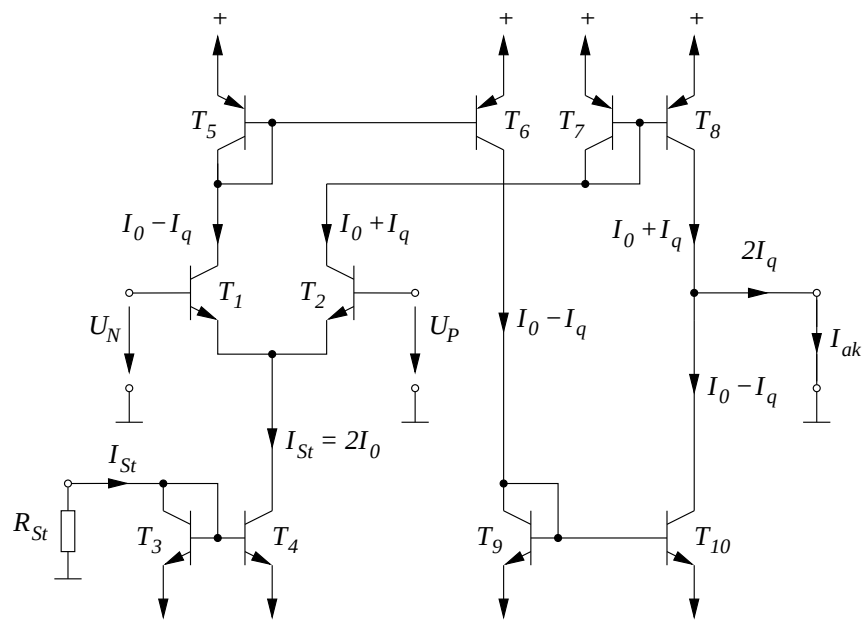


Abb. 2.1. Aufbau des OTA CA3080

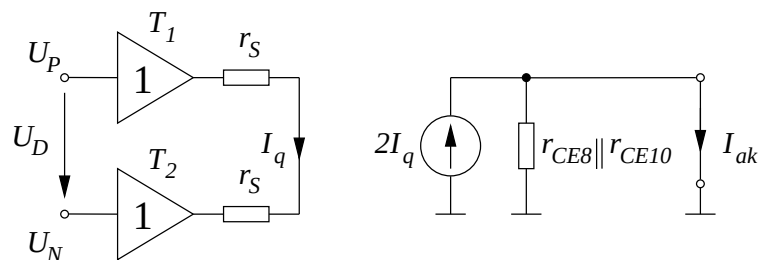


Abb. 2.2. Einfaches Modell des OTA CA3080 ($I_0 = 1\text{mA}$; $r_S = 26\Omega$)

Die charakteristische Größe beim OTA ist die Übertragungsteilheit S_D (Transkonduktanz), deren Größe man am Modell (Abb. 2.2.) direkt ablesen kann:

$$S_D = \frac{I_{ak}}{U_D} = \frac{2I_q}{U_D} = \frac{2 \cdot \frac{U_D}{2 \cdot r_s}}{U_D} = \frac{I_0}{u_T} = S \quad (2.1)$$

Die Steilheit S_D des OTA CA3080 ist gleich der Steilheit S eines der beiden Transistoren (T_1 , T_2) des Eingangsdifferenzverstärkers. Bei anderen neueren OTAs kann die Steilheit des gesamten Verstärkers größer sein wenn die Stromspiegel ein Übersetzungsverhältnis größer als eins besitzen (z.B. 8 bei MAX436). Wie groß die Spannungsverstärkung bei angeschlossener Last ist, hängt von der Größe des Lastwiderstandes ab, da der Ausgang aus einer vom Eingang gesteuerten Stromquelle besteht. Der Ausgangswiderstand der Stromquelle beträgt ca. 100 k Ω ($r_{CE8} || r_{CE10}$). Erst bei hochohmigen Lasten verhalten sich VC-Operationsverstärker fast gleich wie normale Operationsverstärker.

Über den Widerstand R_{ST} kann der Arbeitspunkt des Eingangsdifferenzverstärkers (Strom I_0 durch T_1 bzw. T_2) über den aus den Transistoren T_3 und T_4 gebildeten Stromspiegel eingestellt werden. Damit läßt sich die Steilheit des OTAs gemäß Gleichung 2.1 einstellen und damit auch die Spannungsverstärkung, wenn man einen Lastwiderstand R_L anschließt, der klein gegenüber dem Ausgangswiderstand der Schaltung ist:

$$U_a = S_D \cdot R_L \cdot U_D = \frac{R_L}{2 \cdot u_T} \cdot I_{st} \cdot U_D \quad (2.2)$$

Diese Eigenschaft läßt sich auch dazu ausnutzen, zwei Spannungen zu multiplizieren, wenn man den Strom I_{st} proportional zu einer zweiten Eingangsspannung macht.

2.1.2. Typische Anwendung

Der Transkonduktanz-Verstärker kann in seiner Ausführung mit einstellbarem Steuerstrom I_{st} als Multiplizierer eingesetzt werden. Typische Anwendungen sind Schaltungen mit einstellbarer Verstärkung im Audio- und Video-Bereich.

