**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 Vin in Ausgangsstrom Iout konvertiert und eine Ausgangsimpedanz welche Iout in Vout umwandelt.

Wir hatten:

Iout = -/+ gm Vin

(Stromrichtung nach außen)

und

Vout = Zout Iout = +/- gm Rout Vin / (1 + s Cout Rout)

*(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):

Aol = - gm Rout = - 5000

wobei gm 500uSi ist. Wir rechnen: Rout = 5000/500uSi = 10 MOhm.

Folie 6

\*\*\*

Die Zeitkonstante mit Gegenkopplung ist (siehe vorherige Vorlesungen):

Tfb = Cout Rout / Beta Aol = Cout Rout / Beta gm Rout = Cout / Beta gm (1)

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

Beta = Cfb/(Cfb + Cin + Cin\*) (2)

Cin\* ist die Eingangskapazität des Verstärkers – normalerweise die Cgs Kapazität des Eingangstransistors.

Die Verstärkung mit Gegenkopplung ist

Afb = - Ain/Beta = - Cin/Cfb (3)

Ain ist die Verstärkung im Eingangsnetz – siehe Vorlesung 3.

Wir sehen, dass Afb näherungsweise -1/Beta ist, wenn Cin\* vernachlässigbar ist.

Bertachten wir zuerst diesen Fall (Cin\* << Cin).

Wir haben Beta = -1/Afb, also Beta ~ 0.01, da wir Afb von -100 möchten.

Die Zeitkonstante Tfb ist nun:

Tfb ~ Cout / 0.01 gm ~ 100 \* 10pF / 500uSi = 2000ns.

Folie 7

\*\*\*

Die Schaltung ist also nicht schnell genug, da wir Tfb = 10ns möchten.

Um die Anstiegszeit zu verkürzen muss man gm 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 gm. Rout 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 Cin\* = 200 \* 20f = 4pF.

Wir möchten normalerweise einen Cin < 10pF, 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, Cin ~ Cin\*. 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:

Routfb = 10MOhm / (Aol 200) = 10 Ohm << 100Ohm.

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 Rout. 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 Widersand.

Wir sehen auf Folie 12, dass die Sourcefolger Schaltung praktisch identisch ist wie die Schaltung eines Buffers, der mithilfe deines 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 gm Vgs und dem Innenwiderstand rds. Im Falle des Spannungsverstärkers war es eine gesteuerte *Spannungsquelle* mit der Spannung Vout = AVin und dem Innenwidersand Rout.

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 gm \* Rds ersetzen.

So wäre die Spannungsverstärkung (siehe Vorlesung 3):

Afb = A/(1+A) = gm rds/(1 + gm rds)

Die Eingangsimpedanz mit Gegenkopplung ist

Zinfb = BetaA \* Zin = gm rds 1/(sCgs)

Cgs wird effektiv um den Wert gm \* rds verkleinert.

Also Cinfb = Cgs/(gm \* rds)

Der Ausgangswiderstand ist:

Routfb = Rout/BetaA = rds/gm rds = 1/gm

Für große Transkonduktanzen ist Routfb klein.

Folie 14

\*\*\*

Die Analyse oben gilt für Kleinsignale.

In Wirklichkeit ist der DC-Wert am Ausgang um Vth – Vdssat 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/gm2 – gm2 ist die Transkonduktanz des Sourcefolgers. Mit Gegenkopplung haben wir*

*Routfb = 1/(gm2 Beta gm1 Rout1)*

*Gm1 und Rout1 sind die Parameter der ersten Stufe.*

*Die Zeitkonstante ist dann*

*Cout \* Routfb = Cout /(gm2 Beta gm1 Rout1)*

*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 Widersand Rout1. Nehmen wir an Rout1 = 10MOhm. Auch eine kleine Kapazität in diesem Knoten (Vout1) wird eine relativ große Zeitkonstante erzeugen. Nehmen wir an, dass wir im Knoten Vout eine Kapazität Cout1 haben.

Folie 16

\*\*\*

Die Schleifenverstärkung (betaA) hat dann zwei Zeitkonstanten:

Tout = Cout/gm2

T1 = Cout1 Rout1

Die Übertragungsfunktion lautet:

Vout = - beta Gm1 Rout1/(1 + s Rout1 Cout1)(1 + s Cout/gm2)

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 ~BetaA sein. Nur dann ist die Phasenverschiebung klein genug. (In unserem Fall BetaA = beta gm1 Rout1.)*

Versuchen wir die zeitkonstante T1 abzuschätzen. Im Knoten Vout1 haben wir eine parasitäre Kapazität von mindestens 10fF. Diese Kapazität besteht hauptsächlich aus Cjd Kapazitäten von Ausgangstransistoren in der ersten Stufe.

