Vorlesung 9

Differenzverstärker (2)

\*\*\*

Folie 2 und 3

In der Vorlesung 8 haben wir die Differenzverstärker beschrieben und ihre Differenz- oder Gleichtaktverstärkung ermittelt.

Wir haben die Verstärker in Operationsverstärker und in echte Differenzverstärker (fully-differential amplifiers) klassifiziert.

In dieser Vorlesung werden wir die Analyse der Differenzverstärker vertiefen

\*\*\*

Folien 4 und 5

Wir haben bis jetzt die AC-Übertragungsfunktionen basierend auf einer einfachen Schaltung hergeleitet – Folie 4.

Es ist eine Stromquelle angeschlossen an die Parallelschaltung von R und C. Der Widerstand und die Kapazität bilden einen Tiefpass mit der Impedanz:

Z = R || 1/sC = R/(1 + sRC) (1)

\*\*\*

Folie 6

Der einfache single-ended Spannungsverstärker hat einen ähnlichen Kleinsignalschaltplan. Dementsprechend ist sein Frequenzgang durch die folgende Funktion gegeben:

Vout = Iout \* Zout =

Iout \* Rout/( 1 + sRout Cout ) =

-gm \* Vin \* Rout/( 1 + sRout Cout )

Rout ist die Parallelschaltung von folgenden zwei Rds Widerständen:

Rout = rds\_load || rds\_nmos.

Wenn wir die Gleichung genauer betrachten sehen wir, dass die Ausgangsspannung aus zwei Komponenten besteht – dem Ausgangsstrom Iout = -gm\*Vin und der Ausgangsimpedanz Zout = Rout/( 1 + sRout Cout ).

Wenn wir uns den Verstärker als eine reelle Ersatzstromquelle (Norton‘sche Stromquelle) vorstellen – ist Iout der Strom der Ersatzstromquelle und Zout ihre Impedanz.

Die Schaltung von Folie 6 ist einfach – es ist offensichtlich, dass der Strom Iout gm \* Vin beträgt, da an Ausgang nur eine Stromquelle (gm \* Vin) angeschlossen ist.

\*\*\*

Folie 7

Wenn die Schaltungen komplizierter sind, ist es besser den Strom Iout und die Impedanz Zout mithilfe von zwei getrennten Schaltungen zu bestimmen.

Bei der Schaltung 1 für die Bestimmung von Iout verbinden wir den Ausgang mit Masse. Der Strom, der durch die Ausgangsleitung fließt, ist Iout.

Die Schaltung 2 verwenden wir um Zout zu bestimmen. Vin ist in dieser Schaltung aus.

\*\*\*

Folie 8 und 9

Diese Folie zeigt die Kapazitäten eines MOSFETS: Cgs, Cjd, Cjs...

Oft kann man mehrere Kapazitäten vernachlässigen oder zusammenführen. In unserem Fall sind Cgs und Cjs unwichtig da ihre Elektroden entweder konstante Potentiale haben oder zwischen Spannungsquellen stehen. Weiter ist Cjd in Parallel mit Cout. Die letztere dominiert.

Es gibt auch eine kleinere Kapazität Cdg (Überlappkapazität). Dieser Kondensator verbindet den Ausgang mit dem Eingang und kann eine Gegenkopplung erzeuguen. Wenn wir aber am Eingang eine Spannungsquelle mit kleinem Innenwiderstand haben, kommt es zur Gegenkopplung nicht.

\*\*\*

Folie 10

Folie 10 illustriert einen Effekt von Cdg.

Bestimmen wir den Strom Iout. Das entsprechende Ersatzschaltbild sehen wir auf der Folie.

Cdg erzeugt einen alternativen Strompfad vom Eingang zum Ausgang. Der Strom Iout besteht deswegen aus zwei Komponenten:

1. Ausgangsstrom erzeugt vom Transistor: IoutT = -gm Vin.
2. Ausgangsstrom durch den Cdg-Pfad: IoutC = + sCdg Vin.

Der Gesamtstrom ist:

Iout = IoutT + IoutC = (-gm + sCdg) Vin = -gm (1 – sCdg/gm) Vin.

\*\*\*

Folie 11

Die Ausgangsimpedanz wird mithilfe von Schaltung in Folie 11 gerechnet:

Es gilt

Zout = Rout /(1 + s (Rout \* Cout))

Rout = Rds\_in || Rds\_load

Cout = Cjd\_all + CL + Cdg

\*\*\*

Folie 12

Die Ausgangsspannung ist:

Iout \* Zout = -gm Rout (1 – s Cdg/gm) Vin /(1 + s Rout Cout)

Wir sehen, dass die Kapazität Cdg eine Nullstelle erzeugt. Ist diese Nullstelle wichtig? Normalerweise ist Cdg klein und gm groß, also die Nullstelle ist von Bedeutung nur bei sehr hohen Frequenzen wo s Cdg/gm ~ 1 ist. Wenn diese Frequenzen außerhalb der Bandbreite des Systems liegen, ist die Nullstelle unwichtig. Das ist normalerweise der Fall.

