

Vorlesung 10

Ausgangsstufen und zweistufige Verstärker

Folie 3

Alle bisher erwähnten Spannungsverstärker hatten einen U-I (Spannung zu Strom) Konverter am Eingang, der die Eingangsspannung V_{in} in Ausgangsstrom I_{out} konvertiert und eine Ausgangsimpedanz welche I_{out} in V_{out} umwandelt.

Wir hatten:

$$I_{out} = -/+ g_m V_{in}$$

(Stromrichtung nach außen)

und

$$V_{out} = Z_{out} I_{out} = +/- g_m R_{out} V_{in} / (1 + s C_{out} R_{out})$$

(In Folien steht R/C statt Rout/Cout)

Diese Verstärker nennen wir einstufige Verstärker.

Bemerken wir, dass alle bisher beschriebene Verstärker – vom einfachsten Single-Ended Verstärker mit einem Widerstand als Last bis zum komplizierten Operationsverstärker mit gefalteten Kaskoden – unter diese Klasse fallen.

Ein gemeinsamer Nachteil dieser Verstärker ist ihr großer Ausgangswiderstand.

Folie 4

Wir haben in vorherigen Vorlesungen gesehen, dass man den Ausgangswiderstand mithilfe von Gegenkopplung verbessern kann. Das funktioniert nur bis zu einer Grenze gut.

Nehmen wir das folgende Beispiel

Folie 5

Wir haben am Ausgang des Verstärkers eine Lastkapazität von 10pF, und möchten dass unser Verstärker mit Gegenkopplung eine Zeitkonstante von 10ns hat. Wir möchten ebenfalls eine Verstärkung mit Gegenkopplung (Afb) von -100. Uns steht zur Verfügung ein einstufiger Spannungsverstärker mit der *negativen* Leerlaufverstärkung (Aol):

$$A_{ol} = -g_m R_{out} = -5000$$

wobei $g_m = 500 \mu\text{S}$ ist. Wir rechnen: $R_{out} = 5000 / 500 \mu\text{S} = 10 \text{ M}\Omega$.

Folie 6

Die Zeitkonstante mit Gegenkopplung ist (siehe vorherige Vorlesungen):

$$T_{fb} = C_{out} R_{out} / \beta A_{ol} = C_{out} R_{out} / \beta g_m R_{out} = C_{out} / \beta g_m \quad (1)$$

Wie groß ist β ? Im Fall von Gegenkopplung mit Kondensatoren haben wir

$$\beta = C_{fb} / (C_{fb} + C_{in} + C_{in}^*) \quad (2)$$

C_{in}^* ist die Eingangskapazität des Verstärkers – normalerweise die C_{gs} Kapazität des Eingangstransistors.

Die Verstärkung mit Gegenkopplung ist

$$A_{fb} = -A_{in} / \beta = -C_{in} / C_{fb} \quad (3)$$

A_{in} ist die Verstärkung im Eingangsnetz – siehe Vorlesung 3.

Wir sehen, dass A_{fb} näherungsweise $-1/\beta$ ist, wenn C_{in}^* vernachlässigbar ist.

Betrachten wir zuerst diesen Fall ($C_{in}^* \ll C_{in}$).

Wir haben $\beta = -1/A_{fb}$, also $\beta \sim 0.01$, da wir A_{fb} von -100 möchten.

Die Zeitkonstante T_{fb} ist nun:

$$T_{fb} \sim C_{out} / 0.01 g_m \sim 100 * 10pF / 500\mu Si = 2000ns.$$

Folie 7

Die Schaltung ist also nicht schnell genug, da wir $T_{fb} = 10ns$ möchten.

Um die Anstiegszeit zu verkürzen muss man g_m erhöhen. Eine einfache Möglichkeit ist mehrere Verstärker in Parallel zu schalten. (Alternativ könnte man alle Transistorbreiten um einen Faktor erhöhen.) Auf diese Weise vergrößern wir g_m . R_{out} und die Leerlaufverstärkung bleiben konstant.

