

VERSTÄRKER

Best Of Elektronik

www.kurcz.at

© Florian Kurcz

1	Kleinsignalgrundschaltungen	1
1.1	Emitterschaltung.....	1
1.1.1	Emitterschaltung ohne Signalrückkopplung	1
1.1.2	Emitterschaltung mit Signalrückkopplung	2
1.1.3	Eigenschaften der Emitterschaltung	3
1.2	Kollektorschaltung (Emitterfolgerschaltung).....	3
1.2.1	Eigenschaften der Kollektorschaltung	4
1.3	Basisschaltung.....	5
1.3.1	Eigenschaften der Kollektorschaltung	6
2	Darlington-Schaltung	6
3	Leistungsverstärker.....	7
3.1	A-Verstärker.....	7
3.2	Komplementärer Emitterfolger im B-Betrieb.....	7
3.3	Komplementärer Emitterfolger im AB Bereich.....	8
4	Differenzverstärker	8
4.1	Betriebsarten	8
4.2	Berechnung der Gleichtaktverstärkung	9
4.3	Berechnung der Differenzverstärkung.....	9
4.3.1	Gleichtaktunterdrückung CMRR	10
4.3.2	Großsignalverhalten.....	11
4.3.3	Eigenschaften.....	11
5	Operationsverstärker OPV	12
5.1	Grundlagen	12
5.1.1	Versorgungsanschlüsse.....	12
5.1.2	Eingänge	12
5.1.3	Ausgang.....	13
5.2	Eigenschaften, Kenngrößen	13
5.2.1	Übertragungskennlinie.....	13
5.2.2	Verstärkung.....	13
5.2.3	Eingangswiderstand	13
5.2.4	Ausgangswiderstand	13
5.2.5	Weitere Kenngrößen.....	14
5.3	Grundschaltungen.....	14
5.3.1	Prinzip der Gegenkopplung.....	14
5.3.2	Nichtinvertierende Verstärker	15
5.3.3	Invertierende Verstärker.....	16
5.3.4	Integrator, Differenzierer.....	17
5.4	Stabilität und Dynamik von OPVs	20
5.4.1	Frequenzgang eines OPVs.....	20
5.4.2	Frequenzgangkorrektur	22

5.4.3	Verstärkungs- Bandbreitenprodukt	23
5.5	Reale OPV-Bausteine	23
5.5.1	LM741	23
5.5.2	TAA765	24
5.5.3	LM324	24
5.5.4	Komparatoren	24

1 Kleinsignalgrundschaltungen

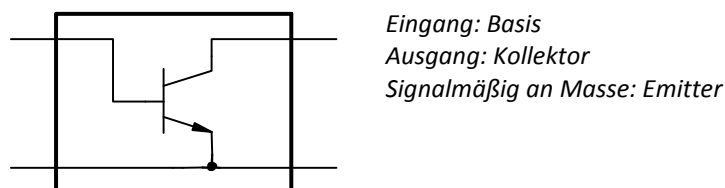
Kleinsignalgrundschaltungen sind Verstärkerstufen mit AP-Einstellung, bei denen das Wechselsignal mit Koppelkondensatoren, dem AP überlagert wird.

Eigenschaften:

- Hochpassfilter durch Koppelkondensatoren (nicht DC fähig)
- Das Verhalten wird näherungsweise linearisiert berechnet (Kleinsignal ESB)

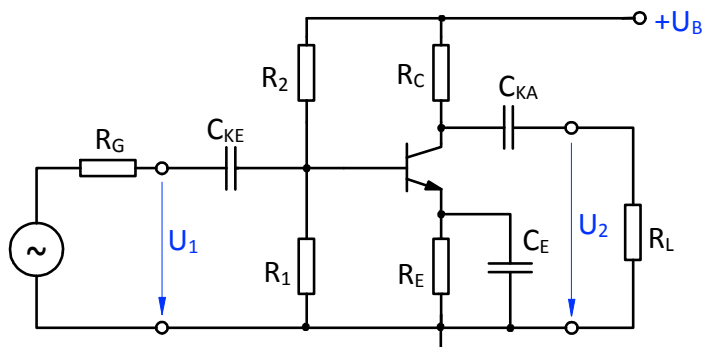
1.1 Emitterschaltung

Prinzip

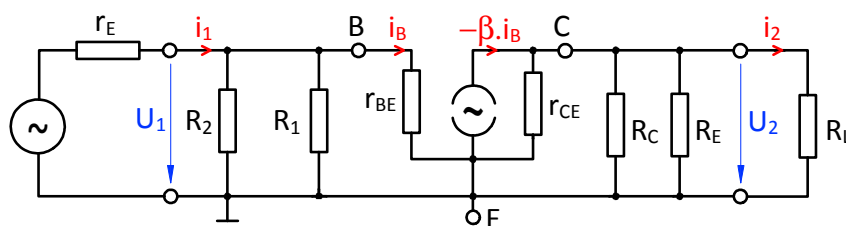


1.1.1 Emitterschaltung ohne Signalrückkopplung

Koppelkondensatoren parallel zu $R_E \Rightarrow R_E$ ist nicht im ESB



ESB:



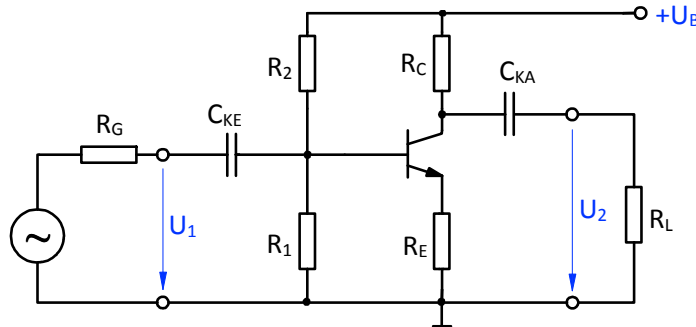
$$r_{ein} = \frac{u_1}{i_1} = R_1 // R_2 // r_{BE}$$

$$v_U = \frac{R_C // R_L}{R_E}$$

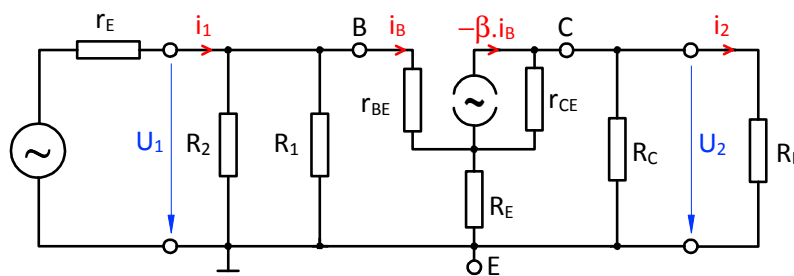
$$r_{aus} \approx R_C // R_L$$

1.1.2 Emitterschaltung mit Signalkückkopplung

Kein Kondensator => R_E ist im ESB und sorgt für eine Rückkopplung.



ESB:



$$r_{ein} = \frac{u_1}{i_1} = R_1 // R_2 // r_{ein}'$$

$$r_{ein}' = \frac{u_1}{i_B} = \frac{u_{rBE} + u_{RE}}{i_B} = \frac{r_{BE} \cdot i_B + R_E \cdot (i_B + \beta \cdot i_B)}{i_B} = r_{BE} + \beta \cdot R_E$$

$$r_{ein} = \frac{u_1}{i_1} = R_1 // R_2 // r_{ein}'$$

$$r_{ein} = r_{BE} + \beta \cdot R_E$$

1+β ~ β, da β >>

Der Eingangswiderstand wird durch die Rückkopplung deutlich größer, da R_E dynamisch vergrößert wird.

$$v_U = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-\beta \cdot R_C' \cdot i_B}{i_B \cdot (r_{BE} + R_E \cdot (1 + \beta))} = \frac{-\beta \cdot R_C'}{r_{BE} + R_E \cdot (1 + \beta)} \approx \frac{-\beta \cdot R_C'}{r_{BE} + R_E \cdot \beta}$$

$$v_U = \frac{-\beta \cdot R_C'}{r_{BE} + R_E \cdot \beta}$$

$$r_{BE} \ll R_E \Rightarrow v_U \approx \frac{R_C'}{R_E}$$

R'_C = R_C//R_L da r_{CE} vernachlässigt wurde.

$$r_{aus} \approx R_E$$

Eigenschaften:

- kleinere Verstärkung
- Durch die Rückkopplung wird v_U deutlich kleiner (schlecht), aber die Abhängigkeit von β geringer

Bsp.:

Transistor $\beta = 300$, $R_C = 6,8k\Omega$, $R_E = 470\Omega$, $R_L = 30k\Omega$, $R_1 = 220k\Omega$, $R_2 = 470k\Omega$, $I_C = 1,5mA$

Ges.: v_U , r_{ein} , r_{aus} mit und ohne Rückkopplung.

$$v_U = \frac{-\beta \cdot R_C'}{r_{BE} + R_E \cdot \beta} = \frac{300 \cdot R_C'}{5k\Omega + 470\Omega \cdot 300} = -11,4$$

$$r_{ein} = R_1 // R_2 // R' = 73,95k\Omega$$

$$r_{aus} = R_C' = R_C // R_L = 5544\Omega$$

ohne Rückkopplung:

$$r_{ein} = 4838\Omega \quad v_U = -332,6 \quad r_{aus} = 5543\Omega$$

Arbeitspunkt:

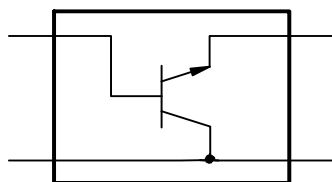
- I_C wird im allgemeinen im mA Bereich gewählt,
Bei Vorverstärkern manchmal auch $<1mA$, um eine möglichst kleine Rauschzahl erreichen.
- U_{CE} wird wegen der Signalaussteuerbarkeit ungefähr $U_B/2$ angenommen.