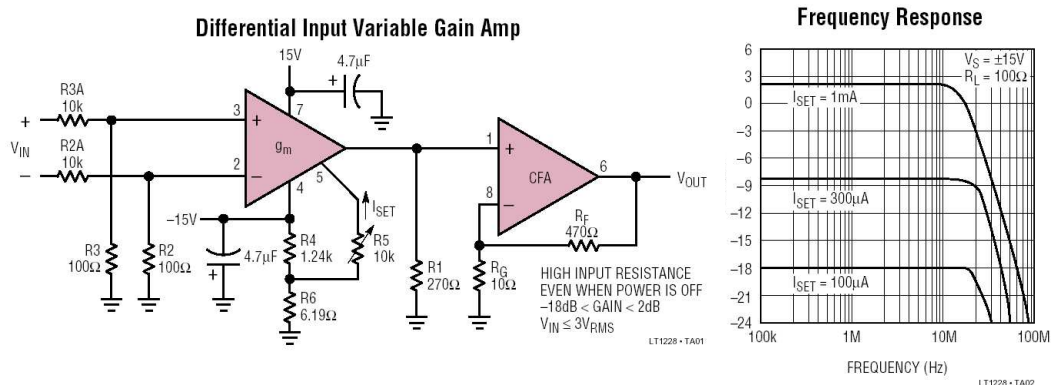


Abb. 2.3. Verstärker mit einstellbarer Verstärkung (LT1228)

Die integrierte Schaltung LT1228 enthält neben einem Transkonduktanz- auch einen Transimpedanz-Verstärker (Current Feedback Amplifier, CFA). Die Steilheit $S_D (g_m)$ des OTAs beträgt laut Datenblatt das zehnfache des Betrages von $I_{SET} (I_{SET})$.

Schaltet man einen Kondensator als Last an den Ausgang des OTAs (dies verursacht im Gegensatz zu konventionellen VV-Verstärkern keinerlei Stabilitätsprobleme), verhält sich die so gebildete Schaltung wie ein Integrator:

$$U_a = S_D \cdot \frac{1}{sC} \cdot U_D \quad (2.3)$$

$$V = \frac{S_D}{sC} \quad (2.4)$$

Diese Eigenschaft wird in aktiven Filterschaltungen ausgenutzt (Tiefpass, Hochpass, Allpass).

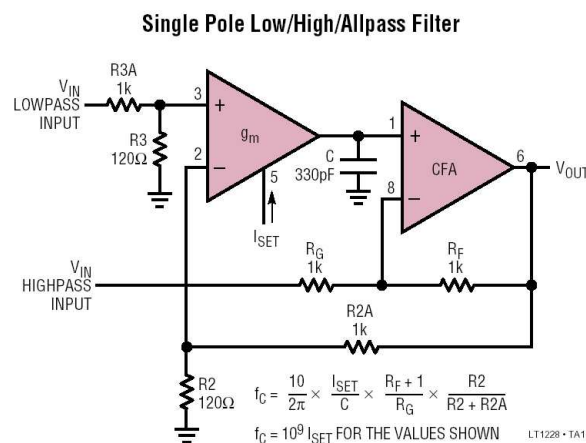


Abb. 2.4. Aktive Filterschaltung mit OTA

Reduziert man den Steuerstrom auf Null, wird dementsprechend die Steilheit und damit die Verstärkung des beschalteten OTAs Null. Der Ausgang des OTAs „verschwindet“, der am Ausgang des OTAs angeschlossene Kondensator hält die seine Spannung im „Abschaltzeitpunkt“ gespeichert. Diese Eigenschaft des Transkonduktanz-Verstärkers wird in Sample&Hold-Schaltungen ausgenutzt.

Der OTA kann auch zum Treiben von Koaxialleitungen benutzt werden. Da er einen hohen Ausgangswiderstand besitzt erfolgt die Anpassung ganz einfach durch einen Lastwiderstand am Ausgang des OTAs in der Größe des Wellenwiderstandes der folgenden Leitung.

2.2. Der Transimpedanz-Verstärker (CV-Verstärker)

2.2.1. Allgemeines

Ein Transimpedanz-Verstärker (Current Feedback Amplifier, CFA) unterscheidet sich von einem konventionellen Operationsverstärker dadurch, dass sein invertierender Eingang niederohmig ist; dieser Eingang ist stromgesteuert. CV-Operationsverstärker werden immer mit einem Gegentakt-Differenzverstärker im AB-Betrieb (current on demand) aufgebaut:

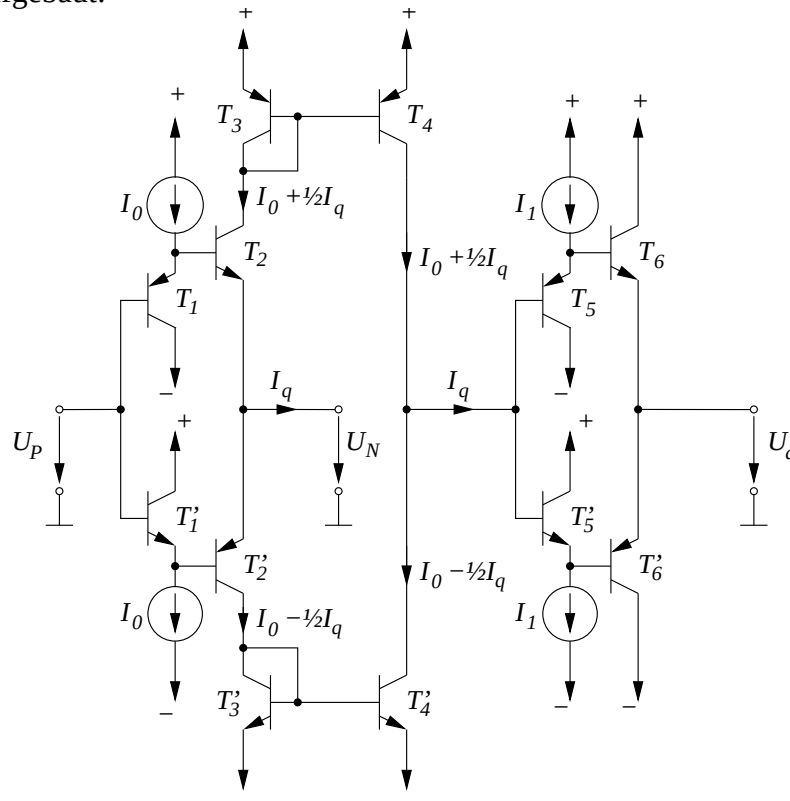


Abb. 2.5. Transimpedanz-Verstärker im Gegentakt-AB-Betrieb

Die Funktionsweise des Transimpedanz-Verstärkers (Abb. 2.5.) lässt sich gut mit dem Modell in Abb. 2.6. verstehen:

