

Vorlesung 9

Das Thema dieser Vorlesung sind die Differenzverstärker. Das Thema gliedert sich auf:

Anwendungen

Klassifizierung

Differenz-, Gleichtaktverstärkung und CMRR

Symmetrischer Differenzverstärker (Differenzverstärker mit Differenzausgang)

Common mode feedback

Operationsverstärker (Differenzverstärker mit single ended Ausgang)

Variante mit R_{load}

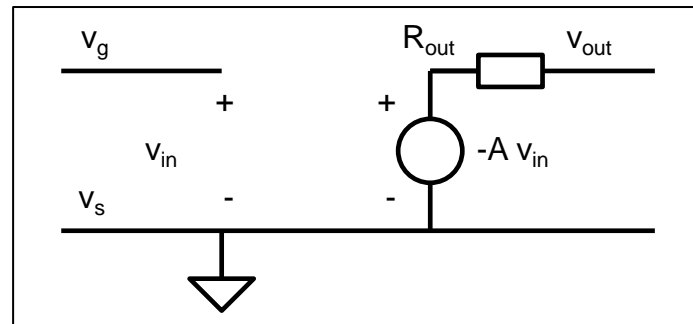
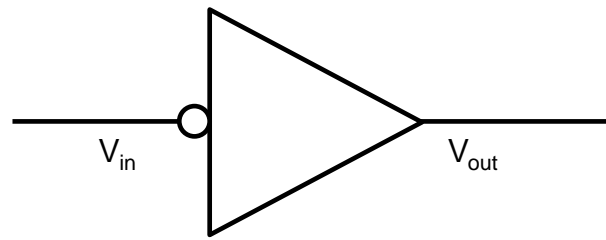
Variante mit Stromspiegel

Differenzverstärker

In den vorherigen Vorlesungen haben wir die Verstärker mit einem Eingang und einem Ausgang, genauer gesagt, mit einem single ended Eingang (Eintakt-Eingang) und einem single ended Ausgang (Eintakt-Ausgang), vorgestellt.

Diese Verstärker nennen wir Single ended Verstärker (Eintakt-Verstärker).

Abbildung 1 zeigt das Symbol eines Single ended Verstärkers und sein Kleinsignalmodell. Wir haben die Realisierung mit einem Transistor angenommen. Deshalb hat der Verstärker folgende Eingangskontakte: v_g (Gate-Potential) und v_s (Source-Potential). Potential v_s ist das Referenzpotential. (Eingangskontakt v_s ist geerdet.) Dementsprechend hat auch ein single ended Verstärker zwei Eingangskontakte: in unserem Fall v_g und v_s . v_s ist auch mit der Quelle am Ausgang verbunden.



Kleinsignalmodell

Abbildung 1: Single ended Verstärker

Das Thema dieser Vorlesung sind die Differenzverstärker. Diese Verstärker verstärken die Differenz zwei Eingangspotentiale. Es gilt:

$$V_{out} = A (V_{inp} - V_{inn})$$

Der Ausgang (Ausgangsspannung) eines Differenzverstärkers soll unverändert bleiben, wenn sich die zwei Eingangspotentiale um das gleiche erhöhen.

Die Kleinsignalmodelle vom single ended Verstärker (Abbildung 1) und vom Differenzverstärker (Abbildung 2) unterscheiden sich folgenderweise:

Im Fall vom single ended Verstärker ist das Potential v_s , das die Rolle des negativen Eingangskontakts hat, mit der Quelle am Ausgang verbunden. Im Fall vom Differenzverstärker ist der negative Eingangskontakt (Potential V_{inn}) vom Minuspol der Spannungsquelle getrennt.

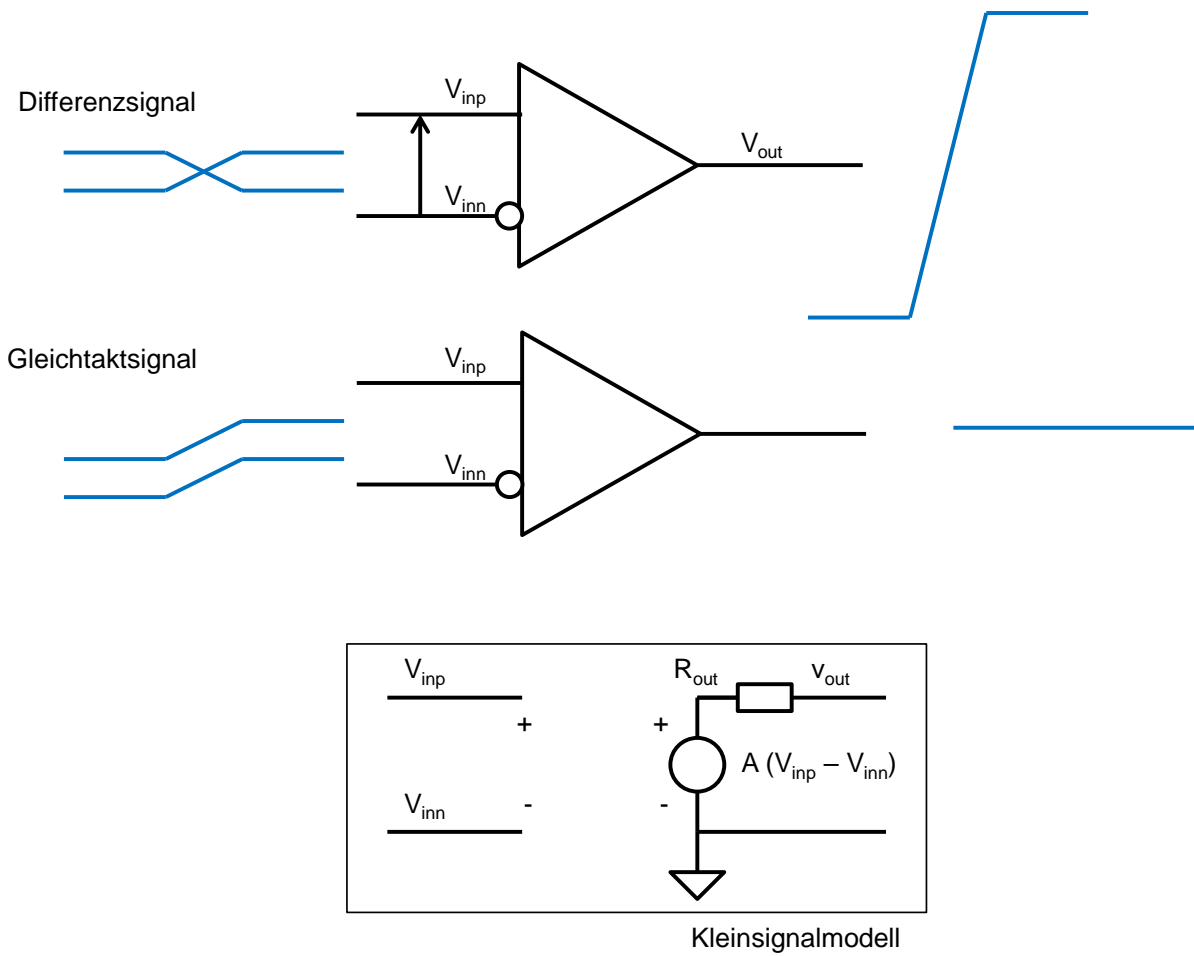


Abbildung 2: Differenzverstärker

Anwendungen von Differenzverstärker

Die erste Anwendung der Differenzverstärker ist die Messung von zwei Potentialen relativ aufeinander.

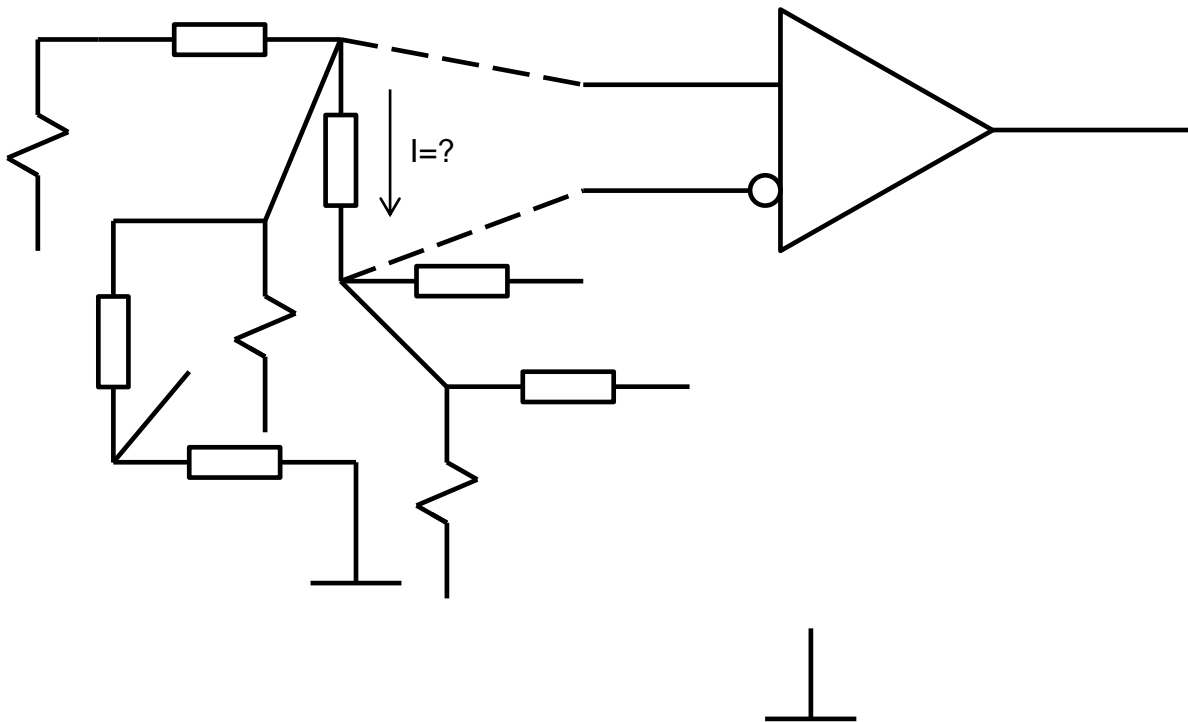


Abbildung 3: Anwendungen von Differenzverstärker: Messung der Potentialdifferenz

Stellen wir uns vor, wir entwerfen einen Amperemeter und möchten damit die Ströme messen, die durch die Widerstände fließen (Abbildung 3). Das Gerät soll nur die Spannung zwischen den Widerstandselektroden messen, und nicht die Potentials bezogen auf eine Masse. Wir verwenden dafür den Differenzverstärker.

Weitere Anwendung der Differenzverstärker ist die differenzielle Signalverarbeitung. Ein Signal wird nicht als Spannung, bezogen auf ein Referenzpotential (gemeinsame Masse), mithilfe einer Leitung übertragen, sondern als Potentialdifferenz mittels zwei Leitungen (Abbildung 4). Idealerweise haben die zwei Spannungen des Leitungspaares eine konstante Summe, also eine Phasendifferenz von 180 Grad.

Im Prinzip braucht man für die Übertragung von single ended Signalen auch zwei Leitungen: die Signalleitung und die Masse-Leitung. Die Masse ist oft eine breite Metallstruktur, die von vielen Schaltungen mitbenutzt wird. Die Masseleitung ist anders aufgebaut als die Signalleitung, sie ist oft geerdet. Im Falle von Differenzsignalen sind die zwei Signalleitungen ähnlich aufgebaut. Ein Beispiel ist twisted pair.

Die differentielle Signalübertragung hat einige Vorteile.

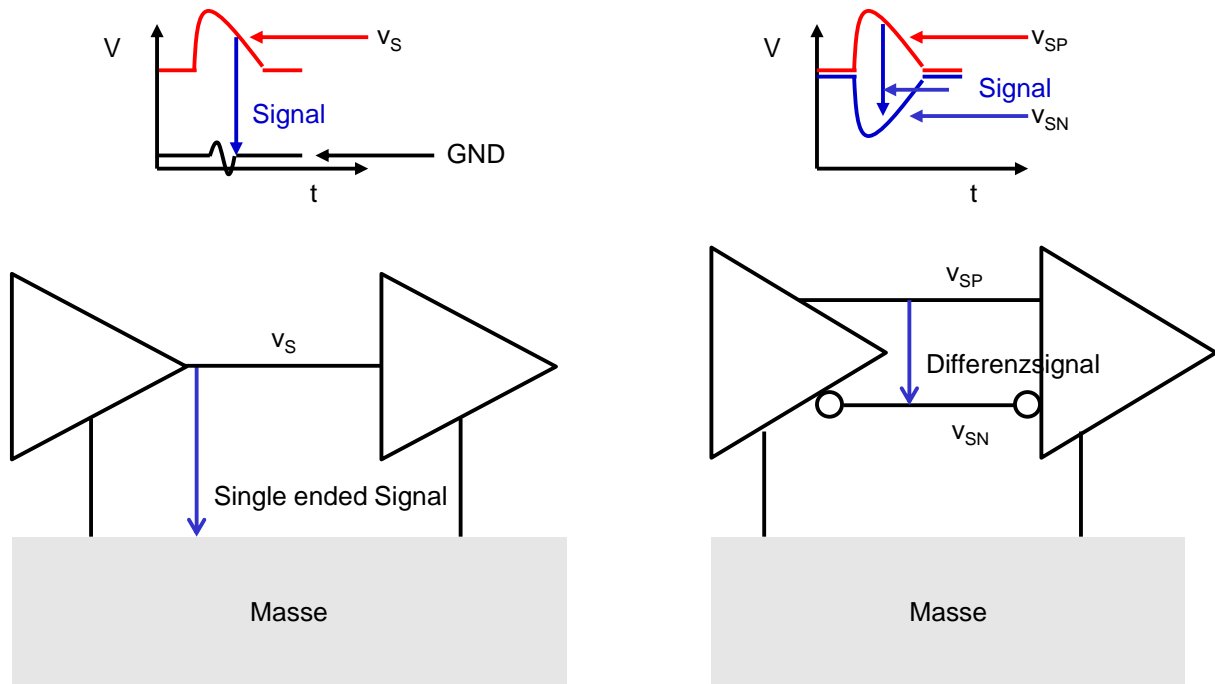


Abbildung 4: Single ended- und Differenzsignal

Die Amplitude des Differenzsignals ist zweimal höher als die Amplitude einer Spannung auf einer Leitung des Differenzpaares (Abbildung 5). Eine hohe Amplitude bedeutet auch ein hohes Signal zu Rauschen Verhältnis.