\*\*\*

Folien 14 und 15

Beachten wir dass die Nullstelle gm/Cdg mit negativen Vorzeichen kommt und eine Phasenverschiebung von -90 Grad erzeugt. Die Nullstelle kann also Stabilität des Verstärkers mit Gegenkopplung wie eine Polstelle negativ beeinflussen. Das ist in Folien 14 und 15 illustriert.

Für Stabilität ist es wichtig, dass die Frequenz der Nullstelle höher als die Crossover-Frequenz liegt (Folie 14).

Folie 15 zeigt das Bode-Plot einer instabilen Schaltung – die Nullstelle hat zu niedrige Frequenz.

\*\*\*

Folie 17

Ermitteln wir die AC-Übertragungsfunktion des Operationsverstärkers.

Wir haben in der Schaltung vier Transistoren. Wir werden für Bias von den Eingangstransistoren eine Ideale Stromquelle verwenden.

Jeder Transistor hat die folgende Kapazitäten Cgs, Cjd, Cjs (Folie 17 links). Cdg werden wir vernachlässigen.

Wir können die Schaltung vereinfachen indem wir die Kapazitäten zusammenführen – Folie 17 (rechts).

Kapazität Cs ist die Summe von zwei Cjs Kapazitäten und der Kapazität der Stromquelle.

Cs = Cjs\_1 + Cjs\_2 + C\_cs

Kapazität Cm ist

Cm = Cgs\_dio + Cgs\_load + Cjd\_dio + Cjd\_1

Die Ausgangskapazität ist

Cout = CL + Cjd\_load + Cjd\_2 ~ CL

CL ist die externe Ausgangskapazität.

\*\*\*

Folie 18

Berechnen wir zuerst den Norton-Strom Iout(s).

Wir können zuerst die folgende Gleichung aufschreiben:

Iout = I1\* - I2.

Strom I1\* ist die Kopie des Stromes I1 und wird vom Stromspiegel erzeugt.

\*\*\*

Folie 19

Um die Analyse zu vereinfachen werden wir die Schaltung auf Differenzpaar und Stromspiegel zerlegen.

Bei der Zerlegung ist der Punkt Vout in beiden Schaltungen Masse.

Bezüglich des Punktes V\_dio, wäre es korrekt 1) den Stromspiegel durch seine Eingangsimpedanz Zdio\_in zu ersetzen und 2) das Paar durch seine Ausgangsimpedanz Z1\_out und durch seinen Ausgangsstrom I1.

\*\*\*

Folie 20

Da Z1\_out >> Zdio\_in, können wir folgendes approximieren:

Differenzpaar-Schaltung

Zdio\_in = 0

Stromspiegel-Schaltung

Z1\_out = unendlich

\*\*\*

Folie 21

Berechnen wir die Ströme I1 und I2 unter Annahme, dass wir ein Differenzsignal und keine Gleichtaktspannung am Eingang haben.

Die Schaltung ist symmetrisch. Die Potentiale von symmetrischen Knoten müssen gleiche Beträge und verschiedene Vorzeichen haben.

Deshalb ist die AC-Spannung im Knoten V\_source gleich null.

Wir können die Schaltung auf zwei Hälften aufteilen und V\_source nach Masse anschließen.

In dem Fall sind die Kondensatoren Cgs und Cs unwichtig da sie zwischen konstanten Potentialen, bzw. an Spannungsquelle angeschlossen sind.

Es gilt:

I1 = gm Vd/2 und I2 = - Vd/2

\*\*\*

Folie 22

Der Stromspiegel kopiert den Strom I1 – beim Kopieren entsteht eine Zeitkonstante Cm/gm\_m (s. Vorlesung 6 - Stromspiegel).

I1\* = I1/(1 + s Cm/gm\_m)

Gm\_m ist die Transkonduktanz des Transistors Tdio.

Betrachten wir wieder die vollständige Schaltung:

Es gilt

Iout = I1\* - I2 = I1/(1 + s Cm/gm\_m) – I2 =

Gm Vd/2 (1/(1 + s Cm/gm\_m) + 1) =

Gm Vd (1 + s Cm/2\*gm\_m)/ (1 + s Cm/gm\_m)

Für niedrige und moderate Frequenzen können wir die Faktoren sCm/gm\_m vernachlässigen. Es gilt Iout = gm Vd.

Für sehr hohe Frequenzen, funktioniert der Stromspiegel nicht und nur -I2 erreicht den Ausgang. Deshalb ist Iout = gm Vd/2.

