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:

$$Z = R \parallel 1/sC = R/(1 + sRC) \quad (1)$$

Folie 6

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

$$V_{out} = i_{out} * Z_{out} =$$

$$i_{out} * R_{out} / (1 + sR_{out} C_{out}) =$$

$$-g_m * V_{in} * R_{out} / (1 + sR_{out} C_{out})$$

R_{out} ist die Parallelschaltung von folgenden zwei R_{ds} Widerständen:

$$R_{out} = r_{ds_load} \parallel r_{ds_nmos}.$$

Wenn wir die Gleichung genauer betrachten sehen wir, dass die Ausgangsspannung aus zwei Komponenten besteht – dem Ausgangsstrom $i_{out} = -g_m \cdot V_{in}$ und der Ausgangsimpedanz $Z_{out} = R_{out} / (1 + sR_{out} C_{out})$.

Wenn wir uns den Verstärker als eine reelle Ersatzstromquelle (Norton'sche Stromquelle) vorstellen – ist i_{out} der Strom der Ersatzstromquelle und Z_{out} ihre Impedanz.

Die Schaltung von Folie 6 ist einfach – es ist offensichtlich, dass der Strom $i_{out} = g_m \cdot V_{in}$ beträgt, da an Ausgang nur eine Stromquelle ($g_m \cdot V_{in}$) angeschlossen ist.

Folie 7

Wenn die Schaltungen komplizierter sind, ist es besser den Strom i_{out} und die Impedanz Z_{out} mithilfe von zwei getrennten Schaltungen zu bestimmen.

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

Die Schaltung 2 verwenden wir um Z_{out} zu bestimmen. V_{in} ist in dieser Schaltung aus.

Folie 8 und 9

Diese Folie zeigt die Kapazitäten eines MOSFETS: C_{gs} , C_{jd} , C_{js} ...

Oft kann man mehrere Kapazitäten vernachlässigen oder zusammenführen. In unserem Fall sind C_{gs} und C_{js} unwichtig da ihre Elektroden entweder konstante Potentiale haben oder zwischen Spannungsquellen stehen. Weiter ist C_{jd} in Parallel mit C_{out} . Die letztere dominiert.

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

Folie 10

Folie 10 illustriert einen Effekt von C_{dg} .

Bestimmen wir den Strom I_{out} . Das entsprechende Ersatzschaltbild sehen wir auf der Folie.

C_{dg} erzeugt einen alternativen Strompfad vom Eingang zum Ausgang. Der Strom I_{out} besteht deswegen aus zwei Komponenten:

- 1) Ausgangsstrom erzeugt vom Transistor: $I_{outT} = -g_m V_{in}$.
- 2) Ausgangsstrom durch den C_{dg} -Pfad: $I_{outC} = +sC_{dg} V_{in}$.

Der Gesamtstrom ist:

$$I_{out} = I_{outT} + I_{outC} = (-g_m + sC_{dg}) V_{in} = -g_m (1 - sC_{dg}/g_m) V_{in}.$$

Folie 11

Die Ausgangsimpedanz wird mithilfe von Schaltung in Folie 11 gerechnet:

Es gilt

$$Z_{out} = R_{out} / (1 + s (R_{out} * C_{out}))$$

$$R_{out} = R_{ds_in} || R_{ds_load}$$

$$C_{out} = C_{jd_all} + C_L + C_{dg}$$

Folie 12

Die Ausgangsspannung ist:

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

Wir sehen, dass die Kapazität C_{dg} eine Nullstelle erzeugt. Ist diese Nullstelle wichtig? Normalerweise ist C_{dg} klein und g_m groß, also die Nullstelle ist von Bedeutung nur bei sehr hohen Frequenzen wo $s C_{dg}/g_m \sim 1$ 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

$$C_{out} = C_L + C_{jd_load} + C_{jd_2} \sim C_L$$

C_L ist die externe Ausgangskapazität.

Folie 18

Berechnen wir zuerst den Norton-Strom $I_{out}(s)$.

Wir können zuerst die folgende Gleichung aufschreiben:

$$I_{out} = I_1^* - I_2.$$

Strom I_1^* ist die Kopie des Stromes I_1 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 V_{out} in beiden Schaltungen Masse.

Bezüglich des Punktes V_{dio} , wäre es korrekt 1) den Stromspiegel durch seine Eingangsimpedanz Z_{dio_in} zu ersetzen und 2) das Paar durch seine Ausgangsimpedanz Z_{1_out} und durch seinen Ausgangsstrom I_1 .