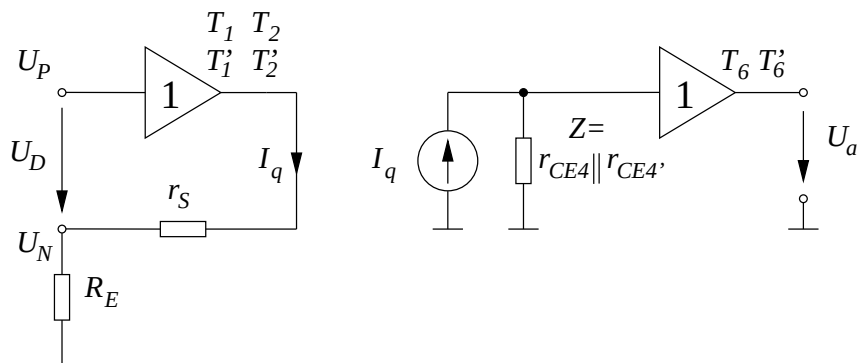


Abb. 2.6. Modell eines CV-OPV

Die Ausgangsspannung ergibt sich mit

$$U_a = I_q \cdot Z = \frac{U_D}{r_s} \cdot Z \quad (2.5)$$

Daraus folgt die Spannungsverstärkung bei unbelastetem Ausgang:

$$A_D = \frac{U_a}{U_D} = \frac{Z}{r_s} \quad (2.6)$$

Z ist die Transimpedanz, nach der diese Verstärker benannt werden. Je höher sie ist, desto größer wird auch die Differenzverstärkung. Schaltungstechnisch handelt es sich um den Innenwiderstand am sogenannten Hochimpedanzknoten (Kollektor T_4 , T'_4 in Abb. 2.5.).

Zur Gegenkopplung wird wie beim normalen Operationsverstärker beim CV-Verstärker ein Teil der Ausgangsspannung über einen Spannungsteiler auf den invertierenden Eingang rückgekoppelt. Hier reduziert jedoch der Innenwiderstand des Spannungsteilers, der im Modell in Abbildung 2.6. als R_E dargestellt ist, die Betriebs-Spannungsverstärkung des Transimpedanz-Verstärkers:

$$A_B = \frac{U_a}{U_p} = \frac{Z}{R_E + r_s} \quad (2.7)$$

Die Spannungsverstärkung, die sich aus (2.7) ergibt, ist meist nicht ausreichend. Um die Spannungsverstärkung zu erhöhen, ist es üblich, den Innenwiderstand am Hochimpedanzpunkt durch den Einsatz verbesserter Stromspiegel zu erhöhen. Dies ist gleichbedeutend mit der Erhöhung der Transimpedanz Z .

Transimpedanz-Verstärker werden hauptsächlich in Anwendungen eingesetzt, in denen es auf hohe Bandbreite bzw. kurze Anstiegszeiten ankommt.

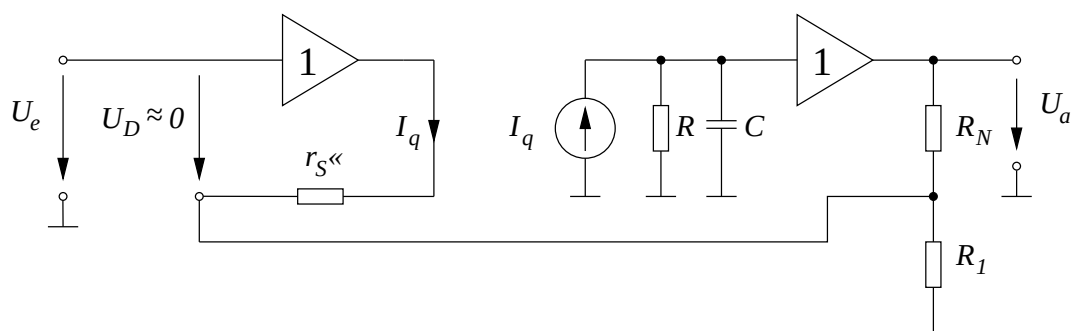


Abb. 2.7. Modell des Transimpedanz-Verstärkers mit Gegenkopplung

Bei der Analyse des gegengekoppelten Transimpedanz-Verstärkers (Abb. 2.7.) muss man auch den Strom am invertierenden Eingang berücksichtigen und darf den Gegenkopplungs-Spannungsteiler nicht als unbelastet annehmen. Zur Berechnung der

Spannungsverstärkung wendet man die Knotenregel auf den invertierenden Eingang an:

$$\frac{U_a - U_e}{R_N} - \frac{U_e}{R_1} + \frac{U_a}{Z} = 0 \quad (2.8)$$

Die Grenzfrequenz des normalen gegengekoppelten Operationsverstärkers wird umso kleiner, je größer die eingestellte Verstärkung ist - bei ihm ist das Verstärkung-Bandbreite-Produkt konstant und gleich der Transitfrequenz des Operationsverstärkers. Beim gegengekoppelten Transimpedanz-Verstärker lässt sich eine Grenzfrequenz erzielen, die unabhängig von der eingestellten Verstärkung ist, indem man R_N konstant lässt und die Verstärkung mit R_1 einstellt. In diesem Fall bleibt nämlich die Schleifenverstärkung konstant: wenn man R_1 verkleinert, um die Verstärkung zu erhöhen, erhöht sich die Leerlaufverstärkung des Transimpedanz-Verstärkers durch Reduzierung der Stromgegenkopplung in demselben Maß. Die Hersteller geben in der Regel einen optimalen Wert für R_N an, bei dem die Schleifenverstärkung gerade so groß ist, dass sich ein günstiges Einschwingverhalten ergibt.