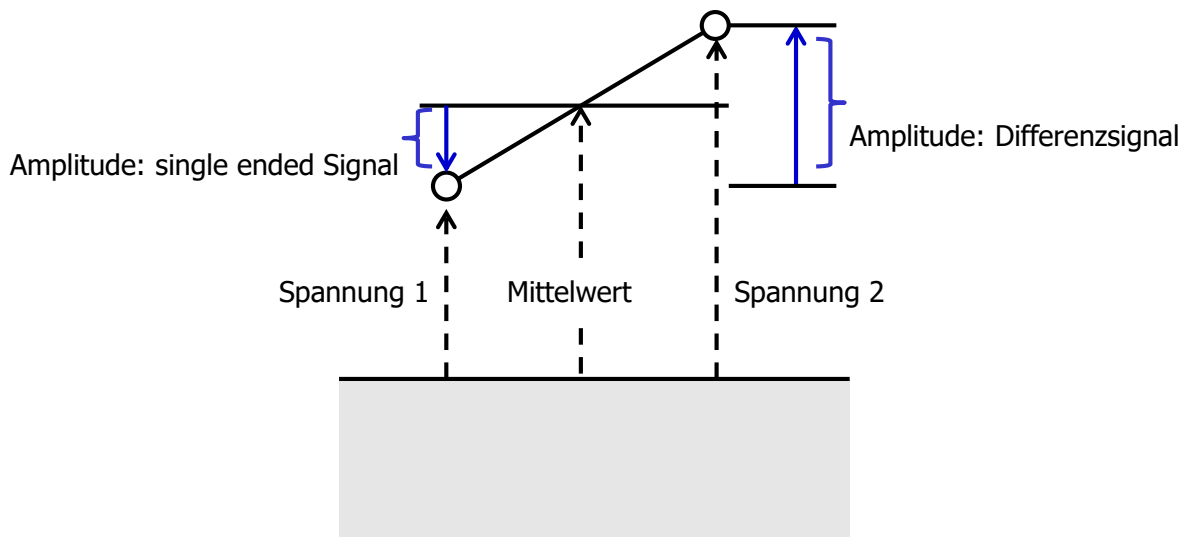


Abbildung 5: Amplitude des Differenzsignals ist zweimal höher als die Amplitude einer Spannung des Leitungspaares

Stellen wir uns vor, wir entwerfen eine Schaltung in einer modernen Chiptechnologie. Die Versorgungsspannung ist nur etwa 1.0 V. Ein Single ended Signal kann höchstens eine *peak to peak* Amplitude von 1 V haben. Ein Differenzsignal dagegen, hat die maximale *peak to peak* Amplitude von 2 V. Also für den gleichen Signal-Rauschen Abstand können wir uns zweimal höheres Rauschen im Fall der Differenzsignale leisten. Abbildung 6 erläutert das.

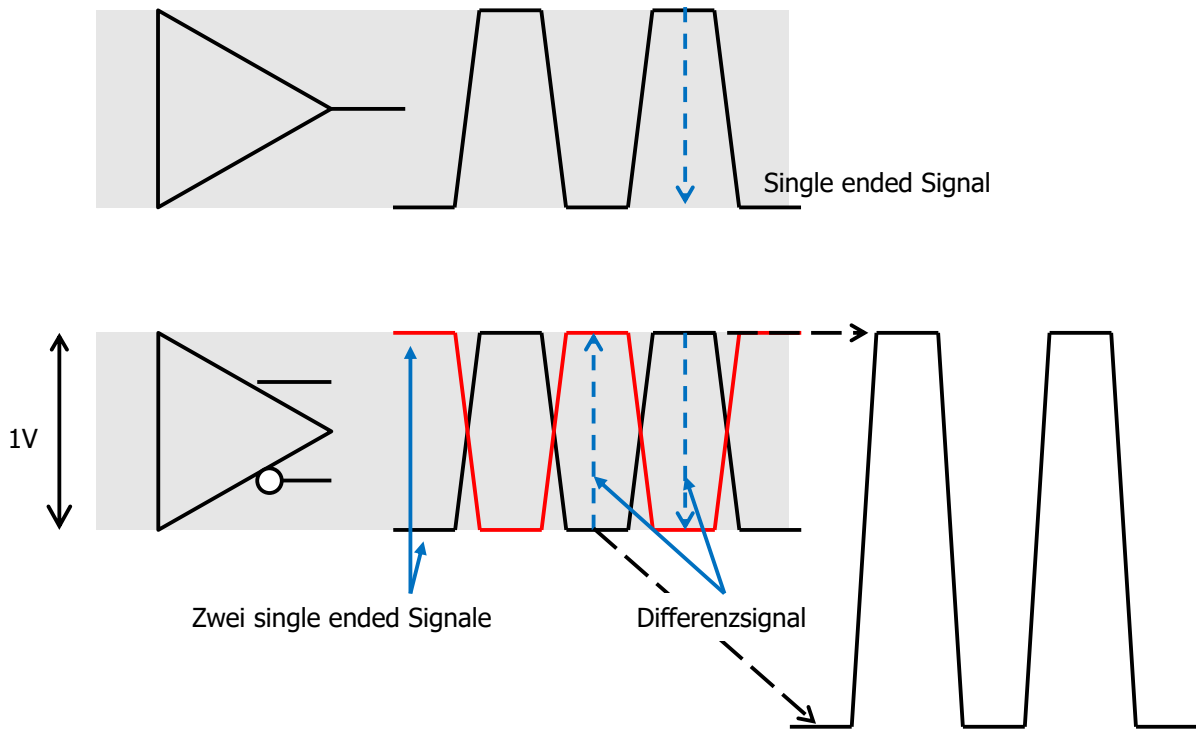


Abbildung 6: Amplitude des Differenzsignals ist zweimal höher als die Amplitude einer Spannung des Leitungspaares

Wenn die zwei Spannungen eines Differenzpaares (besteht aus zwei Leitungen) konstante Summe haben, erzeugen sie auf Entfernung wenig elektromagnetische Störungen.

Kapazitives oder induktives Übersprechen (Einkopplung) von anderen Signalen beeinflusst ein Differenzsignal nur wenig. Das ist in Abbildung 7 erläutert. Stellen wir uns vor, dass eine single-ended Leitung (*CMOS Leitung*) über einem differenziellen Leitungspaar verläuft. Beide Signale (Spannungen) des differenziellen Leitungspaares werden durch das kapazitive Übersprechen seitens der CMOS Leitung leicht verändert. Die Änderungen (Störungen) sind in Phase. Wenn der Empfänger nur die Differenz der Spannungen verstärkt, beeinflusst ihn solche Störung nicht, sie wird nicht verstärkt.

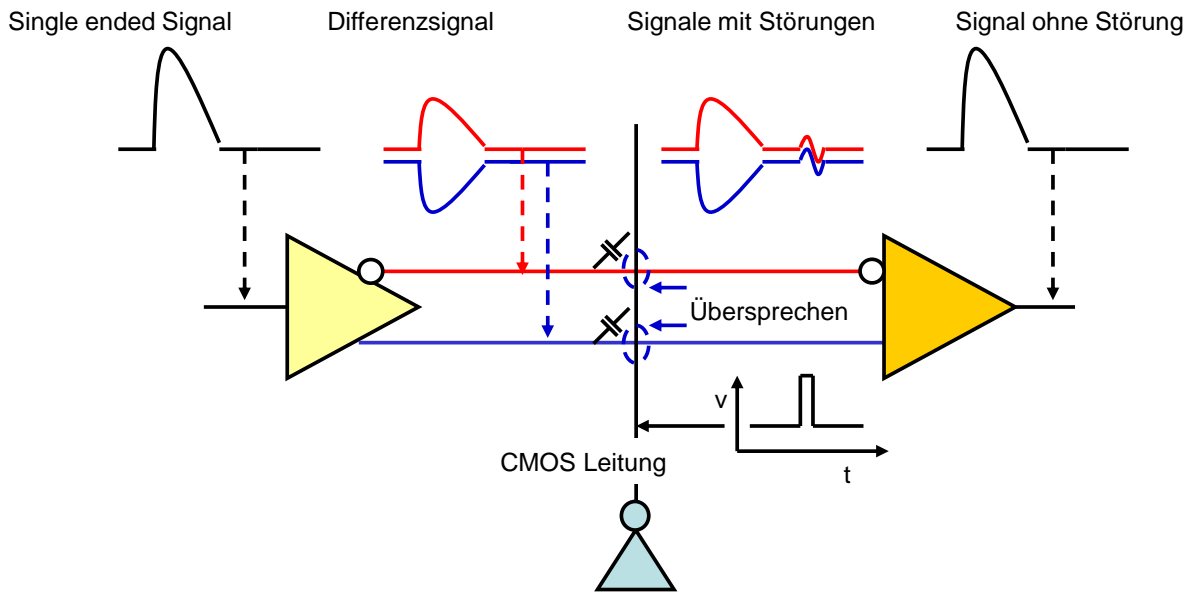
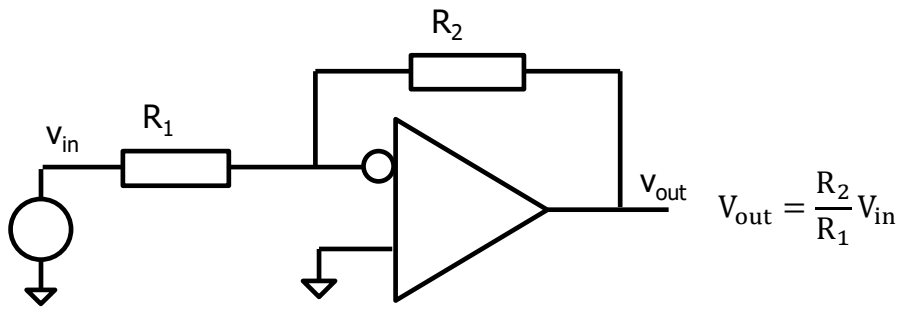


Abbildung 7: Differenzsignale erzeugen keine Störungen und sind wenig für Übersprechen anfällig

Der Differenzverstärker wird als eine grundlegende Elektronikkomponente genannt auch Operationsverstärker benutzt. Mit dem Operationsverstärker lassen sich verschiedene Schaltungen realisieren: Verstärker mit Rückkopplung, Filter, Oszillatoren und verschiedene mathematische Operationen (Integrator, Differentiator). Daher kommt der Name Operationsverstärker.

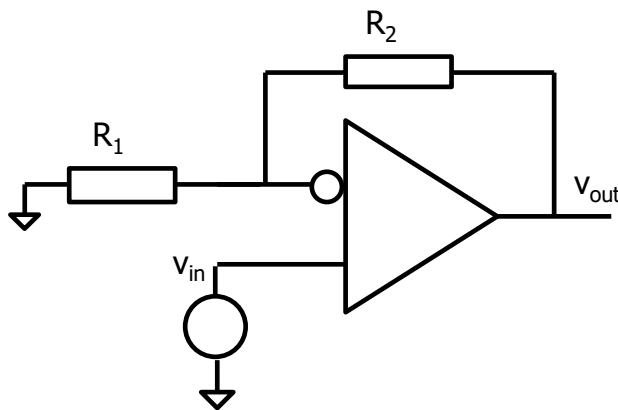
Abbildung 8 zeigt den invertierenden und nichtinvertierenden Verstärker.

Beachten wir, dass wir einen invertierenden Verstärker auch mit einem single ended Verstärker realisieren können, während man für einen nichtinvertierenden Verstärker einen Differenzverstärker braucht.



$$V_{out} = -\frac{R_2}{R_1} V_{in}$$

Invertierender Verstärker



$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{in}$$

Nichtinvertierender Verstärker

Abbildung 8: Invertierender und nichtinvertierender Verstärker

Eine weitere Anwendung ist der Komparator. Abbildung 9 zeigt einen analogen Komparator und seine Eingangs- und Ausgangssignale. Das Signal am Ausgang wechselt zwischen VDD und GND je nachdem ob V_{inp} größer oder kleiner als V_{inn} ist.

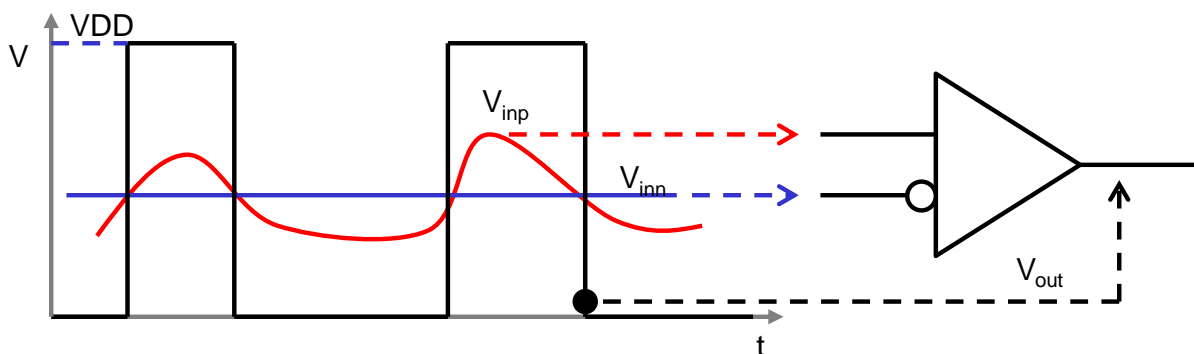


Abbildung 9: Differenzverstärker als Komparator

Der Differenzverstärker wird auch in digitalen Schaltungen verwendet. Beispiel sind die Empfänger und Treiber für die differentielle Datenübertragung (Abbildung 10). Der Vorteil dieser Übertragung ist es, dass die Potential-Differenz zweimal größere Amplitude hat als die Signale (Spannungen) jeder Einzelleitung. Deshalb kann man logische Pegel (Bits) mit weniger Amplitude/Linie zuverlässig übertragen. Auf diesem Prinzip funktioniert Low Voltage Differential Signaling - LVDS.