Folie 8

Um eine Zeitkonstante von $10ns$ zu erreichen bräuchten wir auf diese Weise 200 Verstärkern in Parallel.

Folie 9

Das einzige Problem ist die Eingangskapazität von allen Verstärkern zusammen.

Typische Eingangskapazität eines Verstärkers ist $20fF$, 200 in Parallel machen $C_{in}^* = 200 * 20f = 4pF$.

Wir möchten normalerweise einen $C_{in} < 10\text{pF}$, so dass der Bauteil am Eingang des Verstärkers (Sensor, Antenne, usw.) nicht zu viel Kapazität treiben muss. Wir sehen also, dass im Fall, wo wir 200 Verstärkern in Parallel haben, $C_{in} \sim C_{in}^*$. Beta ist dann deutlich kleiner als 0.01, was aus den Formeln (2) und (3) folgt.

Die Folge ist eine größere Zeitkonstante als erwartet –Formel (1).

Wir können also durch schalten von vielen Verstärker in Parallel die spezifizierte Zeitkonstante nicht immer erreichen.

Ähnliches Problem hätten wir, wenn wir an unseren Verstärker eine hohe resistive Last (einen niedrigen Widerstand) anschließen würden. Um einen 100Ohm Widerstand zu treiben brauchten wir auch mit Beta = 1 mindestens 200 Verstärkern:

$$R_{outfb} = 10\text{M}\Omega / (A_{ol} 200) = 10 \text{ Ohm} \ll 100\text{Ohm}.$$

Um solche Probleme zu lösen werden die Verstärker um eine Ausgangsstufe erweitert.

Folie 11

Erinnern wir uns an den nichtinvertierenden Verstärker mit Verstärkung eins.

Folie 11 zeigt diese Schaltung.

Wir haben in Vorlesung 3 gezeigt, dass diese Schaltung eine große Eingangsimpedanz und eine kleine Ausgangsimpedanz (bzw. einen kleinen Ausgangswiderstand) hat. Die Spannungsverstärkung ist eins.

Wenn wir diese Schaltung (genannt Buffer) an den Ausgang eines einstufigen Verstärkers anschließen, ändern wir auf diese Weise seine Leerlaufverstärkung nicht. Der Ausgangswiderstand ist dann der Ausgangswiderstand des Buffers, also deutlich kleiner als R_{out} . Durch die Verwendung vom Buffer, können wir im Prinzip deutlich schnellere Zeitkonstanten erreichen als mit einem

einstufigen Verstärker allein. Auch kleinere Ausgangswiderstände können an den Verstärker angeschlossen werden.

Die Gegenkopplung kann entweder nach dem Buffer oder vor dem Buffer abgegriffen werden. In der Abbildung ist die Gegenkopplung (Kondensator Cfb) nach dem Buffer angeschlossen.

Folie 12

Wir machen wir den Buffer am einfachsten?

Betrachten wir die Schaltung von Folie 12.

Es ist ein so genannter Common Drain Verstärker. Alternativ sagt man „Source-Folger“ (Source Follower). Der Eingang ist am Gate, der Ausgang an Source des Transistors. Wir haben zusätzlich eine Stromquelle an Source als Bias-Element. Diese Stromquelle wird normalerweise mit einem NMOS realisiert. Alternativ nimmt man einen hohen Widerstand.

Wir sehen auf Folie 12, dass die Sourcefolger Schaltung praktisch identisch ist wie die Schaltung eines Buffers, der mithilfe eines Spannungsverstärkers aufgebaut ist. Der Unterschied ist nur in der Art wie der Spannungsverstärker realisiert ist: Im Fall vom Sourcefolger haben wir einen Transistor als Verstärker, also eine gesteuerte *Stromquelle* mit dem Strom $g_m V_{gs}$ und dem Innenwiderstand r_{ds} . Im Falle des Spannungsverstärkers war es eine gesteuerte *Spannungsquelle* mit der Spannung $V_{out} = A V_{in}$ und dem Innenwiderstand R_{out} .