1.1.3 Eigenschaften der Emitterschaltung

- Invertierung des Eingangssignals (entspricht Phasendrehung um 180°)
- Stromverstärkung hoch
- Spannungsverstärkung hoch
- Leistungsverstärkung ca. 100–1000, etwa Spannungsverstärkung \times Stromverstärkung
- Eingangswiderstand: 500 Ω –2 k Ω
- Ausgangswiderstand: 50–100 k Ω bzw. etwa gleich dem Arbeitswiderstand R_C

1.2 Kollektorschaltung (Emitterfolgerschaltung)

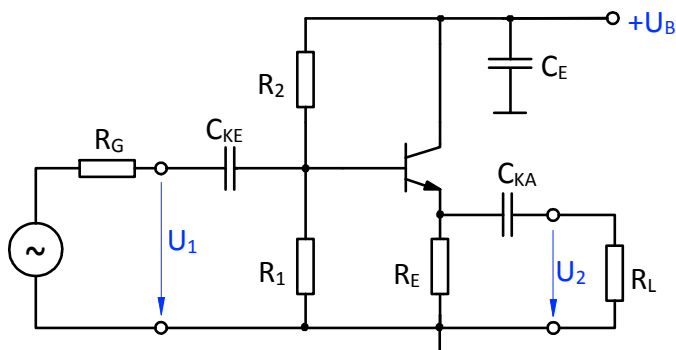
Prinzip

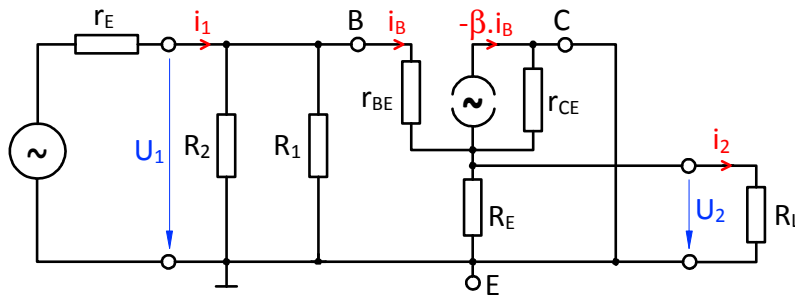


Eingang: Basis
Ausgang: Emitter
Signalmäßig an Masse: Kollektor

Die Kollektorschaltung funktioniert ähnlich wie ein Spannungsfolger, daher der Name Emitterfolger.

ESB:





$$r_{ein} = \frac{u_1}{i_1} = R_1 // R_2 // (r_{BE} + \beta \cdot R_E')$$

$$v_U = \frac{\beta \cdot R_E'}{r_{BE} + \beta \cdot R_E} \quad R_E' = R_E // R_L$$

$$r_{aus} \approx \frac{r_{BE} + R_G}{\beta}$$

Bsp.:

$R_1 = 220\text{k}\Omega$, $R_2 = 83\text{k}\Omega$, $R_E = 3,5\text{k}\Omega$, $R_L = 1\text{k}\Omega$, $R_G = 1,5\text{k}\Omega$

$\beta \sim 300$, $r_{BE} = 10\text{k}\Omega$

Ges.: r_{ein} , v_U , r_{aus}

$$r_{ein} = R_1 // R_2 // (r_{BE} + \beta \cdot R_E // R_L) = 48,3\text{k}\Omega$$

$$v_U = \frac{\beta \cdot R_E'}{r_{BE} + \beta \cdot R_E} = 0,96$$

$$r_{aus} \approx \frac{r_{BE} + R_G}{\beta} = 83,33\Omega$$

Berechnung von r_{aus} , durch die Spannungs- und Stromänderung:

$$u_2(1\text{k}\Omega) = 925\mu\text{V}$$

$$i_2(1\text{k}\Omega) = 925\text{nA}$$

$$u_2(100\Omega) = 680\mu\text{V}$$

$$i_2(100\Omega) = 6,8\mu\text{A}$$

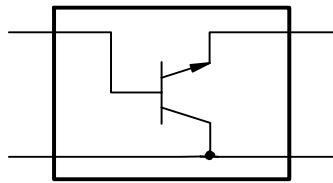
$$r_{aus} = \frac{\Delta u_2}{\Delta i_2} = 41,7\Omega$$

1.2.1 Eigenschaften der Kollektorschaltung

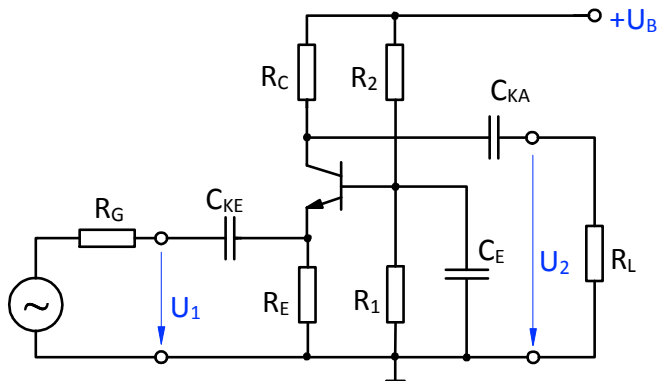
- Nicht-invertierend
- Spannungsverstärkung immer kleiner 1 => Die Schaltung ist eine Art Spannungsfolger (Impedanzwandler)
- AP Einstellung: U_{RE} größer als sonst $U_{RE} = U_{CE} = 0,5U_B$
- Stromverstärkung hoch (=> Stromverstärkerschaltung)
- Eingangswiderstand groß: $3\text{k}\Omega - 1\text{M}\Omega$ (Lastwiderstand \times Stromverstärkung)
- Ausgangswiderstand klein: $20 - 30\Omega$

1.3 Basisschaltung

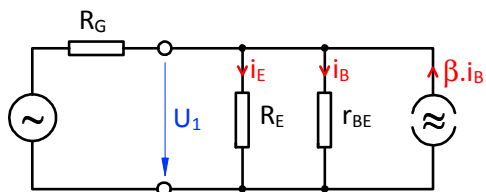
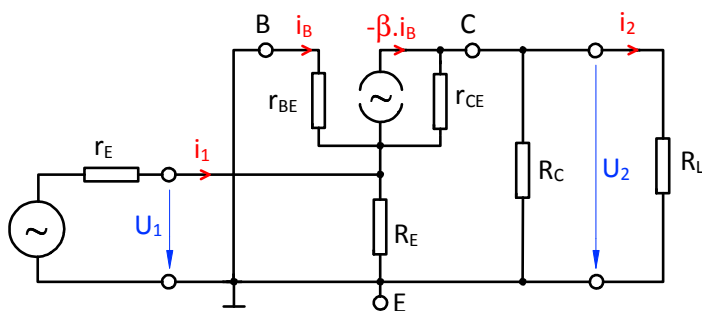
Prinzip



Eingang: Emitter
Ausgang: Kollektor
Signalmäßig an Masse: Basis



ESB:



$$r_{ein} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_1}{u_1 \cdot \left(\frac{1}{R_E} + \frac{1}{r_{BE}} + \frac{\beta}{r_{BE}} \right)}$$

$$r_{ein} = \frac{u_1}{i_1} = R_E // r_{BE} // \frac{r_{BE}}{\beta} \approx R_E // \frac{r_{BE}}{\beta}$$

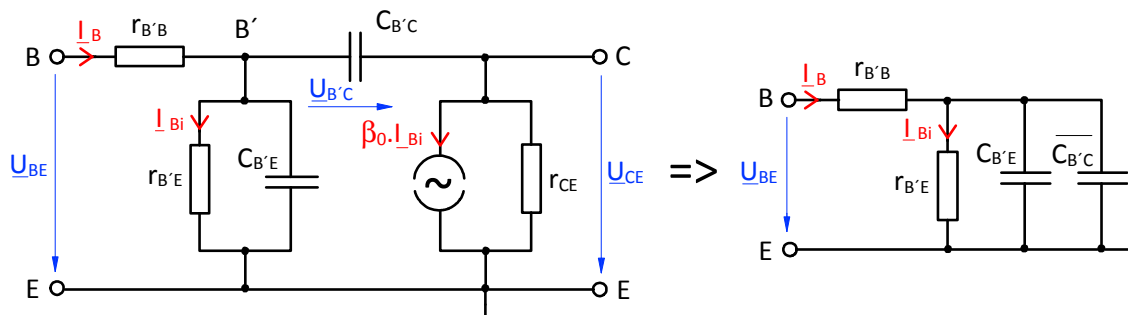
$$v_U = \frac{\beta \cdot R_C'}{r_{BE}}$$

$$R_C' = R_C // R_L$$

$$r_{aus} \approx R_C$$

1.3.1 Eigenschaften der Kollektorschaltung

- Nicht-invertierend
- Stromverstärkung geringfügig unter 1
- Spannungsverstärkung hoch (\Rightarrow Spannungsverstärkungsschaltung)
- Spannungsverstärkung 5 % bis 10 % größer als bei der Emitterschaltung
- Eingangswiderstand klein: 25–500 Ω
- Ausgangswiderstand groß: 100 k Ω –1 M Ω
- höhere Grenzfrequenz durch geringere Rückwirkung
- Das HF Verhalten ist deutlich besser, als bei der Emitterschaltung, da hier der Miller Effekt nicht auftritt



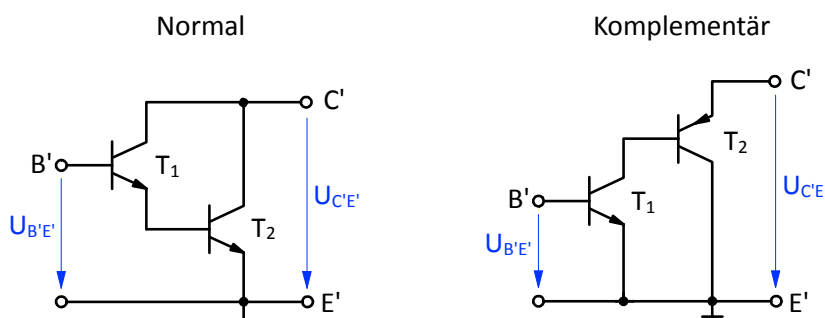
$$U_{B'C} = U_{B'E} - U_{CE} \approx -U_{CE} \approx |v_U| \cdot U_{B'E}$$

$$C_{B'C} \approx C_{B'C} \cdot |v_U|$$

Die Spannung am $C_{B'C}$ ist ca. $|v_U| \cdot U_{B'E}$ mal so groß, wie die Spannung an $C_{B'E}$ \Rightarrow Die Auswirkung dieser Kapazität ist ebenso vergrößert. Dieser Miller Effekt tritt nur bei der Emitterschaltung auf. Das HF Verhalten ist daher schlechter, als bei der Basisschaltung.