Logische Bauteile, wie Gatter, oder Flipflops können ebenfalls basierend auf Differenzverstärker realisiert werden. Solche Logikelemente haben einen konstanten Stromverbrauch. Deshalb erzeugen sie keine Spannungsänderungen auf Versorgungsleitungen, wenn diese einen signifikanten Widerstand haben. Abbildung 11 zeigt ein SR-Latch, ein D-Latch und einen Ringoszillator.

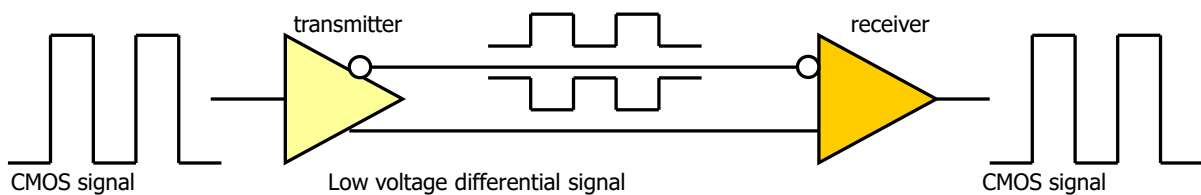


Abbildung 10: Low voltage differential signalling

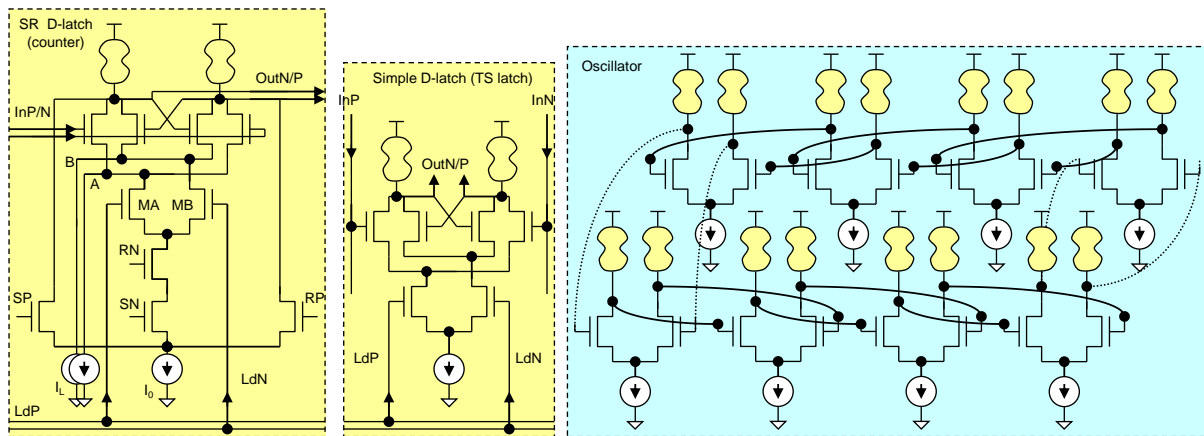


Abbildung 11: Differentielle Logikbauteile

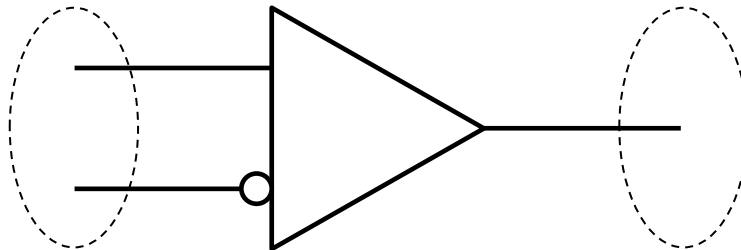
Klassifizierung von Differenzverstärker

Die Differenzverstärker können nach dem Eingangs/Ausgangs-Typ (single ended, Differenziell) klassifiziert werden (Abbildung 12).

Ein Operationsverstärker hat z.B. den Differenzeingang und einen single ended Ausgang. Das Ausgangssignal ist auf Masse bezogen.

Es gibt auch Differenzverstärker mit dem Differenzausgang. Die zwei Spannungen des Differenzausgangs sind in Gegenphase, und ihre Summe konstant. Diese Verstärker nennt man auf Englisch fully differential amplifiers auf Deutsch symmetrische Differenzverstärker.

Operationsverstärker
Eingang differentiell, Ausgang single ended



Symmetrischer (fully differential) Differenzverstärker
Eingang und Ausgang differentiell

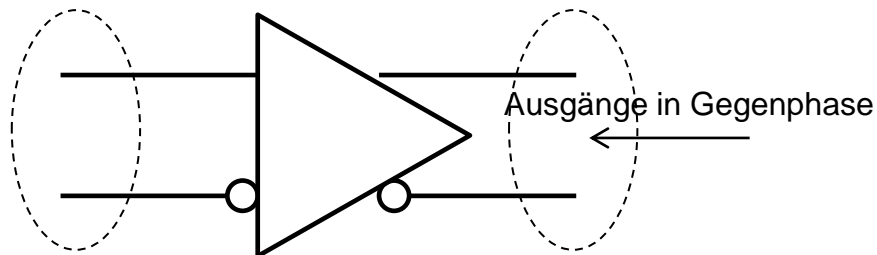


Abbildung 12: Verschiedene Arten der Differenzverstärker

Die Hauptanwendung dieser fully differential-Verstärker ist die präzise analoge Signalbearbeitung. Solche Verstärker benutzt man z.B. in den getakteten Kapazitiven Verstärkern (Abbildung 13). (switched capacitor amplifiers)

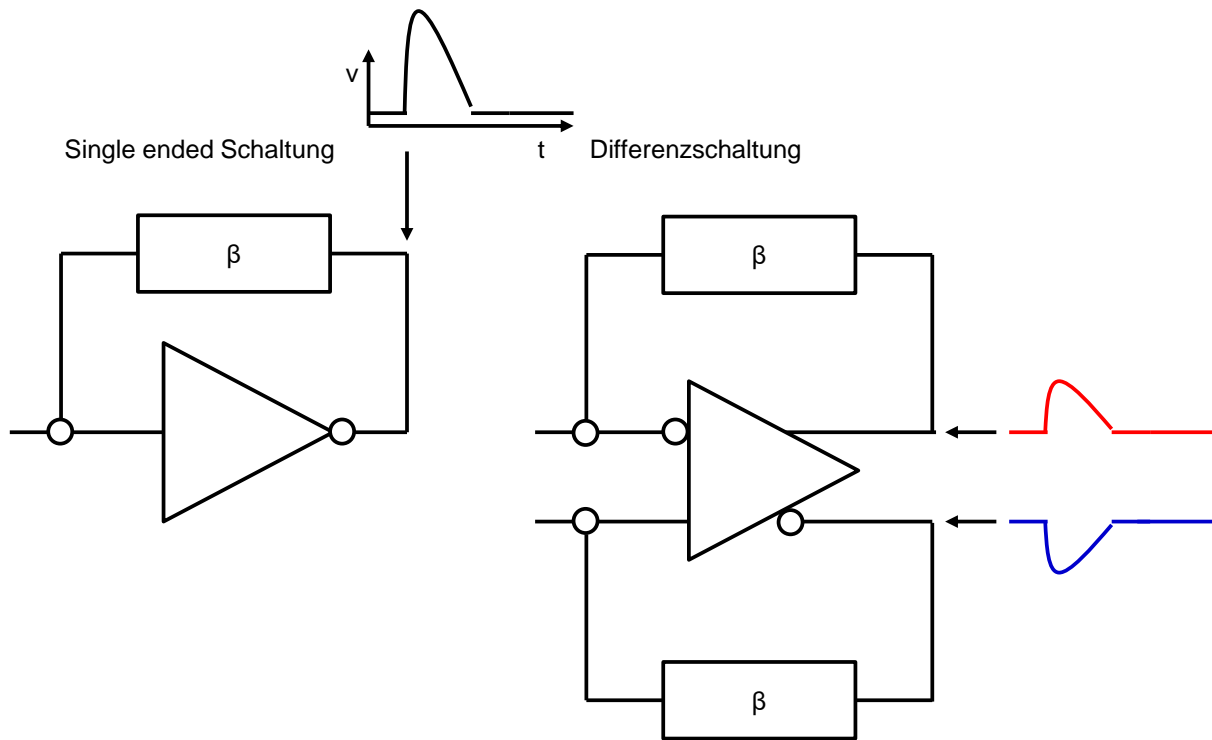


Abbildung 13: Single ended- und Differenzsignalverarbeitung

Transistorrealisierung

Die Grundkomponente eines Differenzverstärkers ist das Differenzpaar. Das Paar wird aus identischen Transistoren aufgebaut T_{in1} und T_{in2} , die einen Bias-Strom teilen (Abbildung 14). Der Bias-Strom wird entweder mit einer Stromquelle (I_{bias}) oder mit einem großen Widerstand (R_{bias}) erzeugt. Die Source-Kontakte von T_{in1} und T_{in2} sind normalerweise miteinander verbunden. Der Stromanstieg in einem Transistor des Paares führt zum gleichen Stromabfall im anderen Transistor. Es gilt:

$$I_{ds1} + I_{ds2} = I_{bias}$$

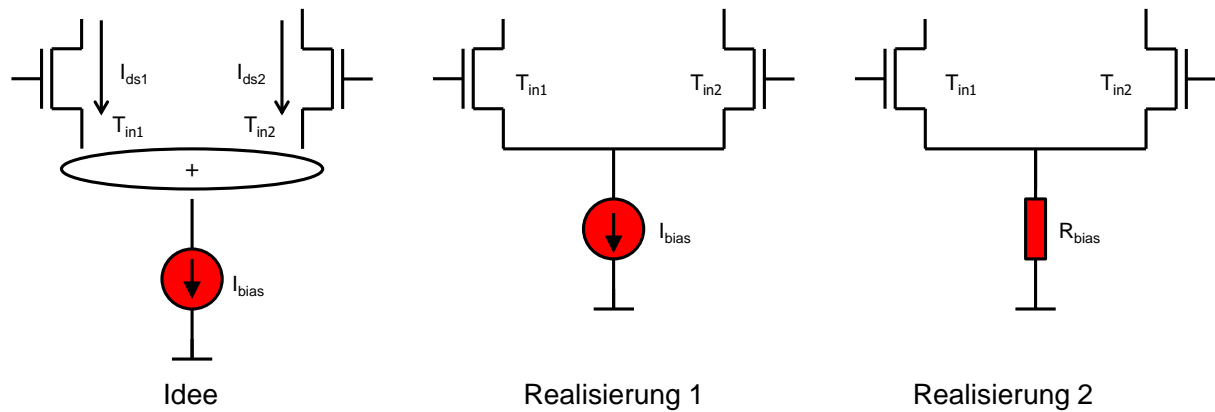


Abbildung 14: Differenzpaar

U-I Wandler

Um die Funktionsweise des Differenzpaares zu erklären, möchte ich zuerst eine einfachere Schaltung vorstellen. Die Schaltung ist ein U-I Wandler basierend auf einem Transistor mit einem Source-Widerstand R zwischen der Source-Source und der Masse (Abbildung 15, Mitte). Der Drain des Transistors ist der Strom-Ausgang und er ist an eine konstante Spannung V_{out} angeschlossen, damit der Transistor in Sättigung ist. Der Source-Widerstand R erzeugt eine Gegenkopplung. Die Gegenkopplung kann man im Kleinsignalmodell (Abbildung 15 rechts) deutlicher erkennen. Sobald Source v_s nicht geerdet ist, kommt es zu einer Signalübertragung von der Stromquelle des Transistors zum Eingang und zu einer Rückkopplung (s. RK in Abbildung 15). Beachten wir, dass die Spannung am Stromausgang (Drain des Transistors) im Kleinsignalmodell 0 V ist (Masse-Symbol).

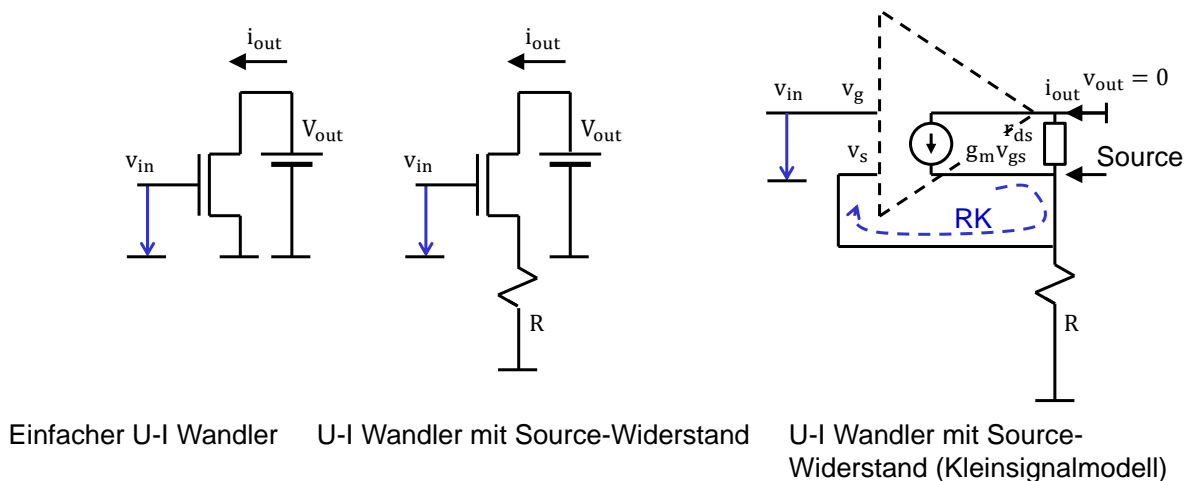


Abbildung 15: U-I Wandler

Wie beeinflusst die Gegenkopplung den U-I-Wandler?

Zum einen, sie vermindert die Verstärkung.

Zum anderen, sie vergrößert den Ausgangswiderstand.