Folie 13

Da wir eine Stromquelle in eine Spannungsquelle umwandeln können, erwarten wir, dass alle Formeln, die wir für den Spannungsverstärker hergeleitet haben, auch für Sourcefolger gelten. Wir sollen nur die Spannungsverstärkung A durch $g_m \cdot R_{ds}$ ersetzen.

So wäre die Spannungsverstärkung (siehe Vorlesung 3):

$$A_{fb} = A/(1+A) = g_m r_{ds}/(1 + g_m r_{ds})$$

Die Eingangsimpedanz mit Gegenkopplung ist

$$Z_{infb} = \beta A \cdot Z_{in} = g_m r_{ds} / (sC_{gs})$$

C_{gs} wird effektiv um den Wert $g_m \cdot r_{ds}$ verkleinert.

$$\text{Also } C_{infb} = C_{gs}/(g_m \cdot r_{ds})$$

Der Ausgangswiderstand ist:

$$R_{outfb} = R_{out}/\beta A = r_{ds}/g_m r_{ds} = 1/g_m$$

Für große Transkonduktanzen ist R_{outfb} klein.

Folie 14

Die Analyse oben gilt für Kleinsignale.

In Wirklichkeit ist der DC-Wert am Ausgang um $V_{th} - V_{dssat}$ kleiner als der DC-Wert am Eingang. Da die AC-Verstärkung etwa 1 ist, ist das Ausgangspotential auch bei Anwesenheit eines AC-Signals um einen konstanten Wert kleiner als der Eingangspotential – man sagt der Ausgangsspannung „folgt“ der Eingangsspannung. Deshalb nenn man die Schalung Sourcefolger.

Man kann den Sourcefolger auch als Pegelwandler verwenden um das Signalmittelwert zu ändern, ohne dabei das AC-Signal zu beeinflussen. Das ist auf der Folie 14 illustriert.

Folie 15

Berechnen wir jetzt die Zeitkonstante des zweistufigen Verstärkers, der aus einer Gain Stage (erste Stufe) und einem Sourcefolger (zweite Stufe) besteht, wenn wir die Gegenkopplung anwenden.

Wir benutzen eine kapazitive Gegenkopplung. Die Gegenkopplung wird nach dem Sourcefolger abgegriffen. Die Schaltung ist in Folie 15 abgebildet.

Welche Zeitkonstante erwarten wir nach der Gegenkopplung? Man könnte wie folgend überlegen:

Der Ausgangswiderstand ohne Gegenkopplung ist $1/g_{m2}$ – g_{m2} ist die Transkonduktanz des Sourcefolgers. Mit Gegenkopplung haben wir

$$R_{outfb} = 1/(g_{m2} \beta g_{m1} R_{out1})$$

G_{m1} und R_{out1} sind die Parameter der ersten Stufe.

Die Zeitkonstante ist dann

$$C_{out} * R_{outfb} = C_{out} / (g_{m2} \beta g_{m1} R_{out1})$$

Das wäre richtig, wenn wir im System nur eine Zeitkonstante hätten. Wir haben aber zwei Zeitkonstanten und müssen deshalb eine genauere Analyse machen.

Am Ausgang der ersten Verstärkerstufe haben wir in der Regel einen hohen Widerstand R_{out1} . Nehmen wir an $R_{out1} = 10\text{M}\Omega$. Auch eine kleine Kapazität in diesem Knoten (V_{out1}) wird eine relativ große Zeitkonstante erzeugen. Nehmen wir an, dass wir im Knoten V_{out} eine Kapazität C_{out1} haben.