Wenn man bei einem Transimpedanz-Verstärker den Widerstand R_N konstant hält und die Verstärkung mit R_1 einstellt, ergeben sich folgende Unterschiede zum einfachen Operationsverstärker:

- Die Bandbreite der gegengekoppelten Schaltung ist unabhängig von der gewählten Verstärkung.
- Die Schleifenverstärkung der gegengekoppelten Schaltung ist unabhängig von der gewählten Verstärkung.
- Die Transitfrequenz der gegengekoppelten Schaltung ist proportional zur gewählten Verstärkung.

Beispiel nichtinvertierender Verstärker:

Für Verstärkung und Grenzfrequenz des gegengekoppelten Verstärkers (Abb. 2.7.) gelten folgende Zusammenhänge:

$$V = \frac{R_N + R_1}{R_1} \quad (2.9)$$

$$f_g \approx \frac{1}{2\pi R_N C_t} \quad (2.10)$$

Um zu verstehen, wie sich diese Unabhängigkeit zwischen Grenzfrequenz und Verstärkung ergibt ($R_N = \text{konst.}$), muss man das Modell des Transimpedanz-Verstärkers in Verbindung mit dem Rückkoppelnetzwerk betrachten (Abb. 2.7.) und mit Hilfe der Knotenregel berechnen (2.8).

Der Strom I_q aus dem Invertierenden Eingang des CV-Verstärkers kann folgendermaßen berechnet werden:

$$I_q = \frac{U_a}{Z} \quad (2.11)$$

Die Impedanz Z des Hochimpedanzpunktes setzt sich aus einem ohmschen Widerstand R_t und einer Kapazität C_t (Transcapacitance, z.B. beim AD844 $C_t = 4,5 \text{ pF}$) zusammen:

$$Z = R_t \parallel \frac{1}{sC_t} \quad (2.12)$$

Aus Gleichung 2.8 folgt:

$$U_e \left(\frac{1}{R_N} + \frac{1}{R_1} \right) = U_a \left(\frac{1}{Z} + \frac{1}{R_N} \right) \quad (2.13)$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{\frac{R_1 + R_N}{R_1 R_N}}{\frac{Z + R_N}{Z R_N}} = \frac{R_N + R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_N}{Z}} \quad (2.15)$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_N + R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + R_N \frac{1 + j\omega R_t C_t}{R_t}} \quad (2.16)$$

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R_N + R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_N}{R_t} + j\omega R_N C_t} \quad (2.17)$$

Mit $\frac{R_N}{R_t} \ll 1$ (2.18)

folgt für die Verstärkung V des gegengekoppelten Transimpedanz-Verstärkers:

$$V = \frac{U_a}{U_e} = \frac{R_N + R_1}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega R_N C_t} \quad (2.19)$$

Aus dem Ergebnis der Herleitung ist die Grenzfrequenz (2.10) und die Verstärkung (2.9) ersichtlich. Anhand dieser Gleichungen kann ersehen werden, dass die Grenzfrequenz nur von R_N abhängt, hingegen die Verstärkung V von R_t und R_N bestimmt wird. Somit sind beide Eigenschaften der Schaltung getrennt einstellbar.

2.2.2. Typische Anwendung

Aufgrund der Stromgegenkopplung muss die Beschaltung des Transimpedanz-Verstärkers aus ohmschen Widerständen bestehen. Mit Kondensatoren anstelle von R_I und R_N wird die Schaltung instabil. Der Transimpedanz-Verstärker wird daher hauptsächlich als invertierender oder nichtinvertierender Verstärker (Abb.2.8.) mit hoher Bandbreite z.B. im Videobereich eingesetzt .

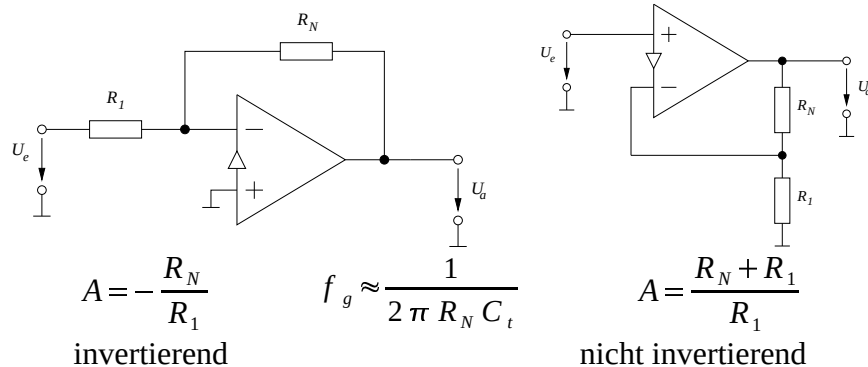


Abb. 2.8. Transimpedanz-Verstärker (C_t ... Transcapacitance)

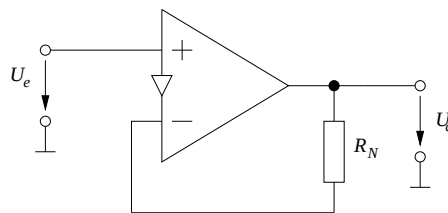


Abb. 2.9. Transimpedanz-Verstärker als Spannungsfolger

Bei der Beschaltung als Spannungsfolger darf der Widerstand R_N nicht zu Null gemacht werden sondern soll seinen vom Hersteller angegebenen Sollwert besitzen (Abb.2.9.). Weitere Anwendungen sind schnelle Vorverstärker in AD-Umsetzern mit hoher Bandbreite, Verstärker in der Impulstechnik und Treiber für Koaxial-Leitungen (50 Ω Last). Eine wichtige Anwendung ist auch die als Strom-Spannungs-Wandler am Ausgang von schnellen DA-Umsetzern mit Strom-Ausgang (Abb. 2.10.).