Um die Stromverstärkung und den Ausgangswiderstand vom U-I Wandler zu berechnen, verwenden wir die Formeln für Verstärkung mit Gegenkopplung (Formel von Mason):

$$G = \frac{A_{IN}A_{OL}}{1-\beta A} \quad (1)$$

und die Formel für Ausgangswiderstand mit Gegenkopplung (Formel von Blackman)

$$R_{out} = R_{out0} \frac{1-\beta A_{SC}}{1-\beta A_{OC}} \quad (2)$$

Abbildung 16 zeigt die Testschaltungen für die Berechnung von A_{IN} , A_{OL} und βA , die wir in der Formel von Mason verwenden. Abbildung 17 zeigt die Testschaltungen für die Berechnung von R_{OUT0} , βA_{OC} und βA_{SC} die wir für in der Formel von Blackman verwenden.

Wir gehen bei der Berechnungen auf ähnliche Weise vor, wie wir in Vorlesung 5 den invertierenden Verstärker analysiert haben. Es gibt einige kleine Unterschiede. Die Ausgangsgröße ist beim U-I Wandler Strom. Deshalb darf der Ausgangspunkt (Transistor-Drain) im AC Modell *nicht* „offen sein“ (muss an etwas angeschlossen sein) wenn A_{OL} und βA gerechnet werden. Der Drain ist in entsprechenden Testschaltungen auf 0 V gesetzt (an Masse angeschlossen). Bei der Berechnung von A_{IN} muss die Ausgangsgröße (Strom oder Spannung) auf „null“ (A oder V) gelegt werden (muss erzwungen sein, dass $x_{out} = 0$ A/V). Im Fall vom invertierenden Verstärker haben wir den Ausgang auf 0 V gelegt. Im Fall vom U-I Wandler müssen wir die den Ausgang „öffnen“ (die Leitung zwischen dem Drain und der Masse trennen), da in dem Fall $i_{out} = 0$ ist. Das sieht man in Abbildung 16.

Erinnern wir uns daran, dass wir, bei der Berechnung von Faktoren, die Rückkopplung vor dem Verstärker trennen müssen. Im Fall vom invertierenden Verstärker war es ausreichend eine Eingangsleitung des Transistormodells (v_g) zu trennen. Die zweite Leitung v_s war geerdet und eine Trennung von v_s war nicht nötig. Bei dem U-I Wandler ist die Eingangsgröße des Transistormodells die Differenz $v_g - v_s$. Die rückgekoppelte Spannung wirkt auf v_s und die Eingangsspannung auf v_g . Deshalb haben wir wir sowohl Gate als auch Source-Leitung in Punkten 1 und 2 unterbrochen.

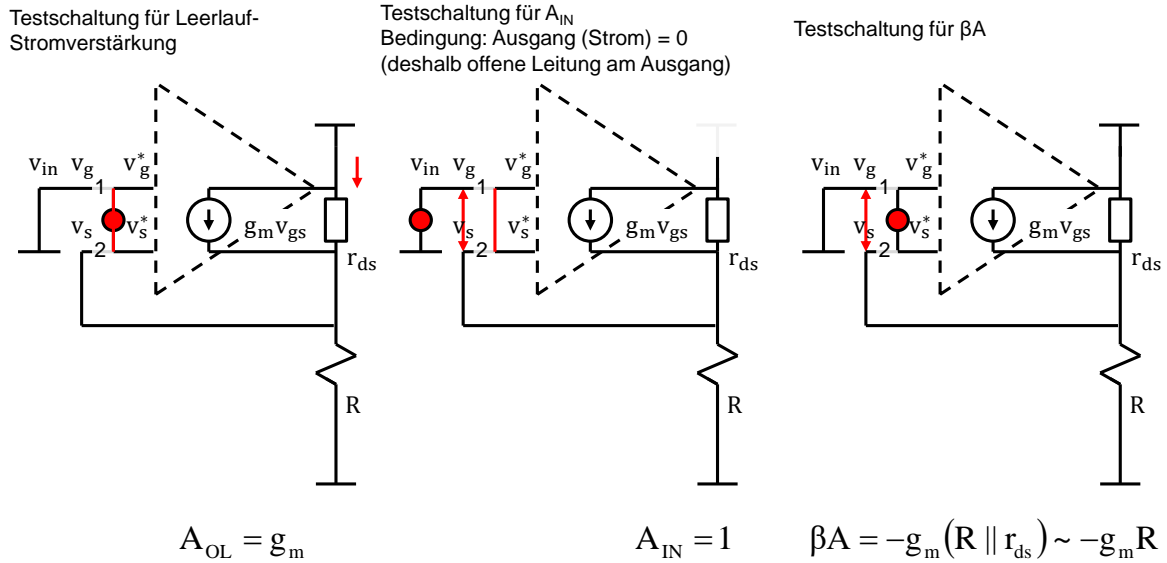


Abbildung 16: Testschaltungen für die Berechnung von Stromverstärkung mit Formel von Mason

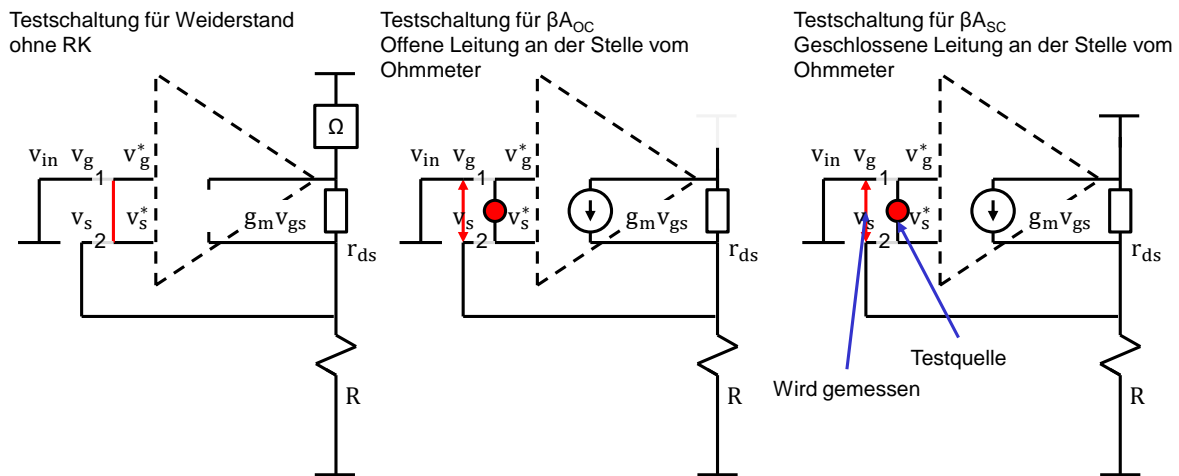


Abbildung 17: Testschaltungen für die Berechnung vom Ausgangswiderstand mit Formel von Blackman

Beachten wir, dass die Schleifenverstärkung mit offenem Ausgang gleich null ist: $\beta A_{oc} = 0$ (Abbildung 17, Mitte). Das ist die Folge der offenen Leitung am Ausgang, wo wir den Widerstand berechnen. (Das virtuelle Ohmmeter ist durch eine offene Leitung ersetzt.) Der Strom durch den Widerstand R ist deshalb 0. Daraus folgt $v_s = 0$, $v_{gs} = 0$ und $\beta A_{oc} = v_{gs} / v_{test} = 0$.

Wenn wir die Verstärkungen von Abbildung 16 und Abbildung 17 in die Formeln (1) und (2) einsetzen, bekommen wir die Formel für die Stromverstärkung des U-I Wandlers:

$$G = \frac{i_{out}}{v_{in}} = \frac{g_m}{1 + g_m R} \quad (3)$$

und die Formel für den Ausgangswiderstand:

$$R_{out} = (R + r_{ds})[1 + g_m(R \parallel r_{ds})] = (1 + Rg_m)r_{ds} \quad (4)$$

Die Verstärkung mit Rückkopplung G ist gleich der Verstärkung ohne Rückkopplung (g_m), dividiert durch den Faktor $1 - \beta A$, bzw. $1 + g_m R$. Der Ausgangswiderstand mit Rückkopplung ist der Ausgangswiderstand ohne Rückkopplung ($r_{ds} + R$) multipliziert mit dem Faktor $1 - \beta A_{sc}$, bzw. $1 + g_m R$.

Symmetrischer Differenzverstärker (fully differential amplifier)

Einen symmetrischen Differenzverstärker (Engl. fully differential amplifier) bekommen wir indem wir zwei single ended Verstärker nehmen, (im einfachsten Fall zwei common source Verstärker) die Sourcen von zwei Eingangstransistoren verbinden und diese gemeinsame Source (Punkt S) mit einem Widerstand R_{bias} oder einer Stromquelle biasen (Abbildung 18). Die Ausgangsgröße ist als $\Delta V_{out} = V_{out1} - V_{out2}$ definiert.

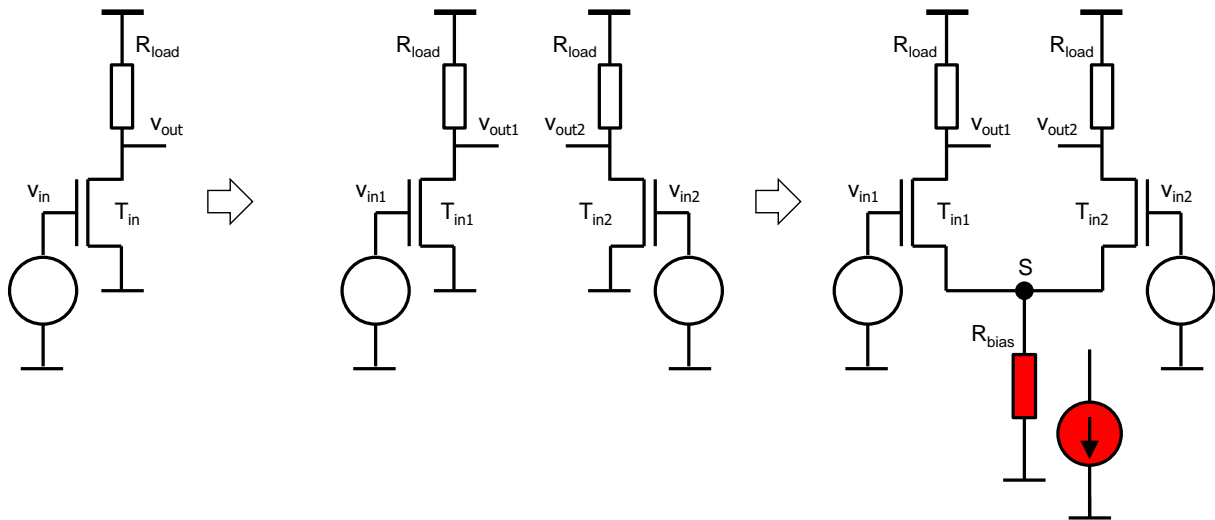
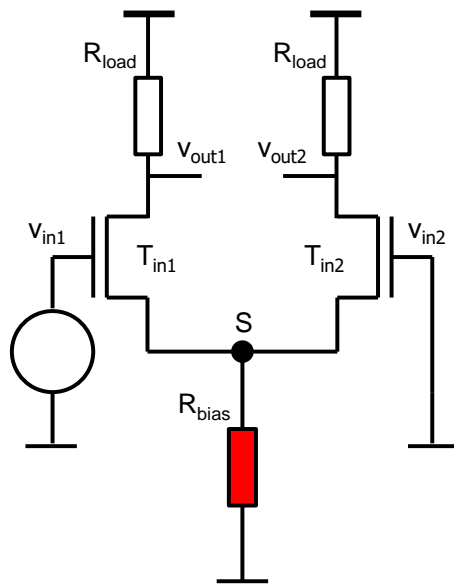


Abbildung 18: Symmetrischer Differenzverstärker

Berechnen wir die Spannungsverstärkung.

Da wir zwei Eingangsspannungen haben, könnten wir für jede Verstärkungen definieren.

Testschaltung für Berechnung von A_{11} und A_{12}



Testschaltung für Berechnung von A_{21} und A_{22}

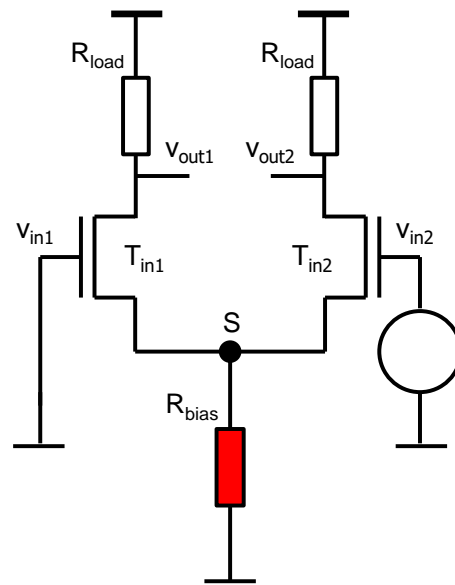


Abbildung 19: Symmetrischer Differenzverstärker. Testschaltungen für Berechnung von verschiedenen Verstärkungen.

Wir könnten weiterhin das Prinzip der Superposition anwenden und die zwei Eingangsspannungsquellen einzeln betrachten. Wir schalten die Quelle V_{in2} aus, indem wir sie durch Masse ersetzen, und rechnen die Ausgänge als Funktion der ersten Spannungsquelle V_{in1} . So bekommen wir die Verstärkungen $A_{11} = V_{out1}/V_{in1}$ und $A_{12} = \Delta V_{out2}/V_{in1}$ (Abbildung 19, links). Dann wiederholen wir den Vorgang für die zweite Quelle und berechnen A_{21} und A_{22} (Abbildung 19, rechts).

Wir werden bei der Berechnung anders vorgehen. Man kann die zwei Eingangsspannungen auf ihr Mittelwert und Differenz (genannt auch common mode Spannung oder Gleichtaktspannung) mathematisch zerlegen (Abbildung 20).