Folie 16

Die Schleifenverstärkung (β_A) hat dann zwei Zeitkonstanten:

$$T_{out} = C_{out}/g_{m2}$$

$$T_1 = C_{out1} R_{out1}$$

Die Übertragungsfunktion lautet:

$$V_{out} = -\beta_A G_{m1} R_{out1} / (1 + s R_{out1} C_{out1})(1 + s C_{out}/g_{m2})$$

Wir wissen noch nicht welche Zeitkonstante kleiner ist. Untersuchen wir das:

Damit unser System stabil ist, muss eine Zeitkonstante deutlich kleiner als die andere sein.

Genau genommen der Quotient von Zeitkonstanten soll $\sim \beta_A$ sein. Nur dann ist die Phasenverschiebung klein genug. (In unserem Fall $\beta_A = \beta_A g_{m1} R_{out1}$.)

Versuchen wir die zeitkonstante T_1 abzuschätzen. Im Knoten V_{out1} haben wir eine parasitäre Kapazität von mindestens 10fF. Diese Kapazität besteht hauptsächlich aus C_{jd} Kapazitäten von Ausgangstransistoren in der ersten Stufe.

Dazu kommt auch die C_{dg} Kapazität vom Sourcefolger-Transistor, sowie ein Teil seiner C_{gs} Kapazität.

Damit haben wir:

$$T_1 > 10\text{fF} * 10\text{M}\Omega = 100\text{ns}.$$

Wenn die zeitkonstante T_{out} noch langsamer wäre, hätten wir dann die Zeitkonstante mit Gegenkopplung auf jeden Fall langsamer als T_1 . Das widerspricht unserer Spezifikation $T_{fb} = 10\text{ns}$.

Es muss also $T_{out} < T_1$ sein.

Das entsprechende Bode Plot ist auf Folie 16 gezeigt.

Damit Stabilität gesichert wird, muss das Folgende gelten:

$$T_{out} \cdot \beta A < T_1$$

Die Zeitkonstante mit Gegenkopplung ist dann

$$T_{fb} = T_1 / \beta A = R_{out1} C_{out1} / (R_{out1} g_{m1} \beta) > T_{out} = C_{out} / g_{m2}$$

Um die Spezifikation zu erfüllen müssen wir g_{m2} groß genug wählen. Gleichzeitig darf C_{out1} nicht zu groß sein.

Aus der Bedingung $T_{fb} = 10\text{ns}$ bekommen wir:

$$C_{out} / g_{m2} < 10\text{ns}, \text{ oder } g_{m2} > 10\text{pF} / 10\text{ns} = 1\text{mS}$$

Beachten wir auch, dass die Zeitkonstante mit Gegenkopplung nicht vom C_{out} abhängt.

$$T_{fb} = C_{out1} / g_{m1} \beta$$

Folien 18-21

Beim Design des Verstärkers könnten wir wie folgend vorgehen.

Wir dimensionieren einen relativ kleinen Sourcefolger um seine Eingangskapazität, und damit C_{out1} zu minimieren:

Beispiel: Wir fangen von einem Biasstrom an – z.B. $10\mu\text{A}$ und bestimmen die Breiten von Sourcefolger-Transistoren (dem Haupttransistor und der Stromquelle) so, dass wir z.B. $V_{dssat} = 100\text{mV}$ am Haupttransistor und 200mV an der Stromquelle erreichen. ($W_{source} = W_{main}$, $L_{source} = 400\text{n}$, $L_{main} = 200\text{n}$).

Wir schließen dann die erste Verstärkerstufe an Sourcefolger an, und verbinden die Gegenkopplung.

Bei dieser Schaltung ist die Stabilitätsbedingung $C_{out}/g_{m2} < T_{fb}$

wahrscheinlich nicht erfüllt. Simulieren wir deshalb den Verstärker zuerst ohne den großen Lastkondensator.

Die Anstiegszeit ist in diesem Fall normalerweise sehr kurz. (C_{out1} und T_{fb} sind klein.)