Die Basisschaltung (Gate Schaltung) wird nur im HF Bereich eingesetzt. Im NF Bereich ist die Emitterschaltung besser, da der rein größer ist.

2 Darlington-Schaltung



Die Darlington Schaltung ist eine Kaskadenschaltung (verkettete) zweier Transistoren, mit der man eine möglichst hohe Stromverstärkung anstrebt.

Vorteile:

- Sehr hohe Stromverstärkung ($B' = B_1 \cdot B_2, \beta' = \beta_1 \cdot \beta_2$)

Nachteile:

- $r_{C'E'}$ wird sehr niederohmig, kann nicht mehr vernachlässigt werden.
- Die Sättigungsspannung $U_{C'E'}$ im Schaltbetrieb wird nicht kleiner als 0,7V

3 Leistungsverstärker

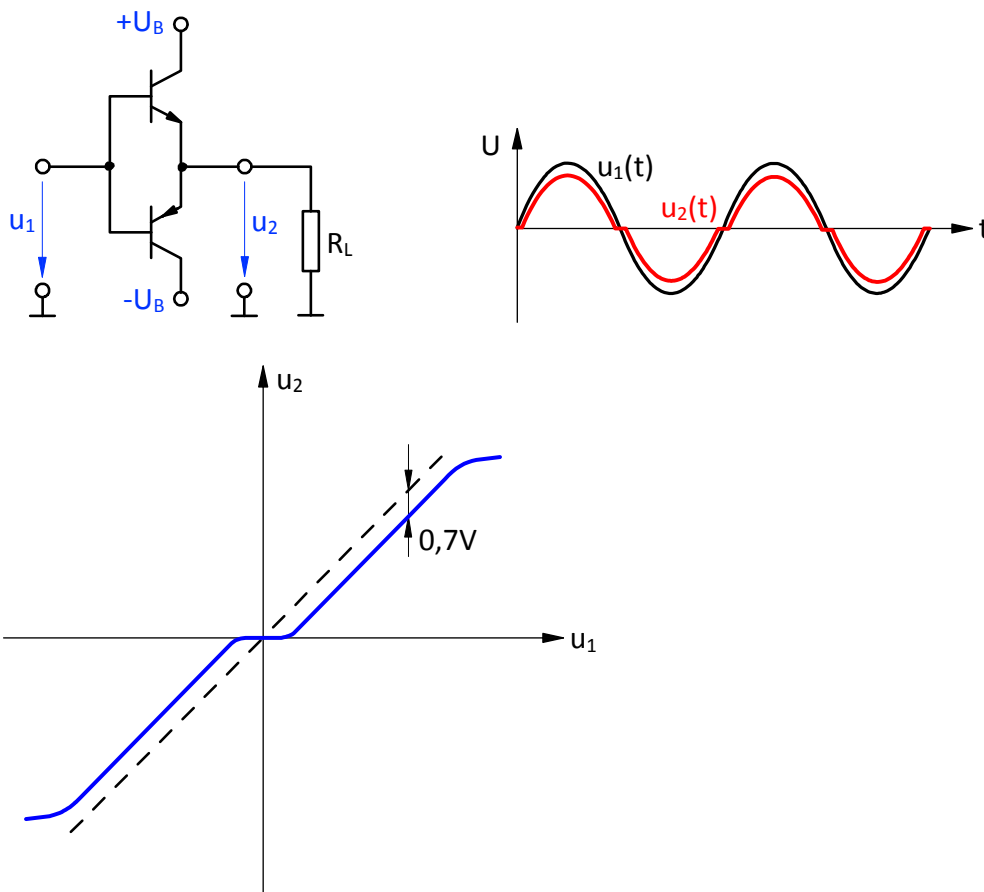
Ein Leistungsverstärker soll:

- einen möglichst niederohmigen Ausgangswiderstand haben, damit er niederohmig belastet werden kann.
- einen möglichst hohen Wirkungsgrad haben.

3.1 A-Verstärker

Das sind Verstärker mit AP Einstellung, bei denen der AP Strom (Ruhestrom) größer ist, als der maximale Signalstrom (Alle bisher besprochenen Kleinsignalverstärker). Als Leistungsverstärker sind A-Verstärker unbrauchbar.

3.2 Komplementärer Emitterfolger im B-Betrieb



Nicht lineare Verzerrungen durch nichtlineare Stationärkennlinie. Selbst ein Sinussignal wird verzerrt.

Lineare Verzerrung: Verschiedene Frequenzen werden verschieden verstärkt, oder gedämpft, die Sinuskurvenform wird nicht verzerrt.

Vorteil:

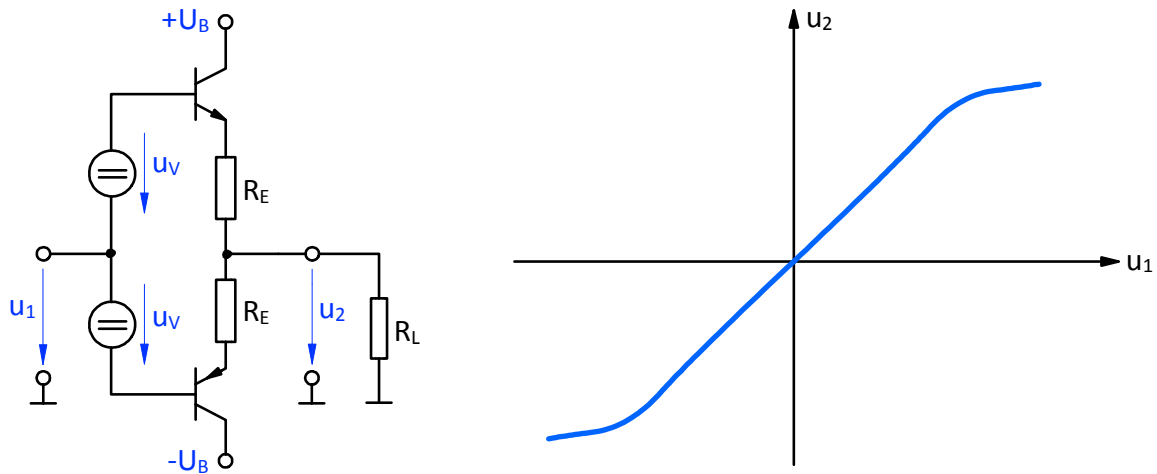
- relativ hoher Wirkungsgrad, da kein Ruhestrom $\eta_{max} = 78\%$, bei dieser Schaltung
- Einfacher Aufbau

Nachteil:

- nicht lineare Verzerrung

3.3 Komplementärer Emitterfolger im AB Bereich

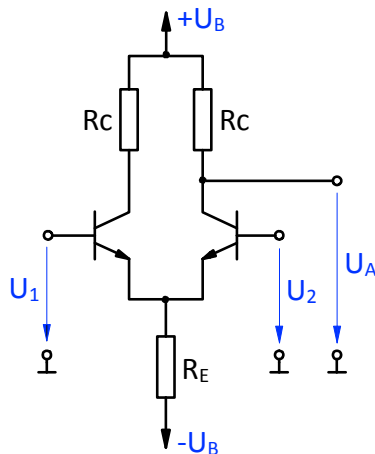
AB heißt Mischform zwischen A und B-Betrieb. Es gibt einen Ruhestrom, dieser kann aber kleiner als der Signalstrom sein.



- Durch die Vorspannung U_v sind die Verzerrungen weitgehend ausgeschaltet
- Der Ruhestrom kann relativ klein sein
- $R_E \leq \frac{R_L}{10}$

Wenn man mit einen rückgekoppelten OPV kombiniert kann man auch die B-Schaltung verwenden.

4 Differenzverstärker



4.1 Betriebsarten

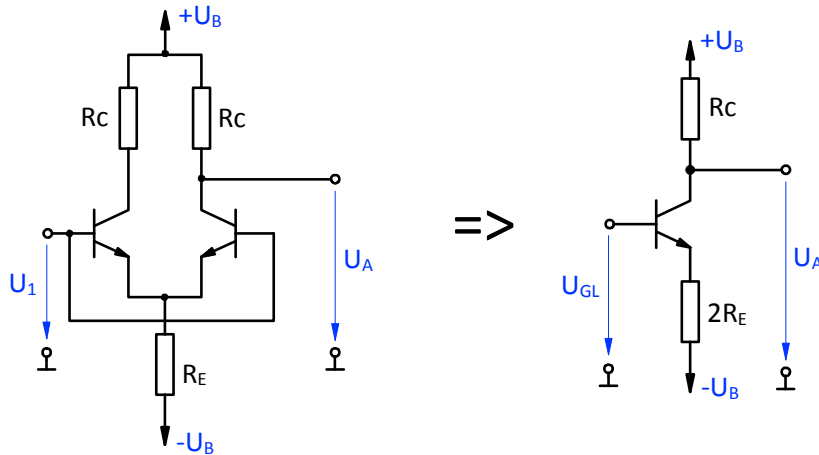
- reiner Gleichtaktbetrieb: $U_1=U_2$
- reiner Differenzbetrieb: $U_1=-U_2$
- allgemeiner Betrieb U_1 und U_2 beliebige Werte.