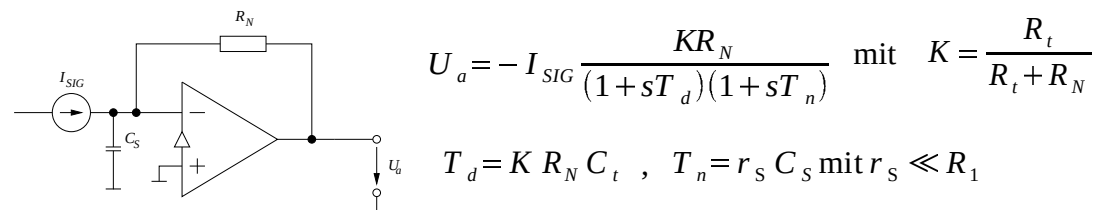


Abb. 2.10. Transimpedanz-Verstärker als I/U-Wandler

AD844: $r_s = 50 \Omega$, $R_t = 3M\Omega$, $C_t = 4,5pF$, $R_N = 1k\Omega$ und $C_S \approx 15pF$

$$\rightarrow K = 0,9997, \quad \frac{1}{2\pi T_N} = 212 \text{ MHz} \quad \frac{1}{2\pi T_d} = 35 \text{ MHz}$$

Der Pol, der durch eine Streukapazität C_S (z.B. Kapazität der Stromquelle) am Eingang entsteht, verursacht hier im Gegensatz zur Verwendung eines VV-Verstärkers keine Stabilitätsprobleme.

2.3. Der Strom-Verstärker (CC-Verstärker)

2.3.1. Allgemeines

Der Strom-Verstärker (Current Conveyor, Diamond Transistor) unterscheidet sich vom CV-Verstärker durch das Weglassen des Impedanzwandlers am Ausgang. Weil der Strom, der am invertierenden Eingang fließt, zum Ausgang übertragen wird, wird der CC-Operationsverstärker auch als Stromverstärker bezeichnet.

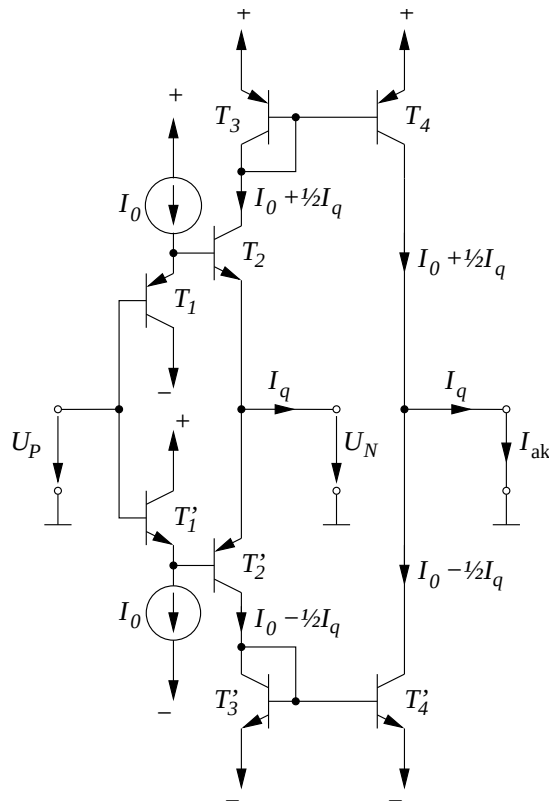


Abb. 2.11. Strom-Verstärker im Gegentakt-AB-Betrieb

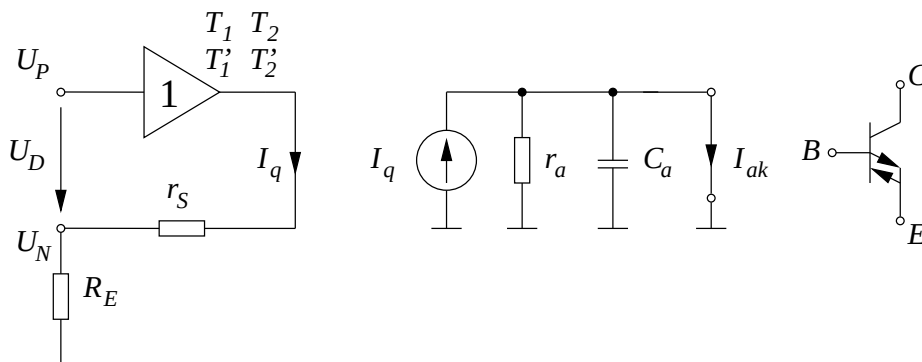


Abb. 2.12. Modell des CC-OPV und sein Transistor-Schaltsymbol

Bei den meisten CC-Verstärkern ist der Ausgangsstrom gleich dem Eingangsstrom; der Stromverstärkungsfaktor ist hier also Eins. Wenn man dem Stromspiegel im inneren Aufbau des CC-Verstärkers einen Übersetzungsfaktor gibt, lassen sich auch größere Verstärkungsfaktoren erreichen (Werte bis zu $k_I=8$ erhältlich). Der ganze Operationsverstärker verhält sich wie ein erweiterter Transistor. Deshalb sind für den CC-Operationsverstärker auch zwei Schaltsymbole gebräuchlich, die in Abb. 2.12. und Tabelle 1.1. dargestellt sind.