Definieren wir die Differenzspannung als:

$$V_{diff} = v_1 - v_2$$

Definieren wir den Mittelwert der Spannungen (oder common mode Spannung) als:

$$v_{cm} = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

Es gilt:

$$v_1 = v_{cm} + \frac{V_{diff}}{2}$$

$$v_2 = v_{cm} - \frac{V_{diff}}{2}$$

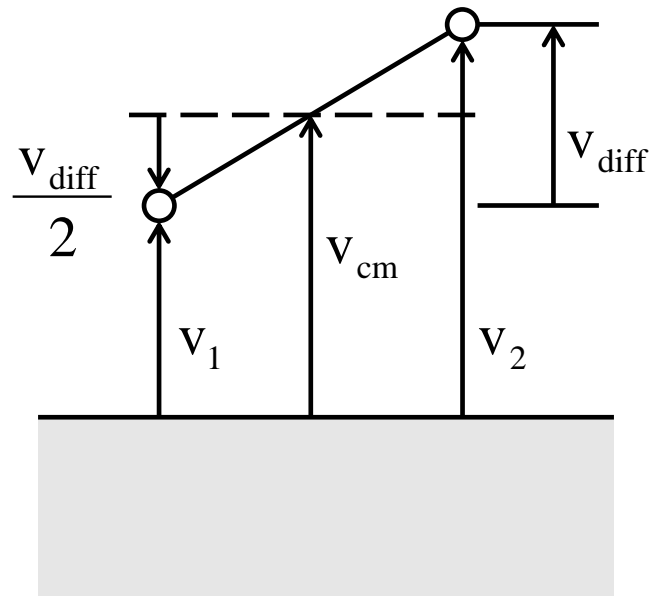


Abbildung 20: Zerlegung zwei Spannungen v_1 und v_2 auf Differenzspannung v_{diff} und Mittelwert (common mode Spannung) v_{cm}

Wir können dementsprechend die Spannungsquellen v_{in1} und v_{in2} im Schaltplan durch v_{cm} und v_{diff} Quellen ersetzen (Abbildung 19).

$$v_{diff} = v_{in1} - v_{in2} \quad (5)$$

$$v_{cm} = \frac{v_{in1} + v_{in2}}{2} \quad (6)$$

Wir definieren die Differenzverstärkung als:

$$A_{diff} = \frac{v_{out,diff}}{v_{diff}} \quad (7)$$

Und die Gleichtaktverstärkung (common mode gain) als:

$$A_{cm} = \frac{v_{out,diff}}{v_{cm}} \quad (8)$$

Warum ersetzen wir v_{in1} und v_{in2} durch v_{diff} und v_{cm} ? Erstens, die Testschaltungen für die Berechnung von A_{diff} und A_{cm} (Abbildung 21) sind symmetrischer als die Schaltungen für Berechnung von $A_{11} - A_{22}$ (Abbildung 19). Diese Symmetrie kann man ausnutzen um die Schaltungsanalyse zu vereinfachen. Zweitens, oft ist $A_{cm} \sim 0$, so dass wir nur eine Verstärkung A_{diff} berechnen müssen.

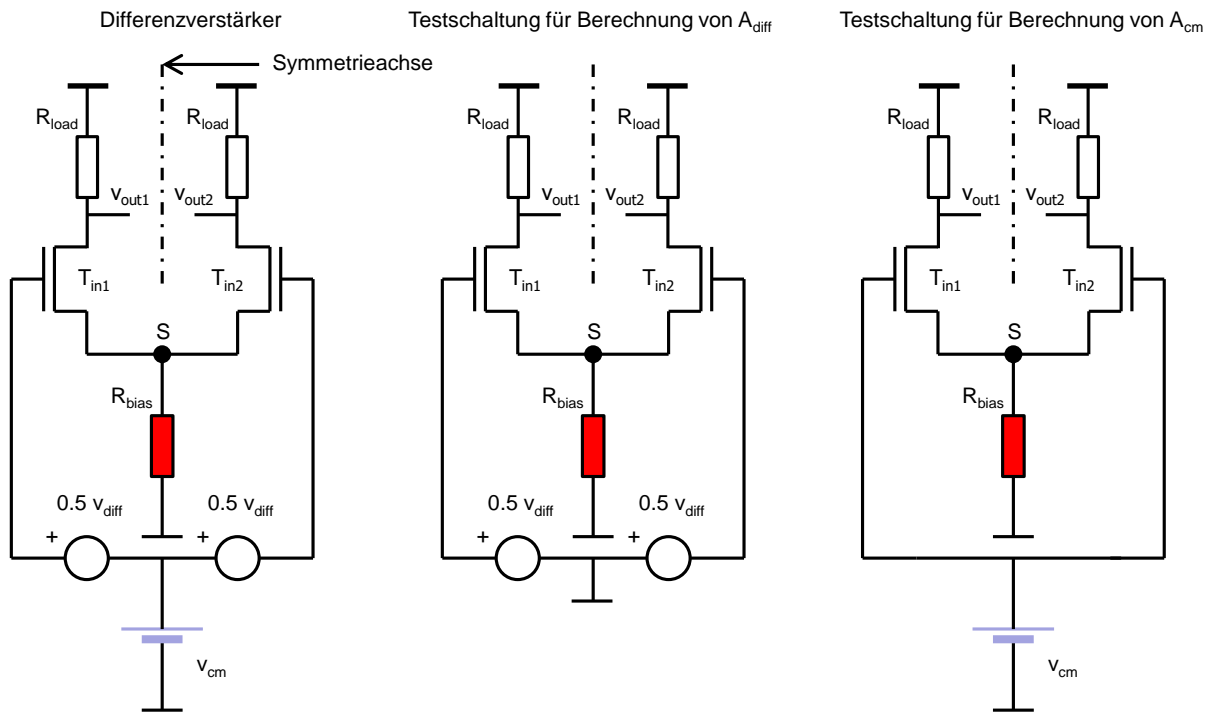


Abbildung 21: Symmetrischer Differenzverstärker mit Differenz- und common mode-Spannung am Eingang. Mitte: Testschaltung für A_{diff} . Rechts: Testschaltung für A_{cm} .

Differenzverstärkung

Berechnen wir zuerst die Ausgangsspannungen als Funktion von v_{diff} und die Differenzverstärkung A_{diff} .

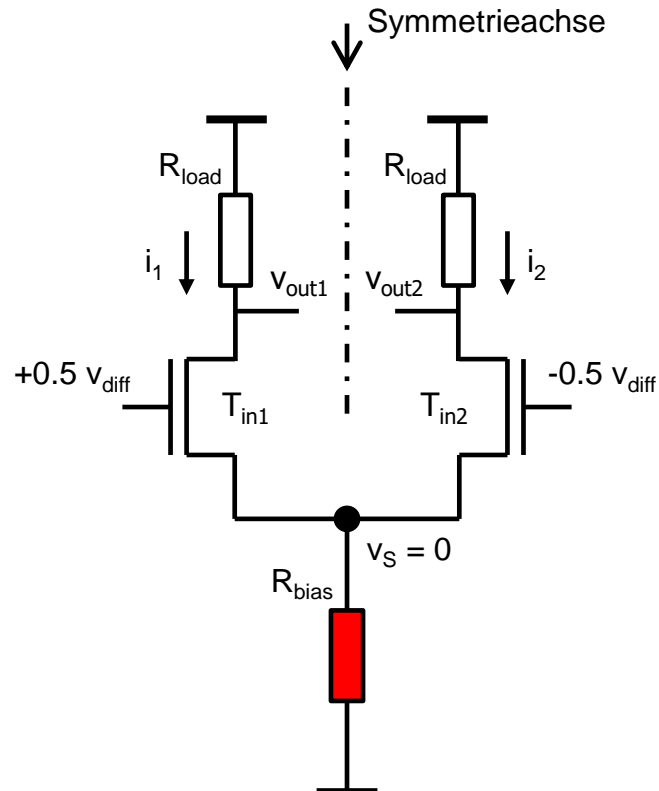


Abbildung 22: Testschaltung für die Berechnung von Differenzverstärkung

Da es sich um eine AC-Analyse handelt, legen wir v_{cm} und alle DC-Spannungen (z.B. die Versorgungsspannung) auf 0 V. (Abbildung 22).

Die Schaltung ist symmetrisch im Sinne, dass man die gleiche Schaltungsform bekommt wenn man die Schaltung um die Symmetrieachse um 180° rotiert. Da bei dieser Rotation die Eingangsspannungen nur das Vorzeichen ändern (der Betrag bleibt gleich), ändern auch alle anderen Potentiale nur das Vorzeichen. Die Potentiale von den Knoten an der Symmetrieachse müssen 0 sein. Null ist die einzige Zahl, für welche $a = -a$ gilt. (Beachten wir, dass es sich hier um die AC-Analyse handelt. In der Großsignalschaltung sind die Potentiale an der Symmetrieachse konstant, aber nicht unbedingt null.) Es gilt deswegen $v_s = 0$. Wir bekommen:

$$i_1 = g_m \frac{v_{diff}}{2}$$

$$i_2 = -g_m \frac{v_{diff}}{2}$$

g_m ist die Transkonduktanz von T_{in1} und T_{in2} .

Die Spannungen v_{out1} und v_{out2} sind:

$$v_{out1} = -g_m R_{load} \frac{v_{diff}}{2} \quad (9)$$

$$v_{out2} = g_m R_{load} \frac{v_{diff}}{2}$$

Die Differenzverstärkung ist:

$$A_{\text{diff}} = \frac{v_{\text{out1}} - v_{\text{out2}}}{v_{\text{diff}}} = -g_m R_{\text{load}} \quad (10)$$

Gleichtaktverstärkung

Berechnen wir jetzt die die Ausgangsspannungen als Funktion von v_{cm} und die Gleichtaktverstärkung A_{cm} .

Wir schalten die v_{diff} Quellen aus und behalten die v_{cm} , wie in Abbildung 23 zu sehen ist.

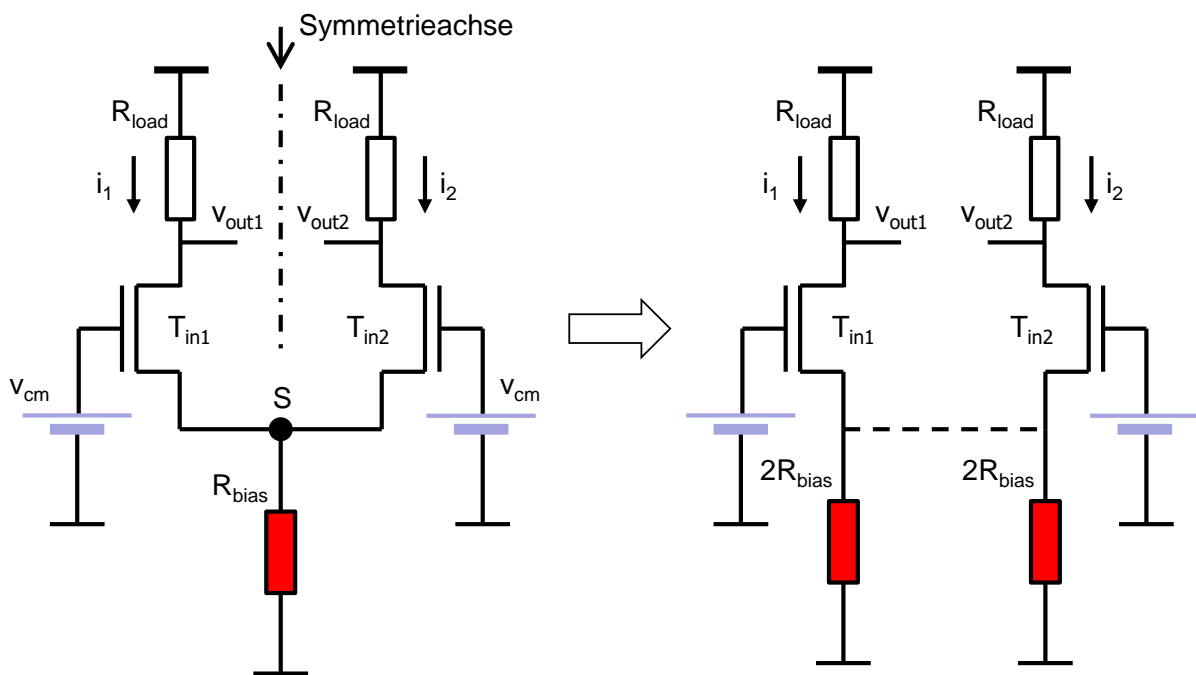


Abbildung 23: Testschaltung für die Berechnung von Gleichtaktverstärkung

Die Schaltung ist symmetrisch wenn man sie um die Symmetrieachse um 180° rotiert. Die Spannungen am Eingang und alle anderen Spannungen ändern sich bei der Rotation nicht. Da die Potentiale links und rechts von der Symmetrieachse gleich sind, fließen keine Ströme durch die Leitungen, die die Symmetrieachse schneiden.

Das erlaubt uns die Schalung auf zwei Hälften zu zerlegen (Abbildung 23, rechts). Die Widerstände $2R_{\text{bias}}$ erzeugen in jeder Schaltungshälfte Gegenkopplung wie beim U-I Wandler und die Drain-Ströme werden gedämpft.