Der allgemeine Fall kann in einen reinen Gleichtaktanteil und in einen reinen Differenzbetrieb zerlegt werden.

$$U_{GL} = \frac{U_1 + U_2}{2} \quad U_D = U_1 - U_2$$

Ein Differenzverstärker sollte am besten nur die Differenzspannung verstärken
=>Die Gleichtaktverstärkung sollte am besten 0 sein.

4.2 Berechnung der Gleichtaktverstärkung



Diese Schaltungsvereinfachung geht nur wegen der Symmetrie

$$v_{GL} = \frac{\Delta U_A}{U_D} = \frac{U_A - U_{A0}}{U_D}$$

$$U_A = U_{B+} - I_C \cdot R_C$$

$$I_C = \frac{U_{GL} + |U_{B-}| - U_{BE}}{2R_E}$$

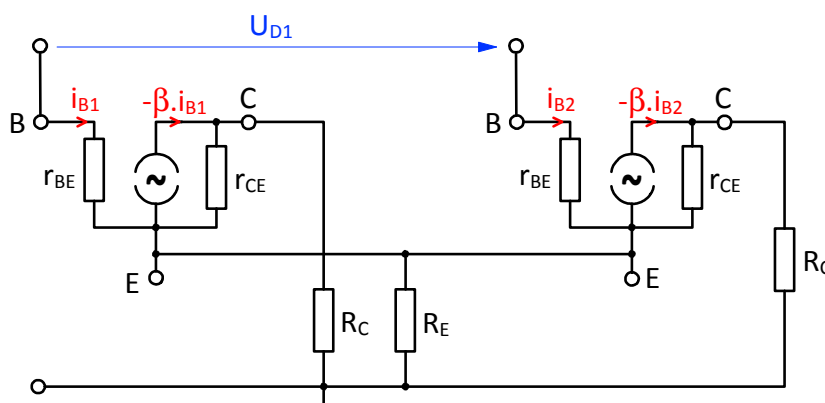
$$U_A = U_{B+} - R_C \cdot \frac{U_{GL} + |U_{B-}| - U_{BE}}{2R_E}$$

$$U_{A0} = U_{B+} - R_C \cdot \frac{|U_{B-}| - U_{BE}}{2R_E}$$

$$U_A - U_{A0} = -\frac{R_C}{2R_E} \cdot U_{GL}$$

$$v_{GL} = -\frac{R_C}{2R_E}$$

4.3 Berechnung der Differenzverstärkung



Für kleine U_D kann man mit dem Kleinsignalersatzschaltbild arbeiten.

$$v_D = \frac{U_A}{U_D}$$

$$i_{B1} = i_{B2} = i_B$$

$$U_A = \beta \cdot i_B \cdot R_C$$

$$U_D = i_B \cdot 2r_{BE}$$

$$v_D = \pm \frac{\beta \cdot R_C}{2r_{BE}}$$

$$r_{ein} = 2r_{BE}$$

$$r_{aus} = R_C$$

4.3.1 Gleichtaktunterdrückung CMRR

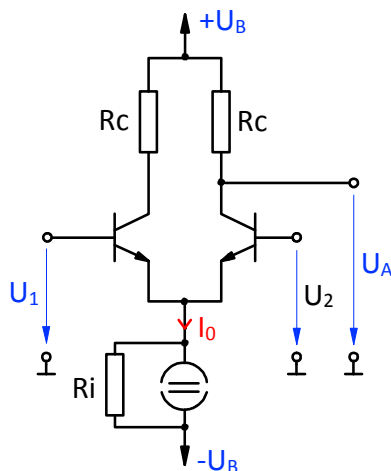
CMRR...COMMON MODE REJECTION RATIO

$$CMRR = G = \frac{v_D}{v_{GL}}$$

CMRR sollte möglichst groß sein

$$\left| \frac{v_D}{v_{GL}} \right| = \frac{2\beta \cdot R_C \cdot R_E}{2R_C \cdot r_{BE}} = \frac{\beta \cdot R_E}{r_{BE}}$$

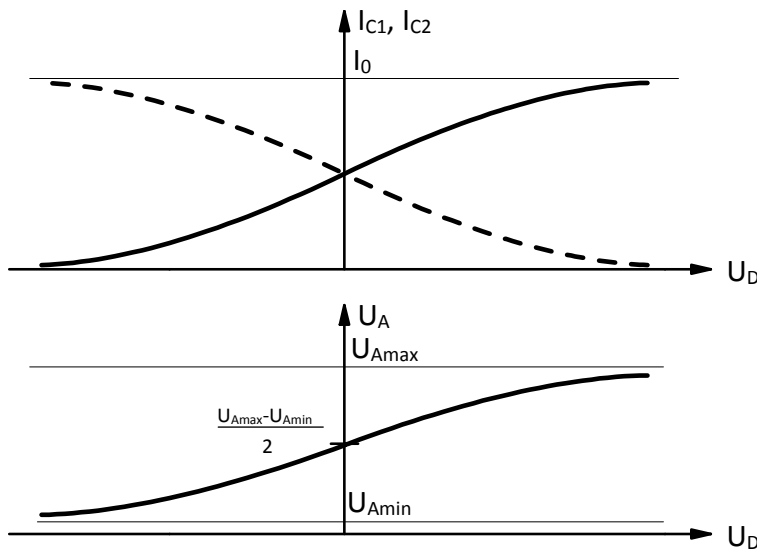
=> R_E soll möglichst groß sein. Man ersetzt daher R_E durch eine Konstantstromquelle.



Ideale Stromquelle: $v_{GL} = 0$

Reale Stromquelle: $v_{GL} = -\frac{R_C}{2R_i}$

4.3.2 Großsignalverhalten

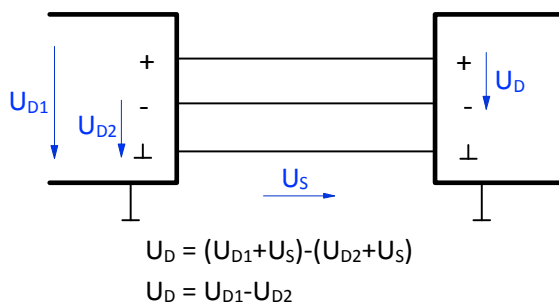


U_{Amin} sollte nicht kleiner als 0V gewählt werden da die Transistoren sonst in die Sättigung gesteuert werden.

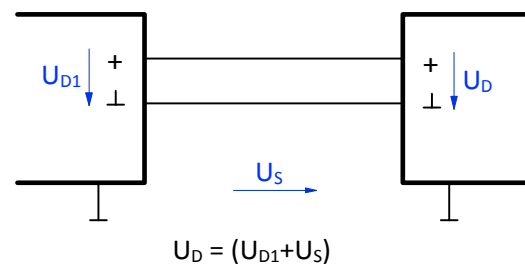
4.3.3 Eigenschaften

- auch für Gleichspannungen geeignet (keine Koppelkondensatoren)
- Unterdrückung der Gleichtaktunterdrückung
- Durch den symmetrischen Aufbau kompensiert sich die Temperaturdrift von T_1 und T_2

Symmetrische Signalübertragung



Unsymmetrische Signalübertragung



Wegen dieser guten Eigenschaften wird bei integrierten Verstärkern (OPV) am Eingang immer ein Differenzverstärker verwendet.

Bsp.:

Dimensionieren Sie einen Differenzverstärker für folgende Angaben: $\pm U_B = 12V$, $I_{C10} = I_{C20} = 0,7mA$, $U_D = 0$, $B = 180$, $U_{Amin} = 0,5V$, $U_{Amax} = 12V$ (ohne Belastung).

$$R_E = \frac{|U_{B-}|}{2I_C} = 8k\Omega$$

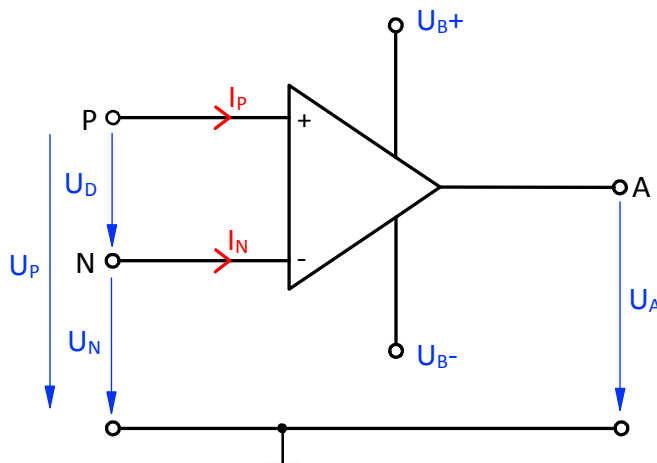
$$R_C = \frac{U_B - U_{Amin}}{I_0} = 8,2k\Omega$$

5 Operationsverstärker OPV

5.1 Grundlagen

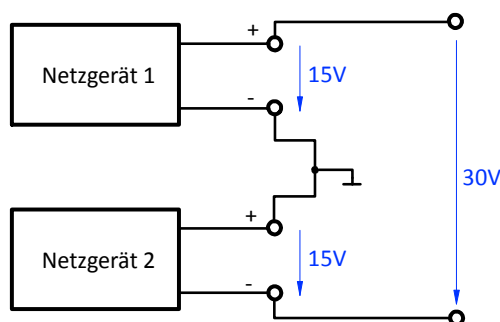
Operationsverstärker (OPV) sind integrierte Spannungsverstärker mit möglichst universeller Anwendbarkeit.