Zwischen dem Strom-Verstärker - und einem einfachen Transistor gibt es weitgehende Gemeinsamkeiten:

- der Kollektorstrom ist (betragsmäßig) gleich dem Emitterstrom
- der Eingangswiderstand an der Basis ist hoch, am Emitter ist er niedrig
- der Ausgangswiderstand am Kollektor ist hoch

Daneben gibt es aber auch Unterschiede, die den Einsatz im Vergleich zum Transistor vereinfachen:

- der Kollektorstrom besitzt wegen des Stromspiegels die umgekehrte Richtung
- die Basis-Emitterspannung ist Null
- der Emitter- und Kollektorstrom können beide Richtungen annehmen
- die Arbeitspunkteinstellung erfolgt intern

Aus diesen Gründen verhält sich ein CC-Operationsverstärker wie ein idealer Transistor (Diamond Transistor). Der CC-Operationsverstärker besitzt wegen seines kurzen inneren Signalpfades besondere Vorteile für hohe Frequenzen. Er wird im Gegentakt-AB-Betrieb aufgebaut (current on demand, Abb.2.6.), um selbst bei kleinen Ruhestromen große Ausgangsströme zu ermöglichen.

Das Modell in Abb. 2.12. zeigt den hochohmigen, nicht invertierenden und den niederohmigen, invertierenden Eingang. Der Ausgang ist hochohmig. Der dominierende Tiefpaß liegt am Ausgang. Seine Grenzfrequenz hängt von der angeschlossenen Last ab. Man sieht, dass der Kurzschlußstrom am Ausgang gleich dem Strom am invertierenden Eingang ist ($k_I = 1$).

Die Kurzschlußsteilheit der Schaltung:

$$S = \frac{I_q}{U_D} = \frac{1}{r_s} \quad (2.20)$$

Bei Anwendungen befindet sich meist ein Widerstand am invertierenden Eingang, durch den die Steilheit reduziert wird. Für die Betriebssteilheit der Schaltung erhält man:

$$S_B = \frac{I_q}{U_P} = \frac{1}{r_s + R_E} \quad (2.21)$$

Daraus lässt sich auch die Leerlauf-Spannungsverstärkung berechnen:

$$A_B = \frac{U_a}{U_p} = S_B \cdot R = \frac{R}{r_s + R_E} \quad (2.22)$$

2.3.2. Typische Anwendung

Stromgegenkopplung:

Da sich der Strom-Verstärker wie ein Transistor verhält, liegt es nahe, ihn in den drei Grundsaltungen für Transistoren einzusetzen. Im Unterschied zu Schaltungen mit diskreten Transistoren besitzt der Strom-Verstärker eine „innere“ Arbeitspunkteinstellung. Man kann daher die Schaltungen so wie die Kleinsignal-Ersatzschaltungen der diskreten Transistorschaltungen aufbauen (z.B. Emitterschaltung: Eingangsspannung, Emitter- und Kollektorwiderstand gegen Masse).

Emitterschaltung:

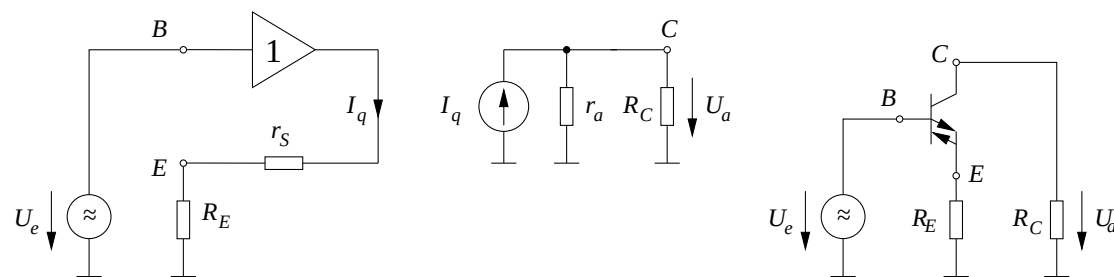


Abb. 2.13. Strom-Verstärker in Emitterschaltung

$$I_E = \frac{U_e}{r_s + R_E} \quad (2.23)$$

$$\rightarrow U_a = I_C (r_a \parallel R_C) = I_E (r_a \parallel R_C) = U_e \frac{r_a \parallel R_C}{r_s + R_E} \approx U_e \frac{R_C}{R_E} \quad (2.24)$$

Einige Strom-Verstärker beinhalten noch zusätzlich einen Spannungsfolger, der als Impedanzwandler an den Ausgang geschaltet werden kann (OPA 660). Damit wird verhindert, dass ein zusätzlicher Lastwiderstand die Verstärkung verkleinert. Mit einem Impedanzwandler (z.B. Gegentakt-Emitterfolger) kann man den Strom-Verstärker auch zum Transimpedanz-Verstärker erweitern (OPA660, AD844).