Skalieren wir dann alle Breiten im Sourcefolger um Faktor N hoch (Folie 19). (Alternativ können wir mehrere Sourcefolder Schalungen in Parallel verbinden.) Dabei steigt C_{out1} , hauptsächlich wegen Erhöhung von C_{dg} und C_{gs}/g_{m2rds2} des Sourcefolger-Transistors. T_{fb} wird länger. Skalieren wir also die W-s hoch bis $T_{fb} = 10\text{ns}$ wird. (C_{out1} wird etwa 50fF.)

Schließen wir dann $C_{out} = 10\text{pF}$ (Folie 20). Normalerweise ist g_{m2} noch nicht ausreichend - die Schaltung ist entweder instabil ($T_{out} \sim T_1$) oder zu langsam ($T_{out} \gg T_1$).

Wenn wir, weiter, nur die Breiten vom Sourcefolger vergrößern, werden wir am Ende eine viel zu langsame Schaltung bekommen. (Wegen hoher $T_1 = R_{out1} C_{out1}$).

Der Trick ist jetzt, alle Transistorbreiten, sowohl in der ersten Stufe als auch im Sourcefolger zu vergrößern bis wir eine stabile Sprungantwort mit $T_{fb}=10\text{ns}$ bekommen (Folie 21). Durch simultanes Skalieren von allen Breiten um Faktor M, bleibt $R_{out1} C_{out1}$ konstant, gleichzeitig wird aber g_{m2} kleiner bis wir erforderliche Werte erreichen.

Wir werden in der Regel die erforderliche Geschwindigkeit mit deutlich kleineren Transistoren erreichen als ohne der Eingangsstufe. Erinnern wir uns, ohne Sourcefolger haben wir 200 Verstärkern im Parallel gebarucht. Mit dem Sourcefolger werden wir die gleiche Geschwindigkeit mit einem Skalier-Faktor von nur $M \sim 5$ erreichen.

Folie 22

Sourcefolger als Ausgangsstufe kann sowohl mit dem Single-Ended- als auch mit den Differenz- und Operationsverstärkern benutzt werden.

Folie 23

Wie sonst bei jeder CMOS Schaltung, gibt es auch beim Sourcefolger zwei Varianten – eine basiert auf NMOS Transistoren und eine auf PMOS Transistoren.

Bei der NMOS Variante ist die Ausgangsspannung um $V_{th} + V_{dssat}$ niedriger und bei der PMOS Variante höher als die Eingangsspannung.

Folie 24

Wegen verschiedenen Pegeln am Eingang und am Ausgang des Sourcefolgers passt der Sourcefolger besser zu einem Verstärker mit direkter Kaskode als zu einer gefalteten Kaskode.

Wenn wir eine direkte Kaskode als die erste Stufe verwenden, muss das Ausgangssignal im folgenden Bereich liegen:

$$V_{outmin} = V_{dssat_source1}$$

$$V_{outmax} = V_{DD} - V_{dssat_source2} - V_{th2} - V_{dssat2}$$

Im Falle einer 65nm Technologie haben wir

$$V_{outmin} = 100\text{mV}$$

$$V_{outmax} = 1.2 - 100\text{mV} - 400\text{mV} - 100\text{mV} = 600\text{mV}$$

Erinnern wir uns, dass wir für eine gefaltete Kaskode folgende Werte hatten:

$V_{outmin} = 100\text{mV}$ und $V_{outmax} = V_{DD} - 300\text{mV} = 900\text{mV}$.

Der Sourcefolger schränkt das Signalbereich ein.

Der Verstärker mit Sourcefolger oft benutzt, hat aber einige Nachteile:

Eingeschränkten Signalbereich

Keine Spannungsverstärkung der zweiten Stufe, was zum schlechteren Signal zu Rauschen Verhältnis führt.

Es wird deshalb eine andere Ausgangsstufe oft verwendet – der Common Source Verstärker.

Folie 26

Den Common Source Verstärker kennen wir als den einfachsten Spannungsverstärker. Seine Spannungsverstärkung beträgt näherungsweise $-g_m R_{out}$, wobei R_{out} ungefähr gleich dem r_{ds} des Eingangstransistors ist.