\*\*\*

Folie 23

Berechnen wir die Ausgangsimpedanz.

Die Kapazität im Knoten Vout ist:

Cout = CL + Cjd\_load + Cjd\_2 ~ CL

CL ist die externe Ausgangskapazität.

\*\*\*

Folie 24

In der Vorlesung 8 haben wir den Ausgangswiderstand berechnet:

Rout = rds\_load || rds2.

Die Ausgangsimpedanz ist:

Zout = Rout || 1/sCout = Rout/(1 + s Rout Cout)

\*\*\*

Folie 25

Die Differenzverstärkung bekommen wir aus der Formel:

Vout = Iout \* Zout =

Gm Rout Vd (1 + s Cm/2\*gm\_m)/( (1 + s Cm/gm\_m) (1 + s Rout Cout))

\*\*\*

Folie 26

Der Verstärker hat zwei Polstellen und eine Nullstelle. Die Polstelle 1/Rout Cout ist dominant – die entsprechende Zeitkonstante Rout Cout ist am größten.

Das Bode-Plot ist auf Folie 26 angezeigt.

\*\*\*

Folie 27

Vergleichen wir die Frequenzgänge vom Single-Ended Spannungsverstärker und vom Operationsverstärker:

Für den Single-Ended Verstärker hatten wir:

A = -gm Rout /(1 + s Rout Cout)

Für den Operationsverstärker:

Ad = -gm Rout /(1 + s Rout Cout) (1 + s Cm/2\*gm\_m)/(1 + s Cm/gm\_m)

Wenn wir die Zeitkonstanten Cm/gm vernachlässigen, sind die Übertragungsfunktionen gleich. Wir sehen aber auch, dass die Funktion vom Operationsverstärker komplizierter ist was die Stabilität bei hohen Bandbreiten (Cout klein) beeinflussen kann. Die folgenden Folien beschrieben die Stabilitätsbedingungen.

\*\*\*

Folie 29

Machen wir im Moment die Annahme, dass die Gleichtaktverstärkung null ist.

Nehmen wir an, wir machen aus dem Verstärker ein System mit Gegenkopplung. Wir könnten mit solch einem Operationsverstärker z.B. einen nichtinvertierenden Verstärker machen – Folie29. Die Stärke der Rückkopplung ist Beta = R1/(R1+R2) (s. Vorlesung 3).

\*\*\*

Folie 30

Falls R1 = unendlich ist, erhalten wir beta = 1.

\*\*\*

Folien 31-33

Folien 31 – 33 zeigen die Ersatzschaltbilder für die Berechnung von Schleifenverstärkung BetaA.

Zum Schluss (Folie 33) bekommen wir, dass das Bode Plot von betaA praktisch das gleiche ist wie das Bode Plot von Differenzverstärkung. (Beta = 1)

Die Schaltung von Folie 33 bekommen wir durch eine Vereinfachung: der Widerstand im Knoten Vsource (1/gm) ist viel kleiner als die kapazitive Impedanz 1/sCgs. Wir können deshalb die linke Kapazität Ggs vernachlässigen. Die Kapazität Cgs erzeugt eine weitere Polstelle 1/R2Cgs, die oft vernachlässigt wird.

Für die Stabilität ist es wichtig dass alle nicht-dominanten Polstellen rechts von Crossover-Frequenz OmegaG liegen.

OmegaG = Gm Rout/RoutCout = Gm/Cout

Also gm\_m/Cm > Gm/Cout

Und 1/R2Cgs > Gm/Cout

\*\*\*

Folie 34

Die erste Bedingung ist erfüllt wenn Cout > Cm. Um den Verstärker zu stabilisieren, brauchen also wir einen genügend großen Ausgangskondensator.

Cout > Gm Cm/gm\_m (1)

\*\*\*

Folie 35

Wenn alle nicht-dominanten Polstellen höher als OmegaG liegen, kann unser System durch das folgende System erster Ordnung approximiert werden:

Beta A ~ - Gm Rout/(1 + s Rout Cout)

Die Zeitkonstante mit Gegenkopplung ist dann näherungsweise

Tfb = Rout Cout / Gm Rout = Cout/Gm (2)

Wenn wir das Stabilitätskriterium (1) in (2) einsetzten, bekommen wir:

Tfb > Cm/gm\_m

Die Zeitkonstante des Spiegels begrenzt die Geschwindigkeit mit Gegenkopplung.

Weitere Folien zeigen verschiedene Operationsverstärker

\*\*\*

Folie 37

Den einfachen Operationsverstärker kann man als die Kombination von zwei einfachen Spannungsverstärkern (A und B) verstehen.