Name: Ursprünglich werden OPV zur Ausführung von Rechenoperationen in analogen Geräten verwendet. Man kann mit OPV mathematische Operationen ausführen (Addition und Subtraktion... von Spannungen)



5.1.1 Versorgungsanschlüsse

Die symmetrische Versorgung (U_{B+} , U_{B-}) ermöglicht das Verstärken von positiven und negativen Signalen. Es gibt auch OPV mit einfacher Verstärkung. Symmetrische Versorgung im Labor:



5.1.2 Eingänge

Ein OPV ist ein so genannter Differenzverstärker, er verstärkt die Differenz der beiden Eingangsspannungen

$$U_D = U_P - U_N$$

D Differenz
P Positiv
N Negativ

Vorteile

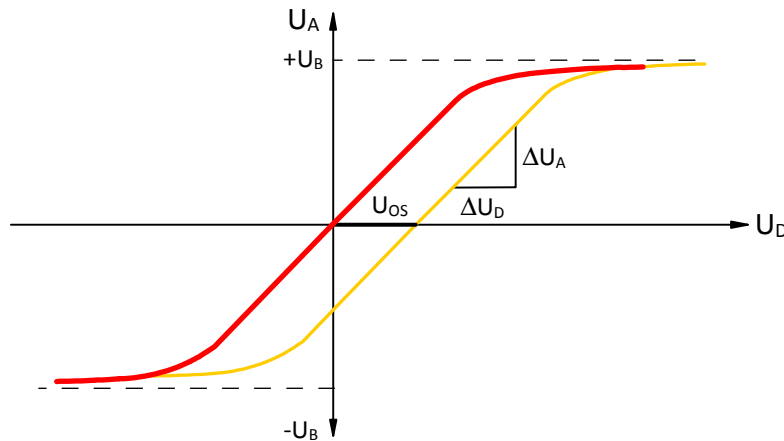
- Verringerung von Signalstörungen (Netzbrumm)
- Einfache Realisierung von zurückgekoppelten Schaltungen.

5.1.3 Ausgang

Hier wird die Verstärkerspannung ausgegeben.

5.2 Eigenschaften, Kenngrößen

5.2.1 Übertragungskennlinie



U_{OS} Input Offset Voltage = die Spannung, die man am OPV anlegen muss, damit $U_A = 0$ wird.

5.2.2 Verstärkung

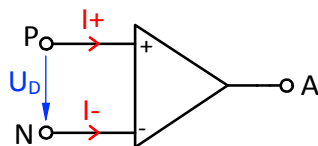
$$v_D = v_0 = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_D}$$

v_D Differenzverstärkung
 v_0 Open Loop Gain (gain = erlangen) $10^5 <$

Ideal: unendlich, real: 100000

5.2.3 Eingangswiderstand

Widerstand zwischen + und - Eingang.



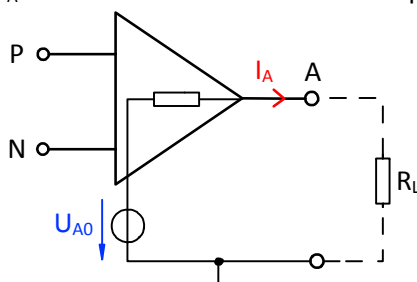
$$r_D = \frac{U_D}{I_+} = \frac{U_D}{|I_-|}$$

Ideal: unendlich, real: MΩ Bereich

5.2.4 Ausgangswiderstand

Der Verstärkungsausgang verhält sich wie eine reale Spannungsquelle.

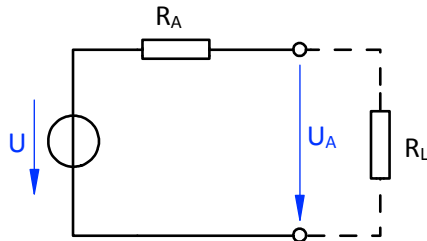
r_A ist der Innenwiderstand dieser Spannungsquelle. Idealer Wert: 0, realer Wert: 100Ω



Bsp.:

Geg. OPV 741 mit einem Ausgangswiderstand $r_A = 100\Omega$.

Um wie viel Prozent gegenüber Leerlauf sinkt die Ausgangsspannung wenn der Ausgang = 680Ω belastet wird.



$$\frac{U_A}{U} = \frac{R_A}{R_A + R_L} = 0,1282$$

$$U_A = 87,2\% \text{ von } U$$

U_A sinkt bei Belastung um 12,8%.

5.2.5 Weitere Kenngrößen

- Offsetstrom: $I_{OS} = I_{0+} + I_{0-}$

- Offsetspannung, Offsetspannungsdrift

- Mittlerer Eingangsstrom: Bias Current $I_0 = \frac{I_{0+} - I_{0-}}{2}$

Durch die Basisströme der Eingangstransistoren verursacht.

5.3 Grundsaltungen

5.3.1 Prinzip der Gegenkopplung

Ein idealer OPV ohne Rückkopplung kann nur als Komparator verwendet werden.

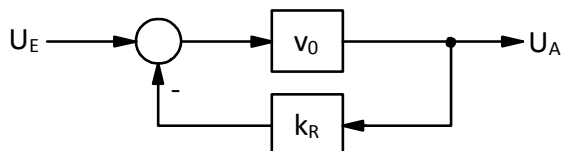
$$U_E < 0, U_A \sim -U_B$$

$$U_E > 0, U_A \sim U_B$$

Wenn man Spannungen verstärken möchte, muss man rückkoppeln.

Es gibt 2 Arten von Rückkopplungen.

a. Gegenkopplung

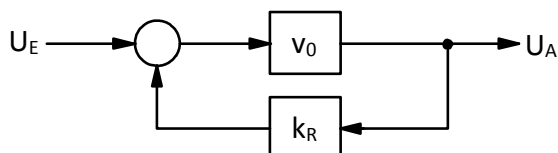


Ein Teil der Ausgangsspannung wird von der Eingangsspannung subtrahiert.

Anwendung:

- Verstärker, Regelkreis

b. Mitkopplung

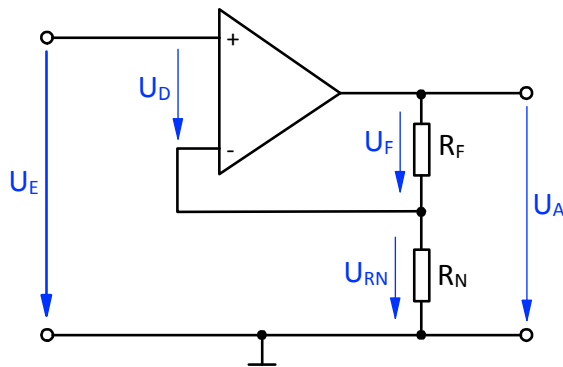


Ein Teil der Ausgangsspannung wird zur Eingangsspannung addiert.

Anwendung

- Kippschaltung (Komparator)

5.3.2 Nichtinvertierende Verstärker



• idealer OPV:

$$v_U = \frac{R_N + R_F}{R_N}$$

$$r_{ein} = \infty$$

$$r_{aus} \approx 0$$

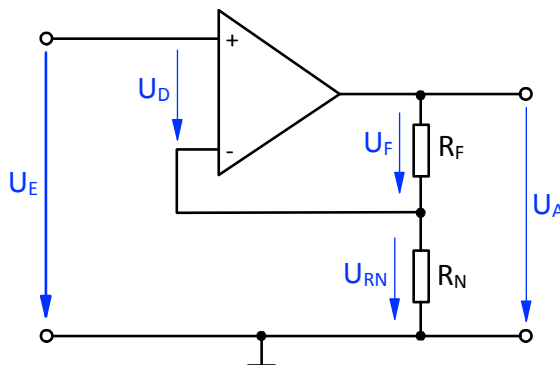
Eigenschaften dieser Schaltung:

- Nichtinvertierendes Verstärkung durch Widerstände bestimmt (ideal)
- Verstärkung kleiner 1 nicht möglich
- raus sehr niederohmig (ideal)
- rein sehr hochohmig (gut), aber schlecht definiert.

Achtung: $I_1 = \frac{U_1}{r_{ein}} + I_0$

Wenn ein sehr hochohmiger Verstärker benötigt wird, muss man einen FET Verstärker nehmen.