Es gilt:

$$i_1 = i_2 = v_{\text{cm}} \frac{g_m}{1 + 2g_m R_{\text{bias}}}$$

Für die Spannungen am Ausgang gilt:

$$v_{\text{out1}} = v_{\text{out2}} = -v_{\text{cm}} \frac{g_m R_{\text{load}}}{1 + 2g_m R_{\text{bias}}} \quad (11)$$

Berechnen wir jetzt die common mode Verstärkung (Gleichtaktverstärkung).

$$A_{cm} = \frac{v_{out1} - v_{out2}}{v_{cm}} = 0 \quad (12)$$

Es wird auch eine Gleichtaktunterdrückung (Englisch common mode rejection ratio - CMRR) als A_{diff}/A_{cm} definiert. Die Gleichtaktunterdrückung ist in unserem Fall sehr groß.

$$CMRR = \frac{A_{diff}}{A_{cm}} \sim \infty \quad (13)$$

Differenzverstärker basierend auf gefalteten Kaskoden

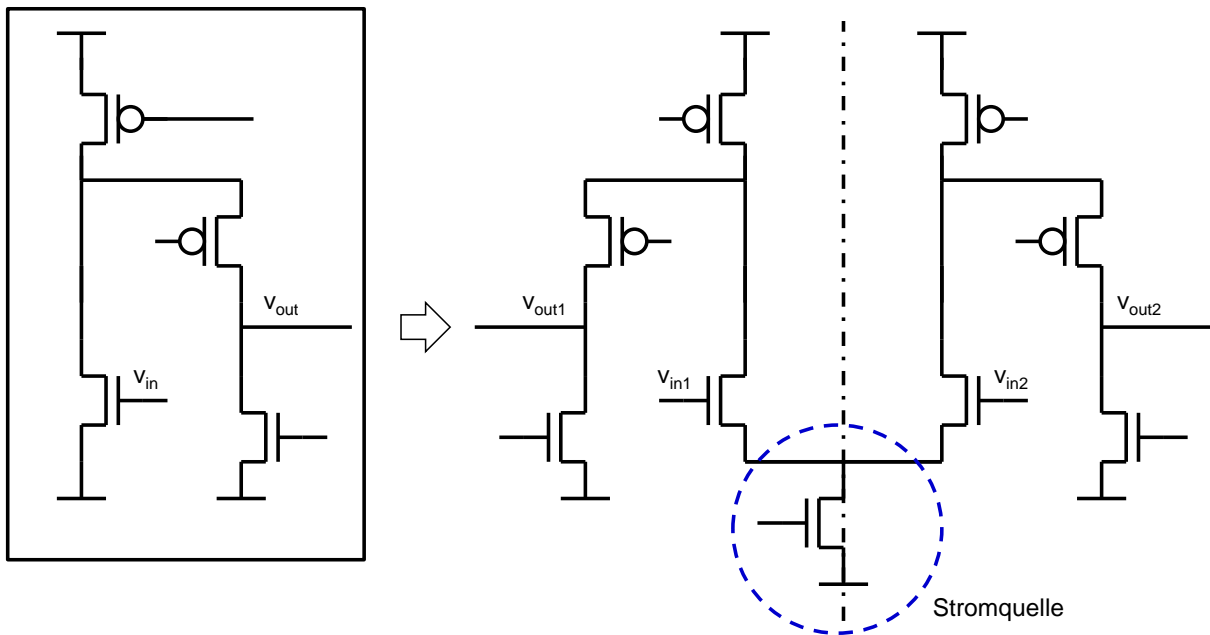


Abbildung 24: Symmetrischer Differenzverstärker basierend auf zwei Verstärkern mit gefalteter Kaskode

Wir haben im ersten Beispiel (Abbildung 18) einen Differenzverstärker aus zwei einfachsten single ended Verstärkern (zwei common source Verstärkern) aufgebaut.

Man kann auch komplexere single ended Verstärker für den Aufbau vom Differenzverstärker wählen, z.B. Verstärkern mit gefalteten Kaskoden. Abbildung 24 zeigt wie man beginnend vom Verstärker mit gefalteter Kaskode einen Differenzverstärker aufbaut.

Die vollständige Schaltung mit Bias-Elementen ist in Abbildung 25 gezeigt.

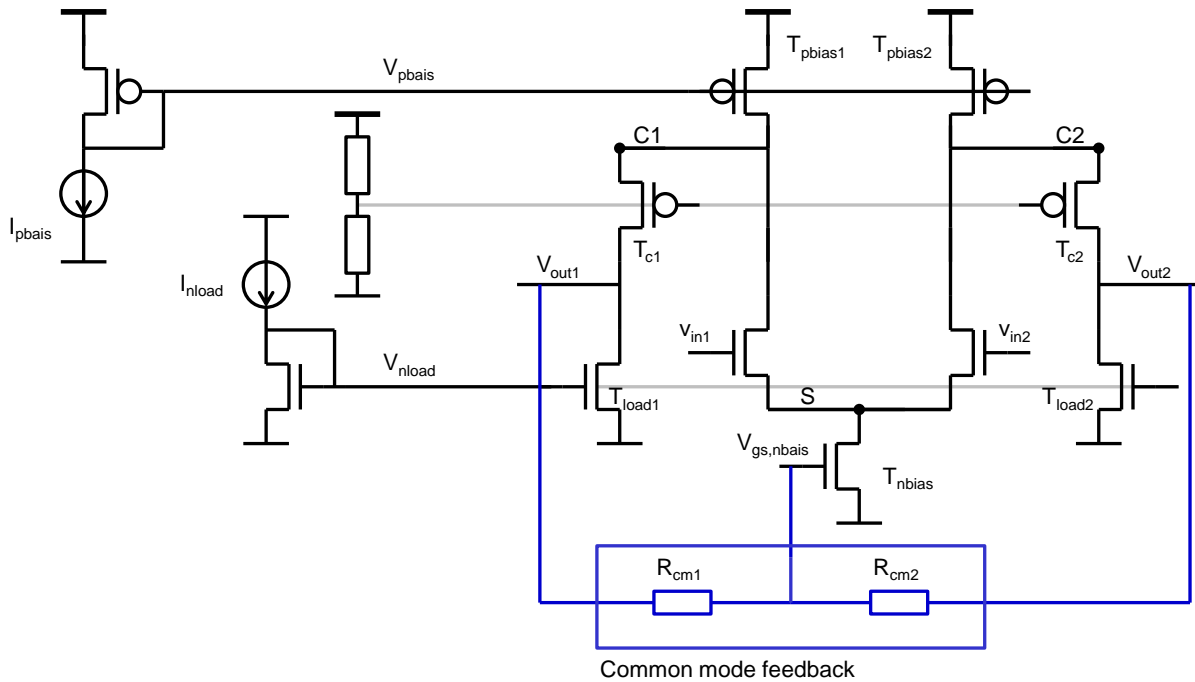


Abbildung 25: Symmetrischer Differenzverstärker mit Gleichtaktregelung (common mode feedback)

Gleichtaktregelung (common mode feedback)

Ein symmetrischer benötigt oft eine Gleichtaktregelung. Wir werden jetzt darauf eingehen.

Falls der Verstärker von Abbildung 25 keine Regelung hätte, gäbe es folgendes Problem: Wenn die Summe von Bias-Strömen durch Transistoren T_{pbias1} und T_{pbias2} (Summe von alles Strömen aus VDD) ungleich ist wie die Summe von Bias-Strömen durch T_{load1} , T_{load2} und T_{nbias} , (Summe von alles Strömen in GND) steigen oder sinken die Potentiale von Knoten C1, C2, Out1, Out2 und S gegen VDD oder GND bis die Transistoren T_{pbias1} und T_{pbias2} oder die Transistoren T_{load1} , T_{load2} und T_{nbias} in Trioden-Bereich kommen. Das führt dazu, dass die DC Werte von Out1 und Out2 zu hoch oder niedrig sind und zu einer niedrigen Verstärkung.

Um das zu verhindern, wird eine aktive Regelung für die Gate-Spannung von T_{nbias} (V_{nbias}) verwendet. Diese Regelung soll gewährleisten, dass die DC-Spannungen in den Knoten Out1 und Out2 etwa $\frac{1}{2}$ VDD betragen. Diese Regelung nennen wir common mode feedback oder Gleichtaktregelung. Am einfachstem wird sie mit Hilfe von zwei Widerständen R_{cm1} und R_{cm2} realisiert, wie in Abbildung 25 zu sehen ist.

Funktionsweise:

Nehmen wir an, dass die Bias-Ströme durch T_{pbias1} und T_{pbias2} zu groß sind. Es fließt dann durch T_{pbias1} und T_{pbias2} mehr Strom in die Knoten C1 und C2 als es durch T_{nbias} , T_{load1} und T_{load2} in die Masse abfließt. Deswegen steigen die Potentiale in C1 und C2. Das erhöht die $|V_{gs}|$ von Transistoren T_{c1} und T_{c2} und schließlich auch V_{out1} und V_{out2} .

Die Widerstände $R_{cm1/2}$ bewirken, dass

$$V_{gs, nbias} = \frac{V_{out1} + V_{out2}}{2}$$

Der Anstieg von $V_{out1} + V_{out2}$ führt zum Anstieg von $V_{gs, nbias}$. Dadurch wird ein Gleichgewicht der Ströme hergestellt:

$$I_{ds, pbias1} + I_{ds, pbias2} = I_{ds, nbias} + I_{ds, nload1} + I_{ds, nload2}$$

und die DC-Potentiale V_{out1} , V_{out2} steigen nicht mehr.

Falls ein Signal am Eingang verstärkt wird, verändern sich v_{out1} und v_{out2} auf die Weise, dass die Summe $v_{out1} + v_{out2}$ unverändert bleibt. (Die Folge von kleinen Verstärkungen v_{out1}/v_{cm} und v_{out2}/v_{cm} (11) ist, dass die AC Signale v_{out1} und v_{out2} in Gegenphase sind, d.h. verschiedene Vorzeichen und gleichen Betrag haben.) Die Spannung $V_{GS, NBIAS}$ und der Strom durch $i_{DS, NBIAS}$ bleiben konstant.

Operationsverstärker

Wir werden jetzt den Differenzverstärker mit dem single ended Ausgang vorstellen, also einen Operationsverstärker.

Einfacher Operationsverstärker

Die Einfachste Möglichkeit einen Operationsverstärker zu designen wäre den symmetrischen Verstärker von Abbildung 18 zu nehmen und z.B. V_{out1} als Ausgang zu benutzen, wie in Abbildung 26 zu sehen ist.

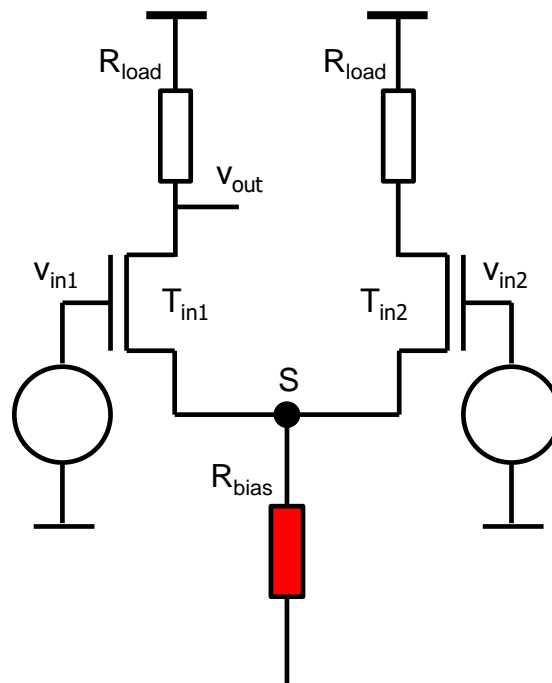


Abbildung 26: Einfacher Differenzverstärker mit einem single ended Ausgang

Differenz- und Common Mode Verstärkung sind (es folgt aus (9) und (11)):

$$A_{diff} = \frac{V_{out1}}{v_{diff}} = -\frac{1}{2} g_m R_{load} \quad (14)$$

$$A_{cm} = \frac{V_{out1}}{v_{cm}} = -\frac{g_m R_{load}}{1+2g_m R_{bias}} \quad (15)$$

Die Gleichtaktunterdrückung ist:

$$CMRR = \frac{A_{diff}}{A_{cm}} = \frac{1+2g_m R_{bias}}{2} \quad (16)$$

Die Gleichaktunterdrückung (16) ist relativ groß, aber nicht so gut wie im Fall vom symmetrischen Verstärker (13). Die Differenzverstärkung (14) ist um eine Hälfte kleiner als die vom symmetrischen Verstärker (10).

Operationsverstärker mit Stromspiegel

Wenn wir die Schaltung von Abbildung 26 durch einen Stromspiegel erweitern (Abbildung 27), erreichen wir ähnlich gute Eigenschaften wie beim Symmetrischen Verstärker. Wir werden das genauer erklären.

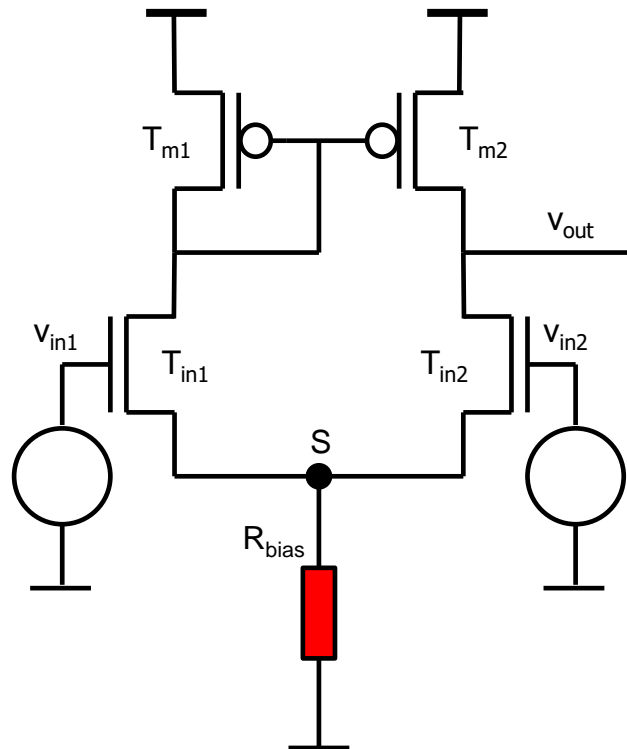


Abbildung 27: Differenzverstärker mit einem single ended Ausgang – Variante mit dem Stromspiegel

Die neue Schaltung besteht aus einem Differenzpaar (T_{in1} und T_{in2}), einem Bias-Widerstand R_{bias} (oder alternativ eine Stromquelle) und einem Stromspiegel (T_{m1} und T_{m2}).

Differenz-Stromverstärkung

Berechnen wir die Differenzverstärkung. Abbildung 28 zeigt die Testschaltung.