Ähnlich wie bei den Single-Ended Varianten, haben wir zwei Nachteile – 1) niedrige Spannungsverstärkung und 2) einen eingeschränkten Signalbereich am Ausgang.

Folie 38 illustriert das zweite Problem.

\*\*\*

Folie 38

Das niedrigste Potential am Eingang ist durch die Bedingung gegeben, dass der Transistor Tsource in Sättigung arbeitet. (Die Annahme ist Vin1 = Vin2)

Vinmin = Vdssat\_source + Vdssat\_in + Vth

Das höchste Potential am Eingang ist:

Vinmax ~ Vin1max = VDD – Vdssat\_dio

Für ein bestimmtes Eingangspotential Vin2, muss das Ausgangspotential im folgenden Bereich liegen:

Voutmin = Vin2 – Vth

Voutmax = VDD – Vdssat\_load

Diese Bedingungen stellen sicher, dass Tin und Tload in Sättigung sind.

\*\*\*

Folie 39

Um die Verstärkung zu erhöhen, können wir den Stromspiegel und die Eingangstransistoren „kaskodieren“. Der Verstärker ist in Folie 39 gezeigt. Wenn wir die schnellen Zeitkonstanten der Kaskoden vernachlässigen, ist der Ausgangsstrom Iout gleich wie beim einfachen Operationsverstärker.

Es gilt auch:

Rout = rds\_load gm\_cp rds\_cp || rds2 gm\_cn rds\_cn.

Cout ~ CL.

Auf diese Weise erhöhen wir die DC Verstärkung um mindestens Faktor 10.

\*\*\*

Folie 40

Bei dem Verstärker mit Kakoden sind die „Dynamikbereiche“ am Eingang und Ausgang noch kleiner als beim einfachen Verstärker ohne Kaskoden.

Vinmin = Vdssat\_source + Vdssat\_in + Vth

Vinmax = Vcasc – Vdssat\_nc

Für den Ausgang gilt:

Voutmin = Vcasc – Vth ~ Vinmax

Voutmax = VDD – Vdssat\_load – Vdssat\_cp

\*\*\*

Folie 41

Wir haben in Vorlesung 7 gesehen, dass der single-ended Verstärker mit gefalteter Kaskode einen großen Signalbereich hatte.

Wir können auch einen Operationsverstärker mit gefalteten Kaskoden realisieren.

Dieser Verstärker ist auf Folie 41 dargestellt. Neben den Haupt-Kaskoden (Tcp), haben wir auch die Kaskoden Tcn für den NMOS Stromspiegel.

Die Verstärkung ist durch die gleichen Formeln gegeben wie beim Verstärker mit direkten Kaskoden.

\*\*\*

Folie 42

Dynamikbereich

Für die Spannung am Eingang gilt:

Vinmin = Vdssat\_source + Vdssat\_in + Vth

Vinmax = VDD – Vdssat\_bias + Vth ~ VDD

Ausgangsspannung:

Voutmin = Vdssat\_load + Vdssat\_cn

Voutmax = VDD – Vdssat\_cp - Vdssat\_bias.

Dieser Verstärker hat einen relativ großen Signalbereich und eine gute Verstärkung. Die Schaltung wird oft benutzt.

\*\*\*

Folie 43

Bemerken wir, dass die Transistoren Tbias als Stromquellen arbeiten.

\*\*\*

Folie 44

Folie 44 zeigt eine Variante des Verstärkers mit gefalteter Kaskode. Der Stromspiegel wird mit PMOS Transistoren realisiert. Die Knoten zwischen den Kaskoden TCP und den Haupttransistoren des Spiegels (Tdio und Tload) werden als zusätzliche Stromeingänge benutzt. Der Eingangsstrom des Spiegels ist die Summe I0 + I1. Strom I2 wird vom Ausgangsstrom des Spiegels abgezogen.

Der Ausgangsstrom ist: Iout = i1 – i2, also gleich wie bei der Variante von Folien 42 und 43.

\*\*\*

Folie 45

Zum Schluss zeigen wir einen oft benutzten Operationsverstärker. Dieser Verstärker hat keine Kaskoden. Das ist ein Vorteil da wir keine Vcasc Spannungen erzeugen müssen.

\*\*\*

Folie 46

Ein weiterer Vorteil ist der große Dynamikbereich am Ausgang. Solche Eigenschaft wird als Rail to Rail Ausgang bezeichnet.

Es gilt:

Voutmin = Vdssat\_nload

Voutmax = Vdssat\_pload

Der Verstärker hat ähnliche Spannungsverstärkung wir der einfache Operationsverstärker. Es taucht auch eine weitere Polstelle gm\_p/Cm\_p auf. Diese Polstelle kann zur Instabilität führen. Folgende Bedingung muss für die Stabilität erfüllt werden:

Cout > Gm Cm\_p/gm\_p