Folie 27

Wenn wir den Common Source Verstärker an eine Verstärker-Stufe anhängen, bekommen wir einen zweistufigen Verstärker.

Lass uns jetzt die AC-Übertragungsfunktion des zweistufigen Verstärkers herleiten. Wir vereinfachen die Schaltung auf die folgende Weise:

Wir betrachten nur die zweite Stufe deren Eingang an die Ersatzstromquelle der ersten Stufe angeschlossen ist.

Der Strom der Eingangsquelle ist

$$i_{in} = g_{m1} V_{in}$$

(Stromrichtung nach außen – beachten wir dass die erste Stufe eine positive Verstärkung hat)

Der Innenwiderstand ist R_{out1} . Wir werden die Innenkapazitäten der ersten Stufe vernachlässigen.

Folie 28

Wir haben den Common Source Verstärker als den einfachen Spannungsverstärker bereits analysiert, zum letzten Mal in Vorlesung 9. Wir haben allerdings am Eingang immer eine Spannungsquelle gehabt.

Das Ergebnis war eine Übertragungsfunktion mit einer Polstelle und einer Nullstelle

$$V_{out} = - g_{m2} R_{out2} (1 - s C_{dg2}/g_{m2}) V_{in} / (1 + s R_{out2} C_{out})$$

(Index 2 soll verdeutlichen, dass es sich um die Parameter der zweiten Stufe handelt.)

Im Falle einer Stromquelle am Eingang ändert sich die Funktion.

Folie 29

Erinnern wir uns an eine Schaltung von Vorlesung 3. Es war der Integrator. Wir hatten einen Spannungsverstärker mit Verstärkung $-A$, einer Zeitkonstante τ , einen Kondensator als Gegenkopplung. Die Schaltung war an eine Spannungsquelle mit Innenwiderstand R angeschlossen. Der Common-Source Verstärker ist praktisch die gleiche Schaltung wie der Integrator. Der

Unterschied ist nur, dass wir zwei Stromquellen haben und nicht die Spannungsquellen, aber wir können die Quellen ineinander umwandeln.

Die Übertragungsfunktion des Integrators war:

$$V_{out} = -A/(1 + s \text{ARC})(1 + s\text{Tau}/A) V_{in} \quad (4)$$

Wie groß sind **A**, **Tau** und **Vin** im Falle des Common Source Verstärkers?

Folie 30

A

Die Leerlaufverstärkung A ist $g_{m2} R_{out2}$.

(Hier gibt es einen Unterschied – wir haben im Integrator eine ideale Spannungsquelle mit einer zeitkonstante als Modell benutzt, im Fall von Common-Source Verstärker ist R_{out} ungleich null. Dieser Unterschied ist diesmal unwichtig, da die Zeitkonstante den Effekt eines R_{out} simuliert.)

Tau

Wie groß ist die Zeitkonstante Tau? Erinnern wir uns, dass es sich um die Zeitkonstante in Leerlaufverstärkung handelt, also die Zeitkonstante des Verstärkers ohne Gegenkopplung. Entfernen wir also die Gegenkopplung (Kondensator C_{dg2}) und finden die Zeitkonstante des Verstärkers (Transistors). Sie ist $R_{out2} C_{out}$.

Vin

Wir bekommen schließlich V_{in} wenn wir die Eingangsstromquelle in die Spannungsquelle umwandeln: $V_{in} = I_{in} * R_{out1}$

Folie 31

Wenn wir die Werte A, Vin und Tau in Gleichung (4) einsetzen, bekommen wir:

$$V_{out} = -I_{in} R_{out1} * g_{m2} R_{out2} / (1 + s R_{out1} g_{m2} R_{out2} C_{dg2})(1 + s R_{out2} C_{out} / g_{m2} R_{out2}) =$$

$$- G_{m1} R_{out1} g_{m2} R_{out2} / (1 + s R_{out1} g_{m2} R_{out2} C_{dg2})(1 + s C_{out} / g_{m2} R_{out2})$$

Bemerkung: den Miller-Effekt – die Kapazität Cdg wird um $A = g_{m2} R_{out2}$ verstärkt.