Dazu kommt auch die Cdg Kapazität vom Sourcefolger-Transistor, sowie ein Teil seiner Cgs Kapazität.

Damit haben wir:

T1 > 10fF \* 10MOhm = 100ns.

Wenn die zeitkonstante Tout noch langsamer wäre, hätten wir dann die Zeitkonstante mit Gegenkopplung auf jeden Fall langsamer als T1. Das widerspricht unserer Spezifikation Tfb = 10ns.

Es muss also Tout < T1 sein.

Das entsprechende Bode Plot ist auf Folie 16 gezeigt.

Folie 17

\*\*\*

Damit Stabilität gesichert wir, muss das Folgende gelten:

Tout \* beta A < T1

Die Zeitkonstante mit Gegenkopplung ist dann

Tfb = T1/betaA = Rout1 Cout1/(Rout1 gm1 Beta) > Tout = Cout/gm2

Um die Spezifikation zu erfüllen müssen wir gm2 groß genug wählen. Gleichzeitig darf Cout1 nicht zu groß sein.

Aus der Bedingung Tfb = 10ns bekommen wir:

Cout/gm2 < 10ns, oder gm2 > 10pF/10ns = 1mSi

Beachten wir auch, dass die Zeitkonstante mit Gegenkopplung nicht vom Cout abhängt.

Tfb = Cout1/gm1 Beta

Folien 18-21

\*\*\*

Beim Design des Verstärkers könnten wir wie folgend vorgehen.

Wir Dimensionieren einen relativ kleinen Sourcefolger um seine Eingangskapazität, und damit Cout1 zu minimieren:

*Beispiel: Wir fangen von einem Biasstrom an – z.B. 10uA und bestimmen die Breiten von Sourcefolger-Transistoren (dem Haupttransistor und der Stromquelle) so, dass wir z.B. Vdssat 100mV am Haupttransistor und 200mV an der Stromquelle erreichen. (W\_source = W\_main, Lsource = 400n, Lmain = 200n).*

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

Bei dieser Schaltung ist die Stabilitätsbedingung Cout/gm2 < Tfb

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

*Die Anstiegszeit ist in diesem Fall normalerweise sehr kurz. (Cout1 und Tfb 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 Cout1, hauptsächlich wegen Erhöhung von Cdg und Cgs/gm2rds2 des Sourcefolger-Transistors. Tfb wird länger. Skalieren wir also die W-s hoch bis Tfb = 10ns wird. (Cout1 wird etwa 50fF.)

Schließen wir dann Cout = 10pF (Folie 20). Normalerweise ist gm2 noch nicht ausreichend - die Schaltung ist entweder instabil (Tout ~ T1) oder zu langsam (Tout >> T1).

Wenn wir, weiter, nur die Breiten vom Sourcefolger vergrößern, werden wir am Ende eine viel zu langsame Schaltung bekommen. (Wegen hoher T1 = Rout1 Cout1).

Der Trick ist jetzt, alle Transistorbreiten, sowohl in der ersten Stufe als auch im Sourcefolger zu vergrößern bis wir eine stabile Sprungantwort mit Tfb=10ns bekommen (Folie 21). Durch simultanes Skalieren von allen Breiten um Faktor M, bleibt Rout1 Cout1 konstant, gelichzeitig wird aber gm2 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 Sourceloger werden wir die gleiche Geschwindigkeit mit einem Skalier-Faktor von nur M~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 Vth + Vdssat niedriger und bei der PMOS Variante hoher 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:

Voutmin = Vdssat\_source1

Voutmax = VDD – Vdssat\_source2 – Vth2 – Vdssat2

Im Falle einer 65nm Technologie haben wir

Voutmin = 100mV

Voutmax = 1.2 – 100mV – 400mV – 100mV = 600mV

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

Voutmin = 100mV und Voutmax = VDD – 300mV = 900mV.

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

-gm Rout, wobei Rout ungefähr gleich dem rds 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

Iin = gm1 Vin

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

Der Innenwiderstand ist Rout1. 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

Vout = - gm2 Rout2 (1 – s Cdg2/gm2) Vin /(1 + s Rout2 Cout)

(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 Tau, 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:

Vout = -A/(1 + s ARC)(1 + sTau/A) Vin (4)

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

Folie 30

\*\*\*

**A**

Die Leerlaufverstärkung A ist gm2 Rout2.

*(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 Rout ungleich null. Dieser Unterschied ist diesmal unwichtig, da die Zeitkonstante den Effekt eines Rout simuliert.)*

**Tau**

Wir 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 Cdg2) und finden die Zeitkonstante des Verstärkers (Transistors). Sie ist Rout2 Cout.