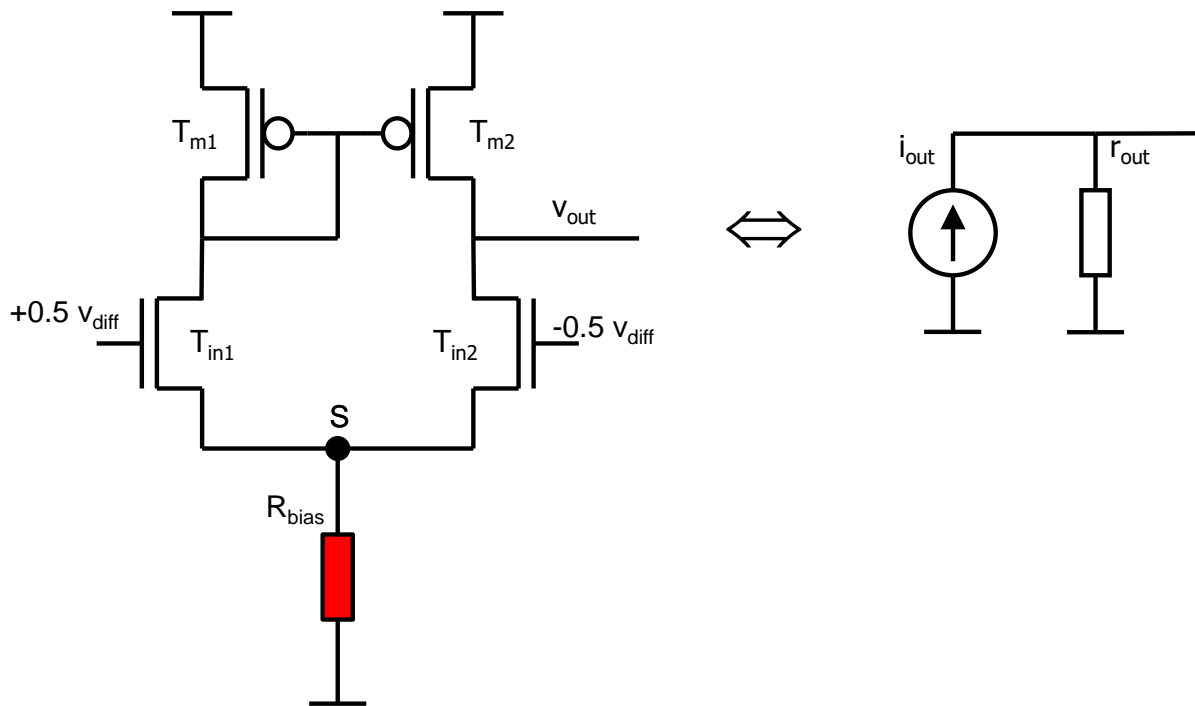


Abbildung 28: Kleinsignal Testschaltung für die Berechnung von Differenzverstärkung. Der Verstärker kann als eine Stromquelle (rechts) dargestellt werden.

Wie werden wir folgend vorgehen: Wir werden die Spannungsverstärkung nicht direkt rechnen, sondern den Differenzverstärker als eine reale Stromquelle darstellen, eine Notronsche Quelle. Wir werden zuerst die Parameter dieser Quelle: den Kurzschlussstrom i_{out} und den Innenwiderstand r_{out} berechnen und erst danach die Spannungsverstärkung.

Berechnen wir zuerst i_{out} als Funktion von v_{diff} . Abbildung 29 zeigt die Testschaltung.

Wenn wir Ausgang v_{out} offen lassen, kann kein Strom nach außen fließen. Wir müssen deshalb v_{out} auf 0 V (für AC-Signale) legen. Das ist illustriert mit dem Masse-Symbol in Abbildung 29. Nur in dem Fall ist der Strom der aus der Schaltung hinausfließt i_{out}^* gleich wie der Kurzschlussstrom der Notronschen Stromquelle i_{out} .

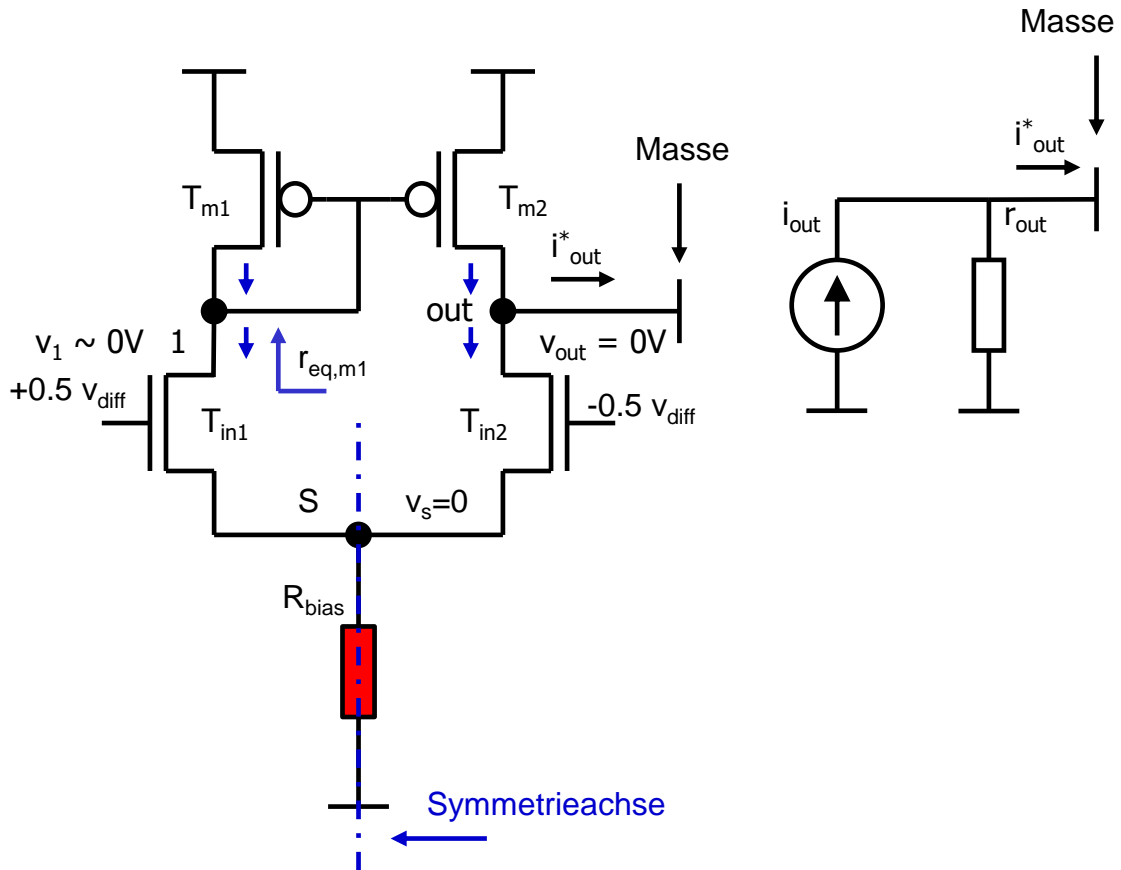


Abbildung 29: Kleinsignal Testschaltung für die Berechnung vom Kurzschlussstrom i_{out} als Funktion von v_{diff}

Der Punkt out ist jetzt geerdet, sein Potential v_{out} ist gleich 0.

Das Potential im Punkt 1 ändert sich nur wenig, da der Widerstand von diesem Punkt zum Transistor T_{m1} klein ist:

$$r_{eqm1} = \frac{1}{g_{m,m1}}$$

Transistor T_{in1} hat einen großen Drain-Widerstand - eine kleine Spannungsänderung an seinem Drain beeinflusst seinen Strom nicht. Deswegen können wir annehmen, dass Drain-Potential von T_{in1} für Kleinsignale 0 V ist: $v_1 = 0$ V. Da auch $v_{out} = 0$ ist, haben beide Transistoren T_{in1} und T_{in2} gleiche Drain-Potentiale. Die untere Hälfte der Schaltung ist symmetrisch (Abbildung 29) und die AC Spannungen an Gates von T_{in1} und T_{in2} haben gleichen Betrag und verschiedene Vorzeichen. Deshalb ist die Spannung an der Symmetrieachse $v_s = 0$. Es gilt deshalb für die Transistorströme:

$$i_{ds,in1} = g_m v_{gs,in1} = g_m \frac{v_{diff}}{2} \quad (10b)$$

$$i_{ds,in2} = g_m v_{gs,in2} = -g_m \frac{v_{diff}}{2} \quad (10c)$$

Symbol g_m ist die Transkonduktanz von Transistoren T_{in1} und T_{in2} .

Der Stromspiegel spiegelt den Strom $i_{ds,m1} = i_{ds,in1}$.

Der Ausgangsstrom ist:

$$i_{out}^* = i_{ds,m2} - i_{ds,in2} = i_{ds,in1} - i_{ds,in2} \quad (10d)$$

Wenn man (10b) und (10c) in (10d) einsetzt, bekommt man:

$$i_{out}^* = g_m v_{diff}$$

Der Kurzschlussstrom von Nortonschen Quelle ist

$$i_{out} = i_{out}^* = g_m v_{diff} \quad (17)$$

Wir definieren die Differenz-Stromverstärkung folgenderweise:

$$G_{diff} = \frac{i_{out}}{v_{diff}} \quad (17b)$$

mit

$$G_{diff} = g_m \quad (17c)$$

Gleichtakt-Stromverstärkung

Abbildung 30 zeigt die Testschaltung für die Berechnung von i_{out} als Funktion von v_{cm} .

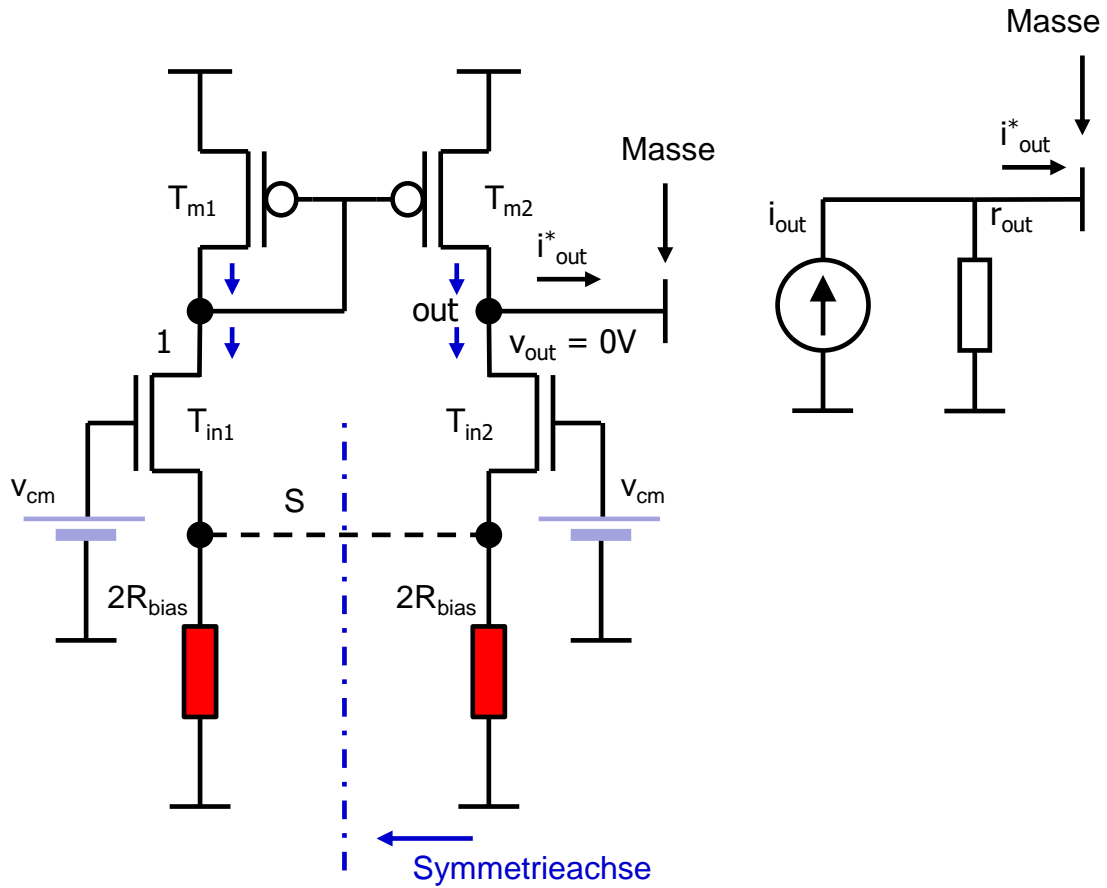


Abbildung 30: Kleinsignal Testschaltung für die Berechnung vom Kurzschlussstrom i_{out} als Funktion von v_{cm}

Wegen Symmetrie sind nun die Ströme $i_{ds,in1}$ und $i_{ds,in2}$ näherungsweise gleich. Wegen (10d) gilt:

$$i_{out}^* = i_{out} = i_{ds,m2} - i_{ds,in2} \sim 0$$

Die Gleichtakt-Stromverstärkung ist dementsprechend:

$$G_{cm} = \frac{i_{out}}{v_{cm}} \sim 0 \quad (17b)$$

Ausgangswiderstand

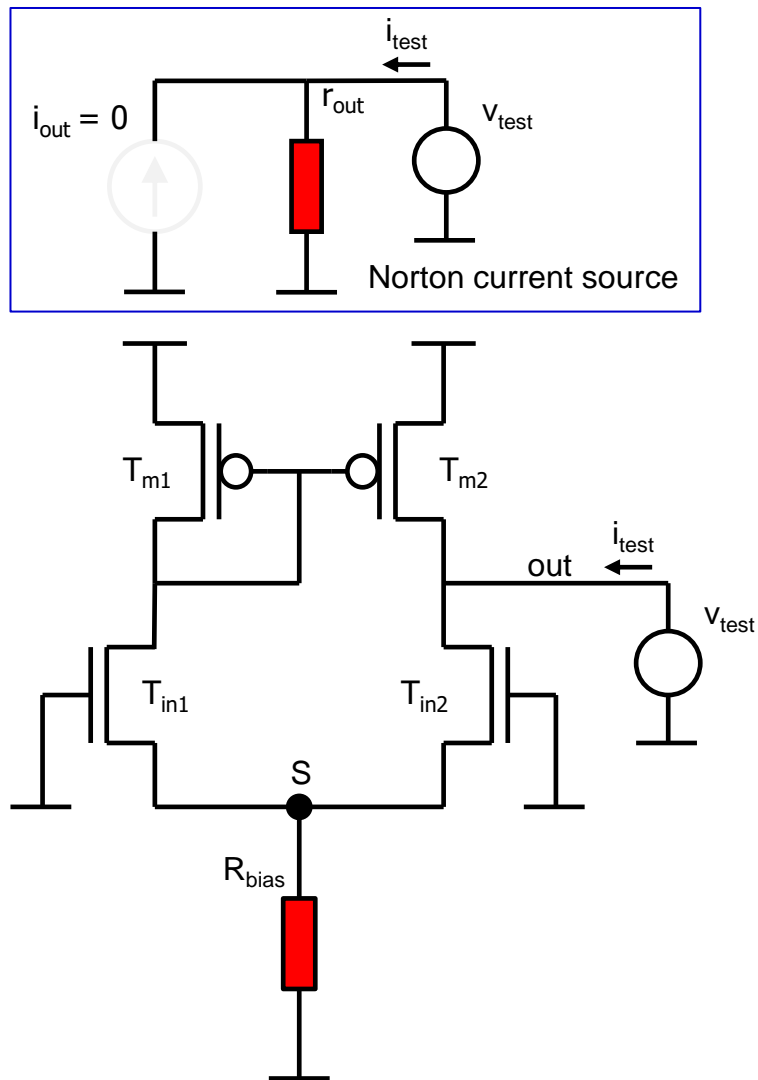


Abbildung 31: Kleinsignal Testschaltung für die Berechnung vom Ausgangswiderstand