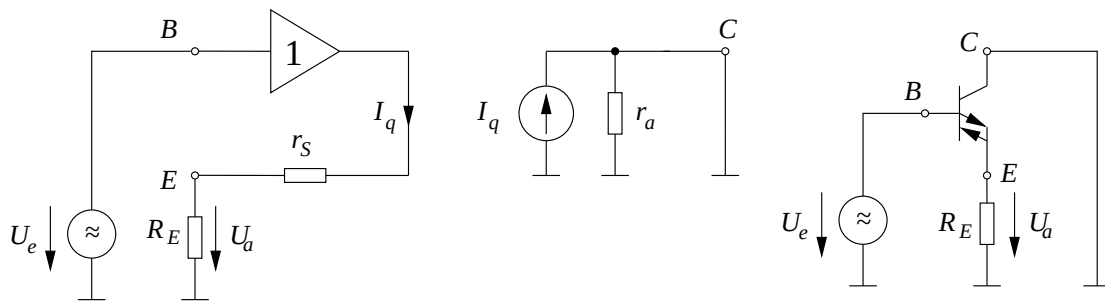
Kollektorschaltung

Abb. 2.14. Strom-Verstärker in Kollektorschaltung

$$U_a = U_e \frac{R_E}{r_s + R_E} \approx U_e \quad (2.25)$$

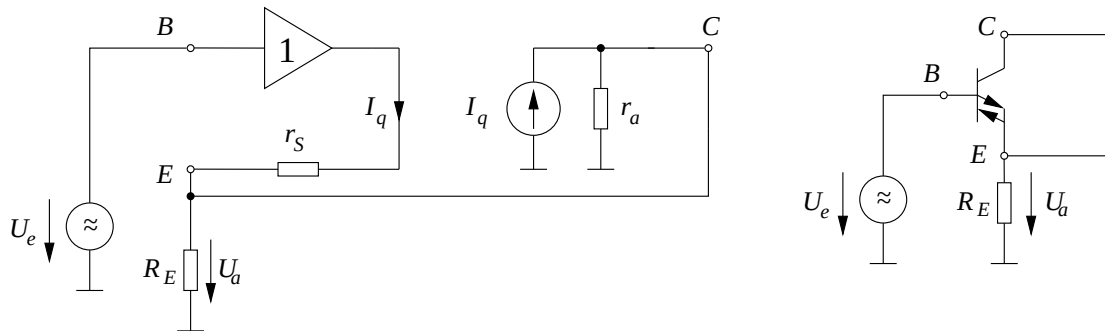


Abb. 2.15. Strom-Verstärker in Kollektorschaltung mit Nutzung des Kollektorstroms

$$I_{RE} = 2 \frac{U_e - U_a}{r_s} \quad (2.26)$$

$$U_a = I_{RE} \cdot R_E = 2 \frac{U_e - U_a}{r_s} R_E \quad (2.27)$$

$$U_a = U_e \frac{R_E}{R_E + r_s/2} \quad (2.28)$$

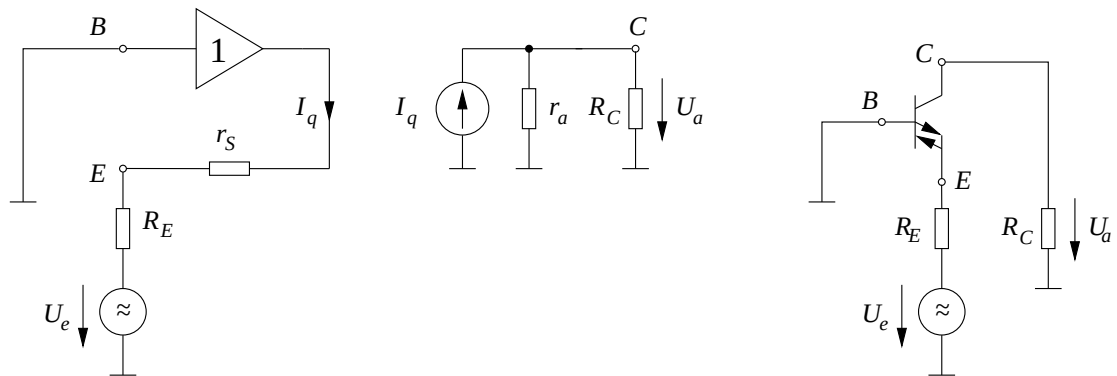
Basisschaltung

Abb. 2.14. Strom-Verstärker in Basisschaltung

$$U_a = I_C (r_a \parallel R_C) = -I_E (r_a \parallel R_C) = -U_e \frac{r_a \parallel R_C}{r_s + R_E} \approx -U_e \frac{R_C}{R_E} \quad (2.29)$$

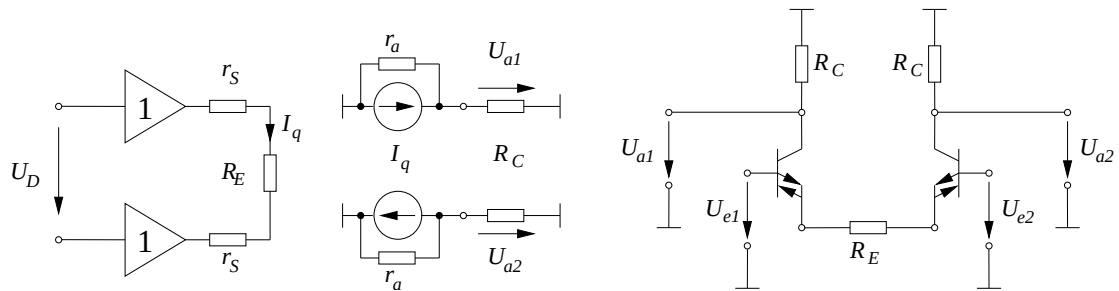
Differenzverstärker

Abb. 2.15. Differenzverstärker mit Strom-Verstärker

$$I_q = \frac{U_{e1} - U_{e2}}{R_E + 2r_s} = \frac{U_D}{R_E + 2r_s} \quad (2.30)$$

$$U_{a1} = U_D \frac{R_C \parallel r_a}{R_E + 2r_s}, \quad U_{a2} = -U_D \frac{R_C \parallel r_a}{R_E + 2r_s} \quad (2.31)$$

$$U_{a1} \approx U_D \frac{R_C}{R_E}, \quad U_{a2} \approx -U_D \frac{R_C}{R_E} \quad (2.32)$$