Bsp.: Für die gleiche Verstärkung soll eine nichtinvertierende Schaltung



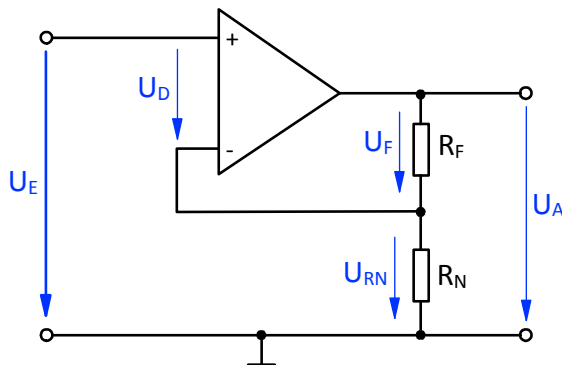
$$v = 17,78$$

$$v_U = \frac{R_N + R_F}{R_N} = 1 + \frac{R_F}{R_N} \Rightarrow v_U - 1 = \frac{R_F}{R_N}$$

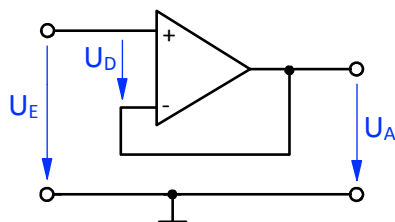
Die Rückkopplungswiderstände sollten normalerweise im Bereich von 1-100kΩ Bereich liegen. => $R_F = 100k\Omega$

$$\frac{R_F}{R_N} = \frac{100k\Omega}{R_N} = 16,783 \Rightarrow R_N = 5958,41\Omega$$

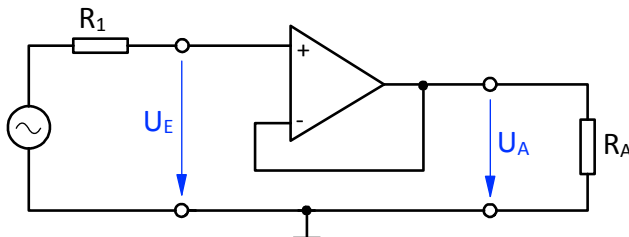
Bsp.: Ein nichtinvertierender Verstärker für $v_U = 1$



$$v_U = \frac{R_N + R_F}{R_N} \Rightarrow R_F = 0$$

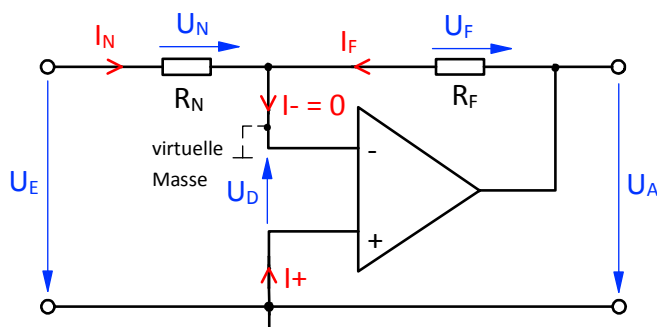


Diese Schaltung wird als Spannungsfolger oder Impedanzwandler bezeichnet. Sie hat einen sehr hohen Eingangswiderstand und einen sehr geringen Ausgangswiderstand.



Belastungswechsel am Ausgang wirken dadurch nicht auf den Eingang durch.

5.3.3 Invertierende Verstärker



a. idealer OPV:

$$v_U = -\frac{R_F}{R_N}$$

$$r_{ein} = R_N$$

$$r_{aus} \approx 0$$

b. realer OPV:

- $v_0 < \infty$ speziell bei hohen Frequenzen gilt die Annahme $v_0 = \infty$ nicht mehr.

I: $U_1 + U_D - I_N \cdot R_N = 0$

II: $I_F \cdot R_F + U_2 + U_D = 0$

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{-\frac{R_F}{R_N}}{1 + \frac{1}{v_0} + \frac{R_F}{v_0 \cdot R_F}}$$

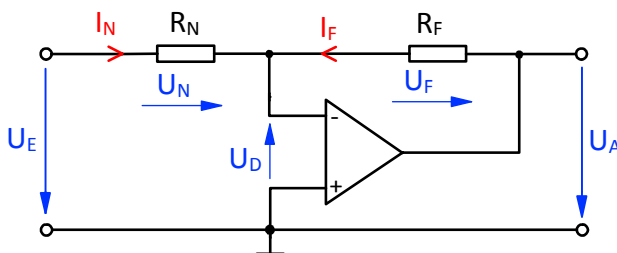
bei $v_0 = 0$ gilt $v_U = -\frac{R_F}{R_N}$

Eigenschaften dieser Schaltung:

- Invertierendes Verhalten (symmetrische Versorgung benötigt)
- negative Verstärkung bedeutet Vorzeichenumkehr, bei Wechselspannungen entspricht dies
- eine Phasenverschiebung um 180° bzw. π .
- R_N ist sehr niederohmig, aber gut bekannt: R_N meistens im $k\Omega$ Bereich.
- Es können auch Verstärkungen kleiner 1 durchgeführt werden (Grund für Integrator und Differenzierschaltungen)
- v_U wird durch Widerstände bestimmt (ideal)
- r_{aus} niederohmig (ideal)
- r_{ein} relativ niederohmig (schlecht)

Bsp.: Dimensionierung einer invertierenden Verstärkerstufe:

v_U soll 25dB sein. $R_{in} \geq 5k\Omega$; $R_N = R_{in}$

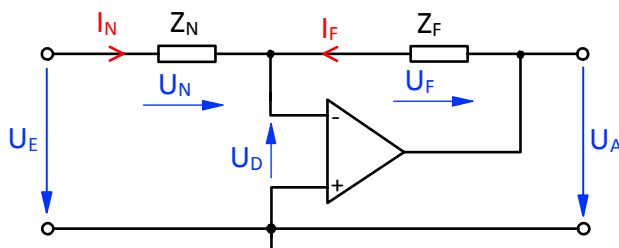


$$v_{DB} = 20 \cdot \log(v) \Rightarrow v = 10^{\frac{v_{DB}}{20}} = 1017,87$$

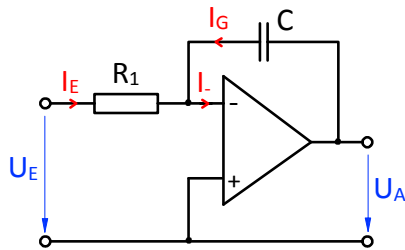
$$v_U = -\frac{R_F}{R_N} = R_F = -v_U \cdot R_N = 88,914k\Omega$$

5.3.4 Integrator, Differenzierer

Die meisten frequenzabhängigen Schaltungen sind aus der invertierenden Schaltung abhängig.



a. Integrator



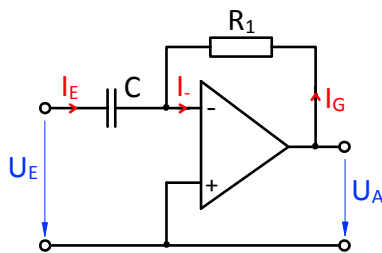
$$u_A(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int u_E(t) dt$$

Phasendrehung, Phasengang beim Integrator:

$$\int \sin(\omega \cdot t) dt = -\frac{\cos(\omega \cdot t)}{\omega} \Rightarrow \text{Phasendrehung bei allen Frequenzen } \varphi = -90^\circ$$

Achtung beim invertierenden Integrator kommen 180° dazu.

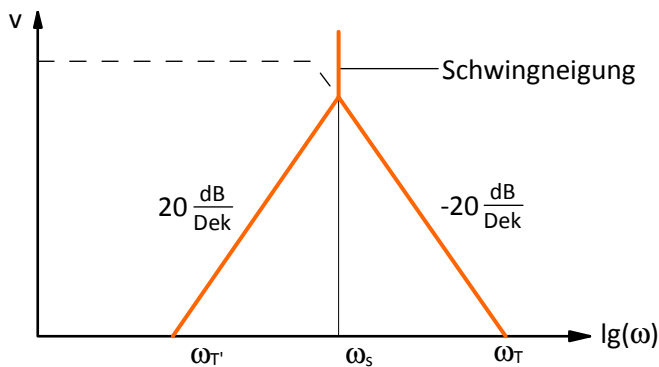
b. Differenziererr



$$u_A(t) = -R \cdot C \cdot \frac{du_E(t)}{dt}$$

Phasendrehung, Phasengang beim Differenzierer: Eigentlich 90°, da invertiert -90°.

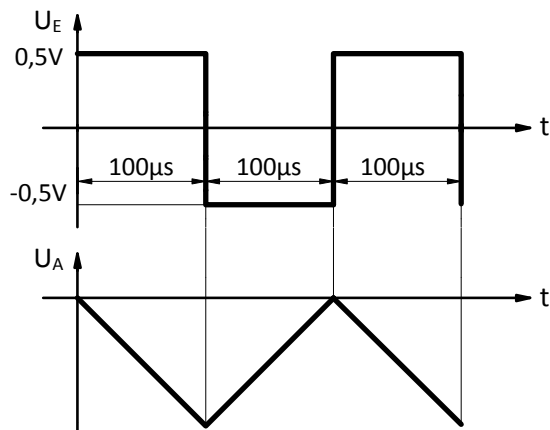
Reales Problem - Schwingneigung beim Impulsbetrieb:



Abhilfe: Serienwiderstand zum Kondensator. Bei nichtinvertierenden Schaltungen gibt es folgenden Zusammenhang zwischen Betrag und Phase im Bodediagramm.

Betrag $\left[\frac{dB}{Dek}\right]$	Phase $[^\circ]$
0	Geht gegen 0
-20	Geht gegen -90
20	Geht gegen 90

Bsp.: Integrator, der aus dem folgenden Signal ein Dreiecksignal mit 1V Uss entwirft.