Berechnen wir jetzt den Ausgangswiderstand. Abbildung 31 zeigt die Testschaltung. Die Spannungsquellen an Eingängen sind ausgeschaltet (Spannungen sind auf null). Deswegen ist auch die Nortonsche Stromquelle aus ($i_{out} = 0$). Der Ausgangswiderstand wird mithilfe von Test-Spannungsquelle gerechnet:

$$r_{out} = \frac{v_{test}}{i_{test}} \quad (18)$$

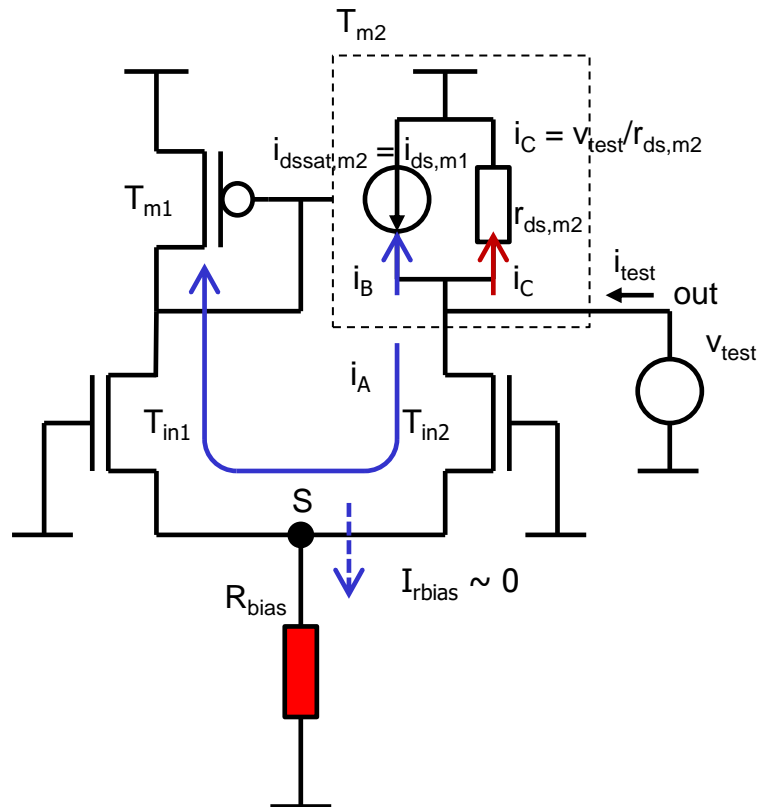


Abbildung 32: Kleinsignal-Testschaltung für die Berechnung vom Ausgangswiderstand, T_{m2} ist durch Transistormodell ersetzt.

Abbildung 32 zeigt einen detaillierteren Schaltplan, wo T_{m2} durch sein Kleinsignalmodell ersetzt wurde. Das Transistormodell besteht aus der Stromquelle $i_{dssat,m2} = g_{m,m2} V_{gs,m2}$ und dem Widerstand $r_{ds,m2}$. Da T_{m1} und T_{m2} einen Stromspiegel bilden, gilt:

$$i_{dssat,m2} \sim i_{ds,m1} \quad (19)$$

Der Strom i_{test} teilt sich auf drei Ströme $i_A = i_{ds,in2}$, $i_B = -i_{ds,m1}$ und i_C (Abbildung 32).

$$i_{test} = i_A + i_B + i_C \quad (19b)$$

Berechnen wir zuerst i_A . Transistor T_{in2} sieht an seinem Source folgenden Widerstand:

$$r_s = \frac{1}{g_{m,in1}} || R_{bias} \sim \frac{1}{g_{m,in1}} \quad (20)$$

Die Schaltung kann deswegen weiter vereinfacht werden (Abbildung 33).

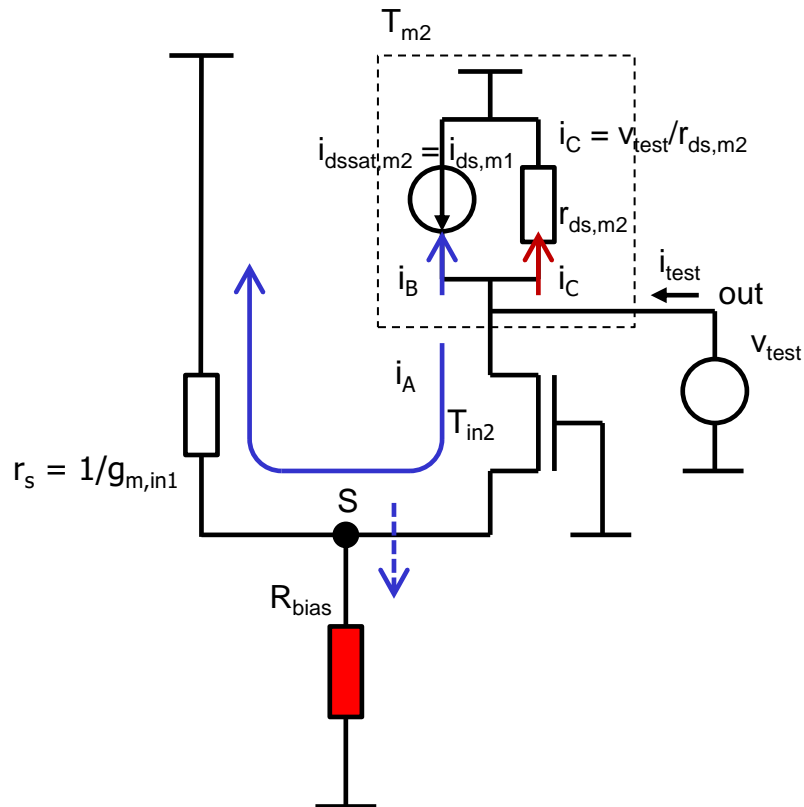


Abbildung 33: Vereinfachte Testschaltung für die Berechnung vom Ausgangswiderstand

T_{in2} und r_s bilden die gleiche Schaltung wie der U-I Wandler von Abbildung 15. Der Ausgangswiderstand des U-I Wandlers ist mit Formel (4) beschrieben. Deswegen ist der Widerstand am Drain von T_{in2} :

$$r_d = (1 + g_{m,in2} r_s) r_{ds,in2} = 2r_{ds,in2} \quad (21)$$

Wir haben $g_{min1} = g_{min2} = g_m$ berücksichtigt. Der Strom i_A ist:

$$i_A = \frac{V_{test}}{2r_{ds,in2}} \quad (22)$$

Beachten wir, dass sich der Strom i_A im Punkt S auf den Strom durch T_{in1} (r_s) und den Strom durch R_{bias} teilt. Da $R_{bias} \gg r_s$, kann der Strom durch R_{bias} vernachlässigt werden.

Der Strom i_A wird vom Stromspiegel kopiert. Es gilt deshalb:

$$i_B \sim i_A \quad (23)$$

Der Strom i_C ist:

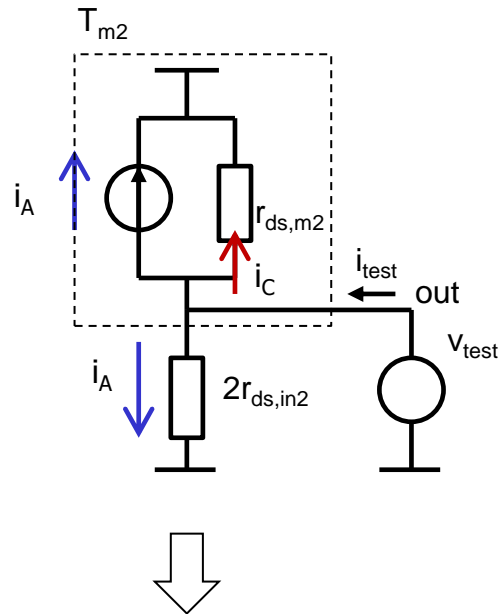
$$i_C = \frac{V_{test}}{r_{ds,m2}} \quad (24)$$

Der Gesamtstrom bekommen wir wenn wir (24), (22) und (23) in (19b) einsetzen:

$$i_{\text{test}} = \frac{v_{\text{test}}}{r_{\text{ds,in2}}} + \frac{v_{\text{test}}}{r_{\text{ds,m2}}} \quad (26)$$

Der Ausgangswiderstand (bzw. Innenwiderstand der Nortonsche Quelle) ist (Abbildung 34):

$$r_{\text{out}} = \frac{v_{\text{test}}}{i_{\text{test}}} = \frac{1}{\left(\frac{1}{r_{\text{ds,in2}}} + \frac{1}{r_{\text{ds,m2}}}\right)} = r_{\text{ds,in2}} \parallel r_{\text{ds,m2}} \quad (27)$$



$$r_{\text{out}} = r_{\text{ds,in2}} \parallel r_{\text{ds,m2}}$$

Abbildung 34: Vereinfachte Testschaltung für die Berechnung vom Ausgangswiderstand

Wenn wir den Ausgang der Nortonschen Quelle offen lassen, entsteht folgende Ausgangsspannung: $v_{\text{out}} = i_{\text{out}} r_{\text{out}}$. Die Differenzspannungsverstärkung ist dementsprechend:

$$A_{\text{diff}} = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{diff}}} = r_{\text{out}} \frac{i_{\text{out}}}{v_{\text{diff}}} = r_{\text{out}} G_{\text{diff}} \quad (28)$$

Wegen (17c) gilt

$$A_{\text{diff}} = g_m r_{\text{out}} \quad (29)$$

Wegen (17b)

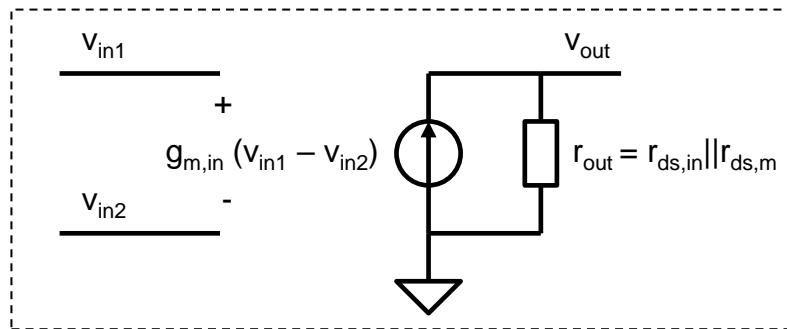
$$A_{\text{cm}} \sim 0 \quad (30)$$

Es ist:

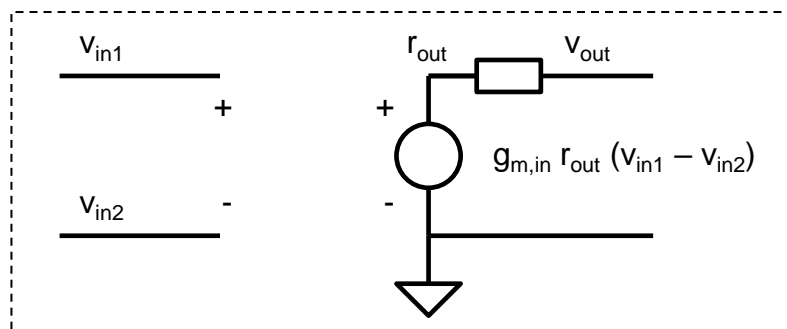
$$\text{CMRR} = \frac{A_{\text{diff}}}{A_{\text{cm}}} \sim \infty \quad (31)$$

Der Differenzverstärker mit dem Stromspeigel hat eine sehr gute Gleichtaktunterdrückung. Sie ist deutlich besser als die von dem einfachen Operationsverstärker (16). Auch die Spannungsverstärkung (29) ist bei gleichem r_{out} besser als (14).

Der hier vorgestellte Operationsverstärker mit Stromspiegel wird häufig benutzt. Er hat die gleiche Spannungsverstärkung wie der common source single ended Verstärker. Der Operationsverstärker ist in Anwendungen „flexibler“ als der common source Verstärker da durch Vertauschen von Eingangsspannungen sowohl positive als auch negative Verstärkung realisiert werden kann und da beide Eingangspins vom Ausgang entkoppelt sind. Die Kleinsignalmodelle des Operationsverstärkers mit Stromspiegel sehen wir in Abbildung 35. Wir haben dabei $A_{cm} = 0$ angenommen, der Ausgangsstrom (bzw. die Spannung) hängt nur von der Differenz der Eingangsspannungen ab.



Kleinsignalmodell als Stromquelle



Kleinsignalmodell als Spannungsquelle

Abbildung 35: Kleinsignalmodelle des Operationsverstärkers mit Stromspiegel