Folie 32

Zeichnen wir das Bode Plot von Schleifenverstärkung (βA) des Verstärkers mit der Common Source Ausgangsstufe (CS) (schwarze Linie), und vergleichen wir es mit der Funktion des Verstärkers mit dem Sourcefolger (SF) (blaue Linie).

$$\beta A_{sf} = -\beta G_{m1} R_{out1} / (1 + s R_{out1} C_{out1})(1 + s C_{out} / g_{m2} R_{out2})$$

Wir werden hier annehmen, dass der Common Source Eingangstransistor etwa die gleiche Größe, den gleichen Biasstrom und die gleiche gm hat wie der Sourcefolger-Transistor.

In dem Fall sind die zweiten Zeitkonstanten von beiden Schaltungen etwa gleich:

$$T_{out} = C_{out} / g_{m2}$$

Die CS-Verstärkung hat um den Faktor $g_{m2} R_{out2}$ höhere DC Verstärkung.

Die dominante Zeitkonstante der CS-Funktion ist:

$$\tau_{out} = R_{out1} g_{m2} R_{out2} C_{dg2}$$

Im Falle vom Sourcefolger haben wir:

$$\tau_{out} = R_{out1} C_{out1}$$

Für die Stabilität vom CS-Verstärker ist es dann wichtig, dass seine dominante Zeitkonstante etwa um Faktor $g_{m2} R_{out2}$ höher liegt als die dominante

Zeitkonstante des SF-Verstärkers, weil die DC-Verstärkung genau um diesen Faktor höher ist. Das ist erfüllt für $C_{out1} = C_{dg2}$. Dann sind beide Verstärker stabil, da die zweite Zeitkonstante (bzw. zweite Polstelle) höher liegt als die Crossover Frequenz.

Wir sehen, dass C_{dg} für die Stabilität vom Verstärker mit der Common Source Ausgangsstufe eine wichtige Rolle spielt. Sie muss etwa gleich groß sein wie C_{out1} . Hätten wir nämlich keine C_{dg} Kapazität, wäre die dominante zeitkonstante $R_{out1} C_{out1}$, wobei $C_{out1} = C_{jd1} + C_{gs2}$. Ihre Frequenz wäre deutlich höher und die Stabilitätsbedingung wäre nicht erfüllt. Wenn die parasitäre C_{dg} nicht groß genug ist, wird ein externer Kondensator C_f zwischen Drain und Gate angeschlossen.

Folie 33

Bemerken wir auch, dass sich die Linien im Bode Plot ab $\Omega = 1/C_{dg} R_{out1}$ überlappen.

Wenn wir eine Gegenkopplung verwenden (Stärke der Gegenkopplung β) hätten beide Verstärker etwa die gleiche Zeitkonstante:

$$T_{fb_cs} = R_{out1} g_{m2} R_{out2} C_{dg2} / (\beta g_{m1} R_{out1} g_{m2} R_{out2}) = C_{dg2}/g_{m1}$$

$$T_{fb_sf} = R_{out1} C_{out1} / (\beta g_{m1} R_{out1}) = C_{out1}/g_{m1}$$

(Es gilt $C_{dg2} = C_{out1}$)

In beiden Fällen ist die Geschwindigkeit unabhängig von C_{out} .

Der Ausgangswiderstand mit Gegenkopplung ist in beiden Fällen

$$R_{outfb} = 1/(g_{m1} R_{out1} g_{m2}).$$

Folie 34

Wir können folgendes zusammenfassen:

Beide Schaltungen sind stabil und gleich schnell. Beide Verstärker haben einen sehr niedrigen Ausgangswiderstand $\sim 1 \text{ Ohm}$.