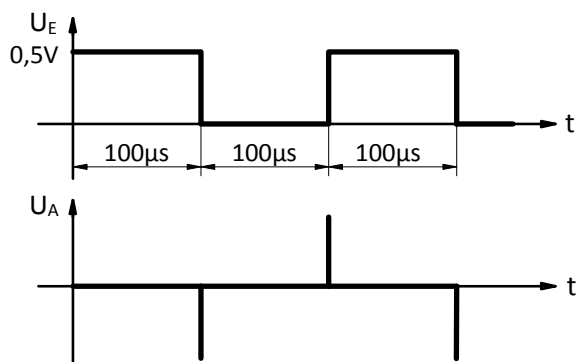
C gewählt: $1\mu\text{F}$

$$u_2(t) = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot \int_0^{100\mu\text{s}} u_1(t) dt$$

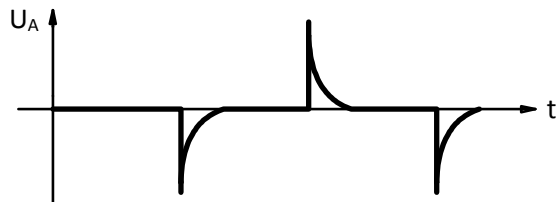
$$\frac{u_1(t)}{u_2(t)} = -R \cdot C = 50\mu\text{s} \Rightarrow R = \frac{50\mu\text{s}}{C} = 50\Omega$$

Bsp.: Differenzierer:

$C = 0,22\mu\text{F}$, $R_F = 1\text{k}\Omega$, $R_N = 33\Omega$



In der Praxis:



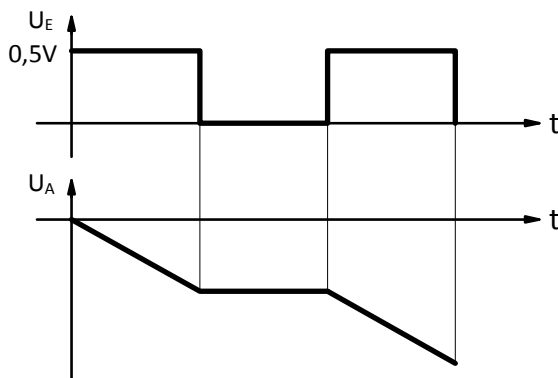
$$\tau = R \cdot C = 7,26 \cdot 10^{-6}\text{s}$$

$$v_{max} = \frac{R_F}{R_N} \approx 30$$

$$0,5\text{V} \cdot 30 = 15\text{V}$$

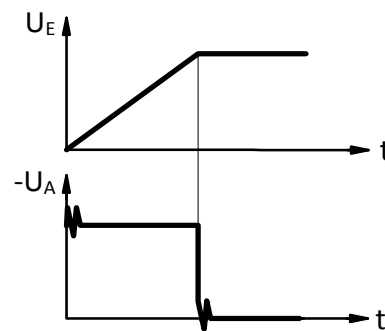
Bsp.: Integrator:

Geg. Eingangssignal , Ges. Ausgangssignal



Bsp.: Differenzierer:

Geg. Eingangssignal, Ges. Ausgangssignal

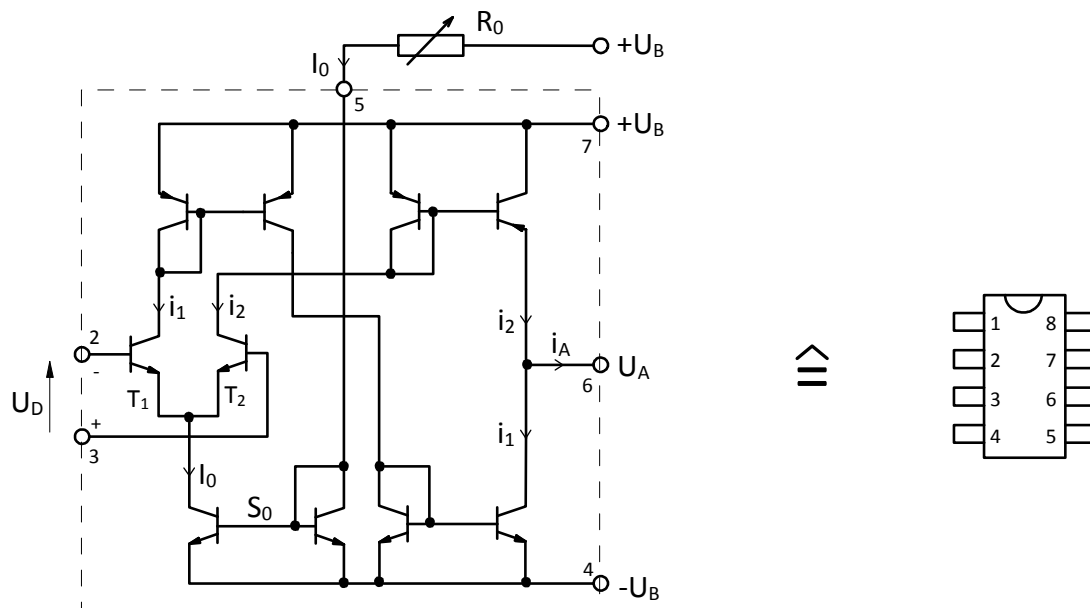


5.4 Stabilität und Dynamik von OPVs

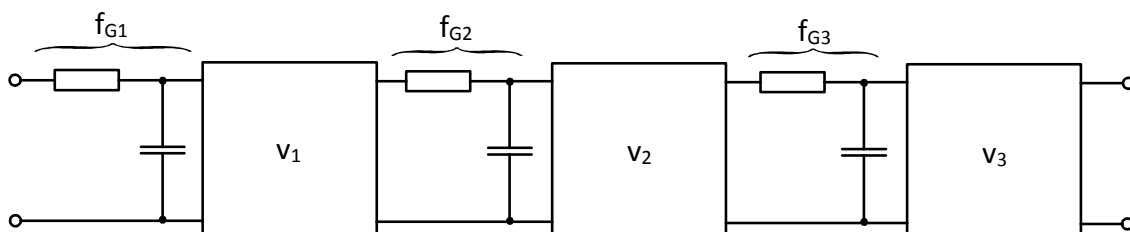
5.4.1 Frequenzgang eines OPVs

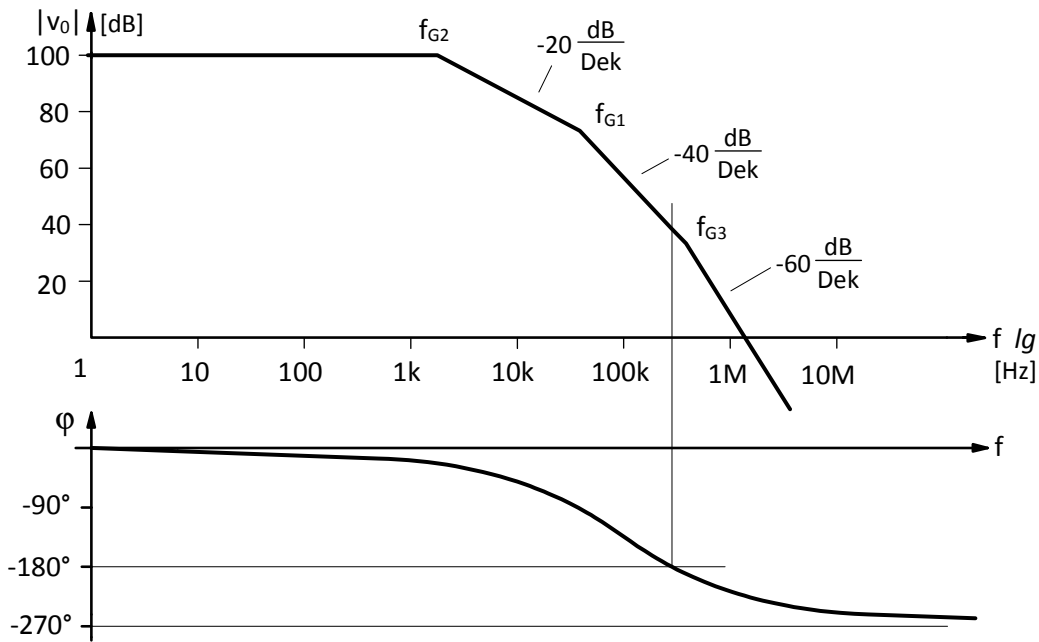
Ein OPV besteht fast immer aus drei Transistorstufen:

- 1) Differenzverstärker
- 2) Emittor oder Basisschaltung (Spannungsverstärkung)
- 3) Meistens Emittorfolger (Stromverstärkung)

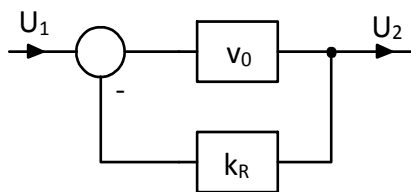


Jeder dieser Verstärkerstufen hat eine Tiefpasswirkung





Stabilitätskriterien:



k_RRückkopplungsfaktor (z.B. $k_R = \frac{R_N + R_F}{R_F}$)

Ges.: $v = \frac{u_2}{u_1}$

$u_2 = (U_1 - U_2 \cdot k) \cdot v_0$

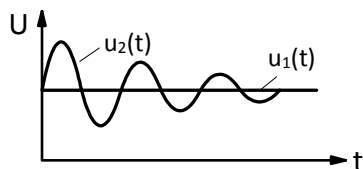
$U_2 + U_2 \cdot v_0 \cdot k = U_1 \cdot v_0$

$\frac{u_2}{u_1} = \frac{v_0}{1 + k_R \cdot v_0}$ $v_S = k_R \cdot v_0$ Schleifenverstärkung

Wenn bei der Frequenz, bei der die Phasendrehung von v_S 180° wird, der Betrag von v_S größer als 1 ist, ist die Schaltung instabil.