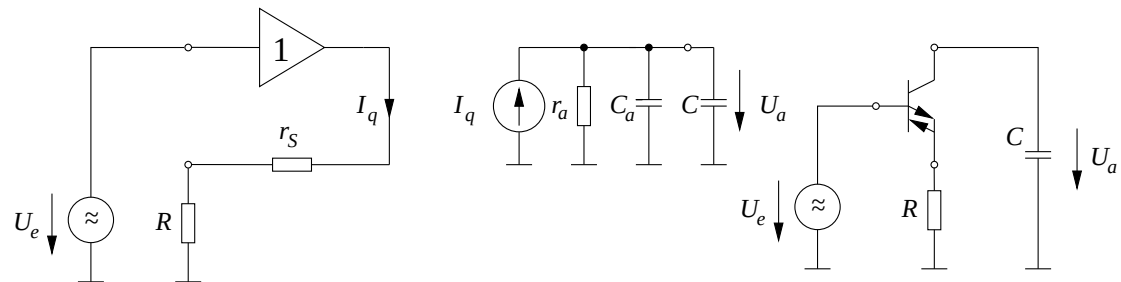
Integrator

Abb. 2.16. Integrator mit Strom-Verstärker

$$\text{mit } r_a \gg, C_a \ll C: U_a = \frac{I_C}{sC} = \frac{U_e}{s(r_s + R)C} \approx \frac{U_e}{sRC} \quad (2.33)$$

Da sich mit CC-Verstärkern sehr gute Integratoren für hohe Frequenzen realisieren lassen sind sie sehr gut für aktive Hochfrequenzfilter geeignet.

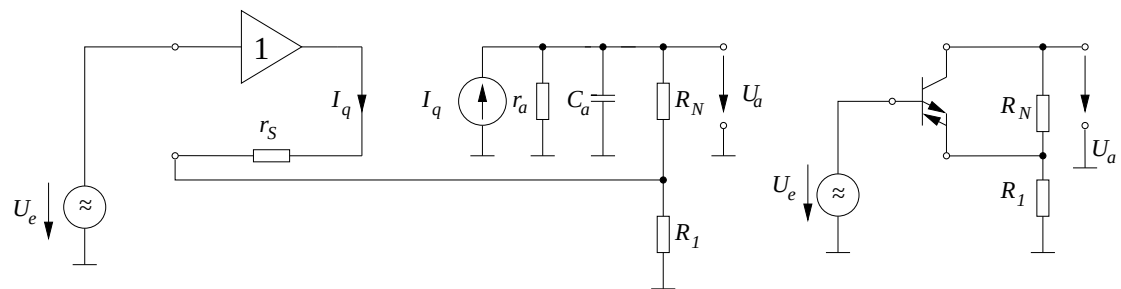
Spannungsgegenkopplung:

Abb. 2.17. Strom-Verstärker mit Spannungsgegenkopplung kombiniert mit Stromgegenkopplung (direct feedback)

Der Gegenkopplungsspannungsteiler (R_N , R_1) vom Kollektor zum Emitter wird zugleich mit dem Emitterstrom des „diamond“ Transistors belastet (Stromgegenkopplung).

Gleichspannungsverstärkung:

$$\text{Emitter: } I_q = \frac{U_e - U_{R1}}{r_s} = \frac{U_{R1}}{R_1} - \frac{U_a - U_{R1}}{R_N} \quad (2.34)$$

$$\text{Kollektor: } I_q = \frac{U_e - U_{R1}}{r_s} = \frac{U_a}{r_a} + \frac{U_a - U_{R1}}{R_N} \quad (2.35)$$

$$\rightarrow V = \frac{U_a}{U_e} = \frac{1 + \frac{R_N}{2R_1}}{1 + \frac{1}{2r_a}(R_N + r_s + \frac{r_s R_N}{R_1}) + \frac{r_s}{2R_1}} \quad (2.36)$$

$$\text{mit } r_a \rightarrow \infty \text{ und } r_s = 0 \text{ folgt } V = 1 + \frac{R_N}{2R_1} \quad (2.37)$$

Wechselspannungsverstärkung:

Mit $r_s = 0$, $r_a \rightarrow \infty$ aber mit der Kapazität C_a im Ausgang erhalten wir den Frequenzgang der Verstärkung wenn in Gleichung 2.36 anstelle von r_a der Term $1/sC_a$ eingesetzt wird:

$$V = (1 + \frac{R_N}{2R_1}) \frac{1}{1 + \frac{sC_a R_N}{2}} \quad (2.38)$$

Für die Berechnung der Grenzfrequenz erscheint der Widerstand R_N um die Hälfte verkleinert. Daraus kann man schließen, dass der Ausgangswiderstand $r_a = R_N/2$ ist.

Berechnung des Ausgangswiderstands:

($U_e = \text{konst.} \rightarrow dU_e = 0$, $r_s = 0$, $r_{a,CC-OPV} \rightarrow \infty$)

$$\text{Knotenregel am Ausgang der Schaltung: } dI_a = \frac{dU_a}{R_N} + dI_C$$

$$\text{mit } dI_C = dI_q \text{ sowie } dI_q = \frac{dU_a}{R_N} \text{ folgt } r_a = \frac{dU_a}{dI_a} = \frac{R_N}{2} \quad (2.40)$$

für CC-Verstärker mit einer Stromverstärkung von 1.

Für CC-Verstärker mit einer Stromverstärkung k_I größer als eins gilt:

$$dI_C = k_I dI_q \rightarrow dI_a = \frac{dU_a}{R_N} + dI_C = \frac{dU_a}{R_N} + k_I \frac{dU_a}{R_N} = (k_I + 1) \frac{dU_a}{R_N}$$

$$r_a = \frac{R_N}{k_I + 1} \quad (2.41)$$

Der Widerstand R_N wird durch den CC-Verstärker aktiv verkleinert. Der Ausgangswiderstand einer Schaltung mit CC-Verstärker kann durch Wahl des Widerstandes R_N bestimmt werden. Die Verstärkung wird dann durch die Wahl des Widerstandes R_I eingestellt. Aus diesem Grund kann man den Ausgang der Verstärkerschaltung optimal an den Wellenwiderstand einer zu treibenden Leitung angepasst werden. Im Unterschied zur passiven Terminierung ist die Verlustleistung im Terminierungswiderstand um den Faktor $1/(1+k_I)$ kleiner.