Der Verstärker mit der Common Source Ausgangsstufe hat um Faktor $g_{m2} R_{out2}$ höhere DC Verstärkung. Das ist wichtig wenn wir eine hohe Afb-Verstärkung (Verstärkung mit Gegenkopplung) realisieren wollen – die Linearität ist besser.

Der Signalbereich am Ausgang ist ebenfalls besser. Wir haben:

$$V_{outmin} = V_{dssat_2}$$

$$V_{outmax} = V_{DD} - V_{dssat_source2}$$

Im Falle einer 65nm Technologie bedeutet das:

$$V_{outmin} = 100\text{mV}$$

$$V_{outmax} = 1.2 - 100\text{mV} = 1.1\text{V}$$

Es ist ein Rail to Rail Ausgang.

Folie 35

Der einzige Nachteil ist es, dass eine Common Source Ausgangsstufe das Signal Invertiert. Um eine Gegenkopplung zu realisieren muss also entweder die erste Stufe eine positive Verstärkung haben, oder eventuell das Netzwerk der

Rückkopplung eine negative Verstärkung, was normalerweise schwer zu realisieren ist.

So wird eine Common Source Ausgangsstufe in der Regel mit einer Differenz-Eingangsstufe kombiniert, die Verwendung von einfacheren Single-Ended Eingangsstufen ist ausgeschlossen. Auf diese Weise sind zwei Eingänge vorhanden und das Netzwerk der Rückkopplung wird vom Common Source Ausgang bis zum positiven Eingang der Differenzstufe angeschlossen.

Folien 36 und 37

Eine einfache NMOS Differenzstufe (einstufiger Operationsverstärker) passt besser zu einer PMOS Common Source Ausgangsstufe.

Eine NMOS Differenzstufe mit gefalteter Kaskode passt besser zur NMOS Ausgangsstufe.

Sagen wir einiges zur Dimensionierung:

Folien 38 - 42

Fangen wir mit Dimensionierung einer externen Cgd (auf den Folien Cf). Diese Kapazität bestimmt die Zeitkonstante mit Gegenkopplung.

Analysieren wir zuerst nur die erste Stufe ohne die Lastkapazität Cout (Folie 38). Wir könnten uns am Ausgang der ersten Stufe eine Kapazität Cf vorstellen und deren Wert so bestimmen, dass die Zeitkonstante Tfb die Spezifikation erfüllt. Wir bekommen z.B. $C_f = 50\text{fF}$, weil $C_f / (g_{m1} * \text{Beta}) = 50\text{fF} / (500\mu\text{S} * 0.01) = 10\text{ns}$ ist.

Wir machen dann einen relativ kleinen Common-Source Verstärker mit einem kleinem Biasstrom - z.B. $10\mu\text{A}$ und schließen $C_f = 50\text{fF}$ zwischen seinem Drain und Gate (Folie 39). Bestimmen wir die Breiten von Transistoren wie im Falle vom Sourcefolger.

Verbinden wir die Gegenkopplung und simulieren den Verstärker ohne den großen Lastkondensator.

Skalieren wir dann alle Breiten im Common-Source Verstärker hoch bis die Schaltung etwa zweimal langsamer als spezifiziert wird (oder bis wir das Maximalwert $C_{out}/g_{m2} = 10\text{ns}$ erreichen) (Folie 40). Reduzieren wir C_f um $\tau = 10\text{ns}$ wieder herzustellen.

Schließen wir dann $C_{out} = 10\text{pF}$ an (Folie 41). Normalerweise ist g_{m2} noch nicht ausreichend - die Schaltung ist instabil. Skalieren wir jetzt die Kapazität C_f und alle Transistorbreiten, sowohl in der ersten Stufe als auch im Common Source Verstärker hoch bis wir eine stabile Sprungantwort mit $T_{fb}=10\text{ns}$ bekommen (Folie 42).