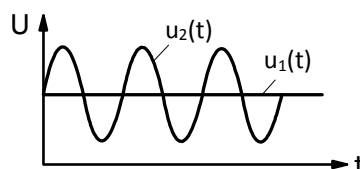
Bsp.: Sprungsignal am Eingang

Schaltung stabil



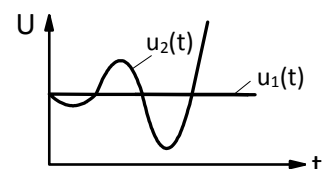
$\phi(v_S) = 180^\circ$ $|v_S| < 1$

Stabilitätsgrenze Schaltung instabil

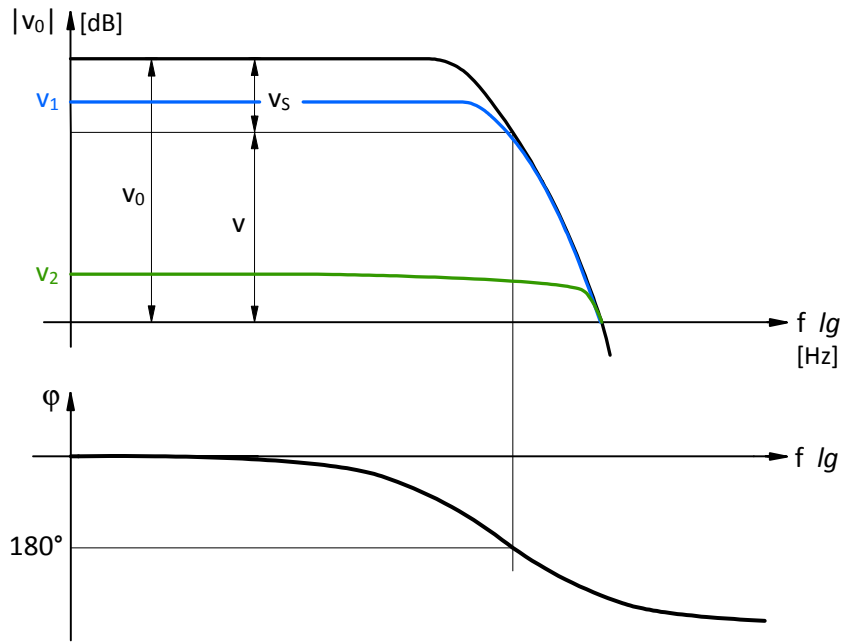


$\phi(v_S) = 180^\circ$ $|v_S| = 1$

allgemein instabil



$\phi(v_S) = 180^\circ$ $|v_S| > 1$



$$v \approx \frac{1}{k_R}$$

$$v_S = k_R \cdot v_0$$

$$|v_S| = k_R \cdot |v_0|$$

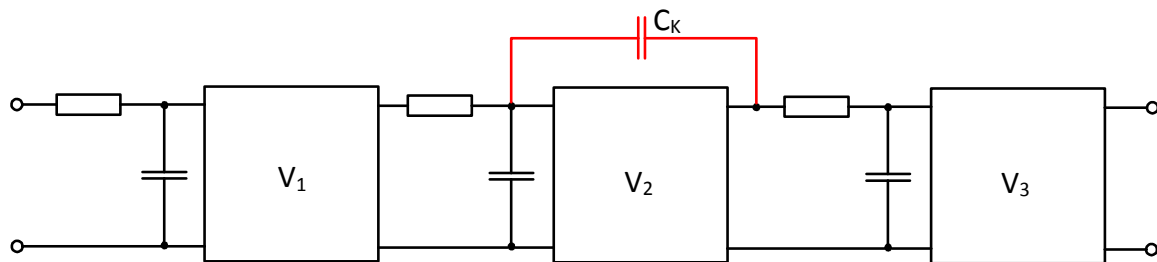
$$\log(|v_S|) = \log(k_R) + \log(|v_0|) = \log\left(\frac{1}{v}\right) + \log(|v_0|)$$

$$\log(|v_S|) = \log(|v_0|) - \log(v)$$

Verstärkungen v über der Stabilitätsgrenze sind stabil unter der Stabilitätsgrenze instabil.

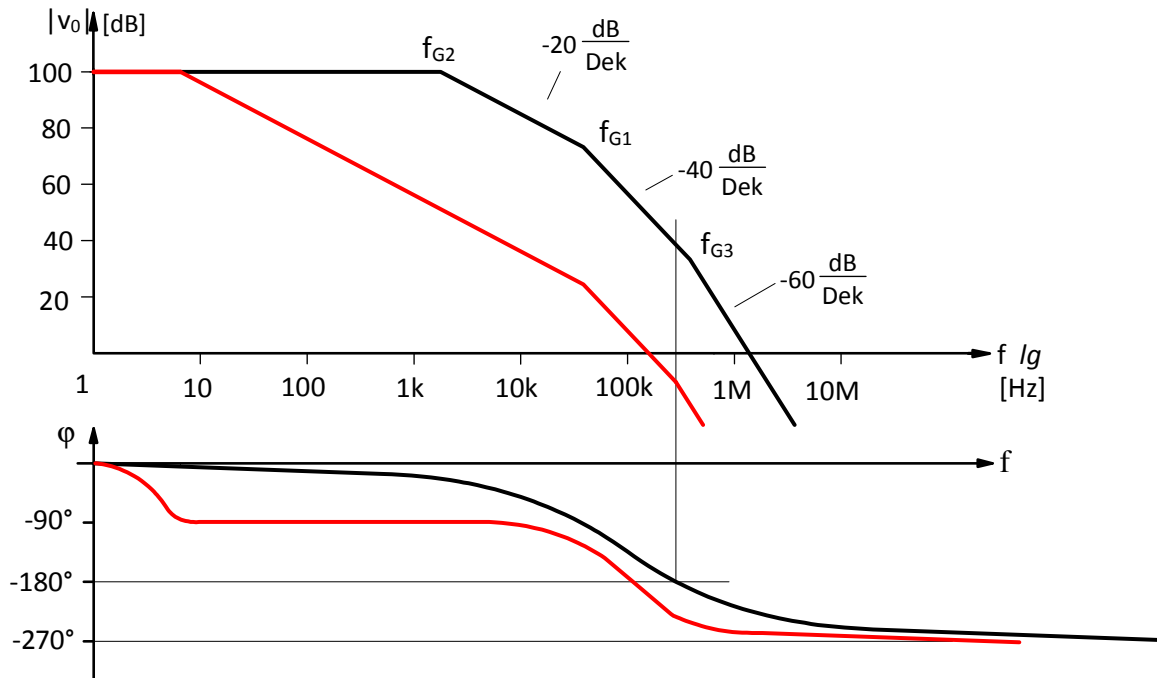
5.4.2 Frequenzgangkorrektur

Durch den Einbau eines Kondensators wird die tiefste Grenzfrequenz des OPV's noch weiter abgesenkt, sodass bei der kritischen Frequenz ($\varphi = 180^\circ$) $|v_0|$ kleiner 1 ist => bei Ohmscher Rückkopplung ist auf $|v_S|$ sicher kleiner 1. Siehe Ersatzschaltung und Bode-Diagramm.

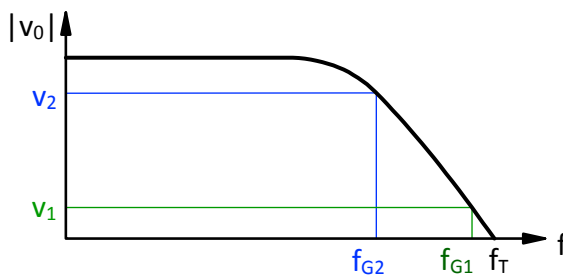


C_K wird meist zwischen Aus und Eingang einer Emitterstufe geschaltet, da er dort dem Millereffekt unterliegt => Man kommt mit deutlich kleineren Kapazitätswerten aus.

Beispiel: 741: $C_K = 30 \text{ pF}$ Faktor 500 bis 1000 dynamisch vergrößert. ($C_C = C_K$ beim 741)



5.4.3 Verstärkungs- Bandbreitenprodukt



$$v_X \cdot f_X = f_T$$

Bsp.: 741 $f_T=1\text{MHz}$

Ges.: Eine Verstärkung von $v=30$ soll realisiert werden.

$$f_T = v \cdot f_G \Rightarrow f_G = \frac{f_T}{v} = \frac{1\text{MHz}}{30} = 33,3\text{kHz}$$

5.5 Reale OPV-Bausteine

5.5.1 LM741

- Stufe 1: Differenzverstärker $T_1, T_2 (T_3, T_4)$; T_5, T_6 sind Kollektorwiderstände. T_8 =Emitterstromquelle
- Stufe 2: Emitterschaltung mit Darlington Stufe T_{15}, T_{16}
- Stufe 3: Komplementärer Emitterfolger T_{20}, T_{21} ; Spannungsquelle $T_{14} \Delta U \sim 1,4\text{V}$
- Stromspiegelschaltungen:
 - T_{12}, T_{13}
 - T_{10}, T_{11}
 - T_9, T_8
- Ausgangsstrombegrenzung:
 - T_{18} : positiver Ausgangsstrom
 - T_{19} : negativer Ausgangsstrom

5.5.2 TAA765

- Stufe1: Differenzverstärker T_1, T_2
- Stufe2: Basisschaltung T_4
- Stufe3: Emitterschaltung in Darlingtonschaltung T_7, T_8
- Stromspiegelschaltung T_5, T_6
- Unterschiede 741 \leftrightarrow 765
 - Keine Ausgangsstrombegrenzung
 - Externe Frequenzgangkorrektur
 - Keine Offsetkompensation

5.5.3 LM324

Single supply OPV

- Betriebsspannung +3...+30V
- Die PNP Eingangsstufe bewirkt, dass der OPV trotz einfacher Versorgungsspannung mit Eingangsspannungen im Bereich von 0V betrieben werden kann. (Dafür aber nicht nahe +UB)
- Ansonsten ähnlich dem 741

5.5.4 Komparatoren

Komparatoren sind OPV die für den Schaltbetrieb optimiert sind.

- Hohe Slew Rate: Maximal Ausgangsspannungsanstiegsgeschwindigkeit $V/\mu s$. (Hohe Slew Rate nur ohne Frequenzgangkorrektur)
- Kurze Umschaltzeiten von + auf $-U_B$ und umgekehrt.
- Schlechtes Linearverhalten

Beispiel: LM339 vierfach Single Supply Komparator

Achtung: Open-Kollektor Ausgang