**Vin**

Wir bekommen schließlich Vin wenn wir die Eingangsstromquelle in die Spannungsquelle umwandeln: Vin = Iin \* Rout1

Folie 31

\*\*\*

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

Vout = - Iin Rout1 \* gm2 Rout2/(1 + s Rout1 gm2 Rout2 Cdg2)(1 + s Rout2 Cout/gm2 Rout2) =

- Gm1 Rout1 gm2 Rout2/(1 + s Rout1 gm2 Rout2 Cdg2)(1 + s Cout/gm2)

Bemerken wir den Miller-Effekt – die Kapazität Cdg wird um A = gm2 Rout2 verstärkt.

Folie 32

\*\*\*

Zeichnen wir das Bode Plot von Schleifenverstärkung (betaA) 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).

BetaA\_sf = - Beta Gm1 Rout1/(1 + s Rout1 Cout1)(1 + s Cout/gm2)

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:

Tout = Cout/gm2.

Die CS-Verstärkung hat um den Faktor gm2 Rout2 höhere DC Verstärkung.

Die dominante Zeitkonstante der CS-Funktion ist:

Tau1 = Rout1 gm2 Rout2 Cdg2

Im Falle vom Sourcefolger haben wir:

Tau1 = Rout1 Cout1

Für die Stabilität vom CS-Verstärker ist es dann wichtig, dass seine dominante Zeitkonstante etwa um Faktor gm2 Rout2 höher liegt als die dominante Zeitkonstante des SF-Verstärkers, weil die DC-Verstärkung genau um diesen Faktor höher ist. Das ist erfüllt für Cout1 = Cdg2. Dann sind beide Verstärkern stabil, da die zweite Zeitkonstante (bzw. zweite Polstelle) höher liegt als die Crossover Frequenz.

*Wir sehen, dass Cdg für die Stabilität vom Verstärker mit der Common Source Ausgangsstufe eine wichtige Rolle spielt. Sie muss etwa gleich groß sein wie Cout1. Hätten wir nämlich keine Cdg Kapazität, wäre die dominante zeitkonstante Rout1 Cout1, wobei Cout1 = Cjd1 + Cgs2. Ihre Frequenz wäre deutlich höher und die Stabilitätsbedingung wäre nicht erfüllt. Wenn die parasitäre Cdg nicht groß genug ist, wird ein externer Kondensator Cf zwischen Drain und Gate angeschlossen.*

Folie 33

\*\*\*

Bemerken wir auch, dass sich die Linien im Bode Plot ab Omega = 1/Cdg Rout1 überlappen.

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

Tfb\_cs = Rout1 gm2 Rout2 Cdg2 / (Beta gm1 Rout1 gm2 Rout2) =

Cdg2/gm1

Tfb\_sf = Rout1 Cout1 / (Beta gm1 Rout 1) =

Cout1/gm1

(Es gilt Cdg2 = Cout1)

In beiden Fällen ist die Geschwindigkeit unabhängig von Cout.

Der Ausgangswidersand mit Gegenkopplung ist in beiden Fällen

Routfb = 1/(gm1 Rout1 gm2).

Folie 34

\*\*\*

Wir können folgendes zusammenfassen:

Beide Schaltungen sind stabil und gleich schnell. Beide Verstärker haben einen sehr niedrigen Ausgangswiderstand ~ 1 Ohm.

Der Verstärker mit der Common Source Ausgangsstufe hat um Faktor gm2 Rout2 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:

Voutmin = Vdssat\_2

Voutmax = VDD – Vdssat\_source2

Im Falle einer 65nm Technologie bedeutet das:

Voutmin = 100mV

Voutmax = 1.2 – 100mV = 1.1V

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. Cf = 50fF, weil Cf/(gm1 \* Beta) = 50fF/(500uS \*0.01) = 10ns ist.

Wir machen dann einen relativ kleinen Common-Source Verstärker mit einem kleinem Biasstrom – z.B. 10uA und schließen Cf = 50fF 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 Cout/gm2 = 10ns erreichen) (Folie 40). Reduzieren wir Cf um Tau = 10ns wieder herzustellen.

Schließen wir dann Cout = 10pF an (Folie 41). Normalerweise ist gm2 noch nicht ausreichend - die Schaltung ist instabil. Skalieren wir jetzt die Kapazität Cf und alle Transistorbreiten, sowohl in der ersten Stufe als auch im Common Source Verstärker hoch bis wir eine stabile Sprungantwort mit Tfb=10ns bekommen (Folie 42).