Folie 20

Da $Z_{1_out} \gg Z_{dio_in}$, können wir folgendes approximieren:

Differenzpaar-Schaltung

$$Z_{dio_in} = 0$$

Stromspiegel-Schaltung

$$Z_{1_out} = \text{unendlich}$$

Folie 21

Berechnen wir die Ströme I_1 und I_2 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 C_{gs} und C_s unwichtig da sie zwischen konstanten Potentialen, bzw. an Spannungsquelle angeschlossen sind.

Es gilt:

$$I_1 = g_m V_d/2 \text{ und } I_2 = -V_d/2$$

Folie 22

Der Stromspiegel kopiert den Strom I_1 – beim Kopieren entsteht eine Zeitkonstante C_m/g_{m_m} (s. Vorlesung 6 - Stromspiegel).

$$I_1^* = I_1/(1 + s C_m/g_{m_m})$$

G_{m_m} ist die Transkonduktanz des Transistors T_{dio} .

Betrachten wir wieder die vollständige Schaltung:

Es gilt

$$I_{out} = I_1^* - I_2 = I_1/(1 + s C_m/g_{m_m}) - I_2 =$$

$$G_m V_d/2 (1/(1 + s C_m/g_{m_m}) + 1) =$$

$$G_m V_d (1 + s C_m/2^* g_{m_m}) / (1 + s C_m/g_{m_m})$$

Für niedrige und moderate Frequenzen können wir die Faktoren sC_m/g_{m_m} vernachlässigen. Es gilt $I_{out} = g_m V_d$.

Für sehr hohe Frequenzen, funktioniert der Stromspiegel nicht und nur $-I_2$ erreicht den Ausgang. Deshalb ist $i_{out} = g_m V_d/2$.

Folie 23

Berechnen wir die Ausgangsimpedanz.

Die Kapazität im Knoten V_{out} ist:

$$C_{out} = C_L + C_{jd_load} + C_{jd_2} \sim C_L$$

C_L ist die externe Ausgangskapazität.

Folie 24

In der Vorlesung 8 haben wir den Ausgangswiderstand berechnet:

$$R_{out} = r_{ds_load} \parallel r_{ds2}$$

Die Ausgangsimpedanz ist:

$$Z_{out} = R_{out} \parallel 1/sC_{out} = R_{out}/(1 + s R_{out} C_{out})$$

Folie 25

Die Differenzverstärkung bekommen wir aus der Formel:

$$V_{out} = i_{out} * Z_{out} =$$

$$g_m R_{out} V_d (1 + s C_m/2 * g_{m_m}) / ((1 + s C_m/g_{m_m}) (1 + s R_{out} C_{out}))$$

Folie 26

Der Verstärker hat zwei Polstellen und eine Nullstelle. Die Polstelle $1/R_{out} C_{out}$ ist dominant – die entsprechende Zeitkonstante $R_{out} C_{out}$ 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:

$$A = -g_m R_{out} / (1 + s R_{out} C_{out})$$

Für den Operationsverstärker:

$$A_d = -g_m R_{out} / (1 + s R_{out} C_{out}) (1 + s C_m / 2 * g_{m_m}) / (1 + s C_m / g_{m_m})$$

Wenn wir die Zeitkonstanten C_m/g_m vernachlässigen, sind die Übertragungsfunktionen gleich. Wir sehen aber auch, dass die Funktion vom Operationsverstärker komplizierter ist was die Stabilität bei hohen Bandbreiten (C_{out} klein) beeinflussen kann. Die folgenden Folien beschreiben 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 – Folie 29. Die Stärke der Rückkopplung ist $\beta = R_1 / (R_1 + R_2)$ (s. Vorlesung 3).

Folie 30

Falls $R_1 = \infty$ ist, erhalten wir $\beta = 1$.

Folien 31-33

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

Zum Schluss (Folie 33) bekommen wir, dass das Bode Plot von β_A 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 V_{source} ($1/g_m$) ist viel kleiner als die kapazitive Impedanz $1/sC_{gs}$. Wir können deshalb die linke Kapazität C_{gs} vernachlässigen. Die Kapazität C_{gs} erzeugt eine weitere Polstelle $1/R_2C_{gs}$, die oft vernachlässigt wird.

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

$$\omega_G = G_m R_{out}/R_{out}C_{out} = G_m/C_{out}$$

$$\text{Also } g_{m_m}/C_m > G_m/C_{out}$$

$$\text{Und } 1/R_2C_{gs} > G_m/C_{out}$$

Folie 34

Die erste Bedingung ist erfüllt wenn $C_{out} > C_m$. Um den Verstärker zu stabilisieren, brauchen also wir einen genügend großen Ausgangskondensator.

$$C_{out} > G_m C_m/g_{m_m} \quad (1)$$

Folie 35

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

$$\beta_A \sim - G_m R_{out}/(1 + s R_{out} C_{out})$$

Die Zeitkonstante mit Gegenkopplung ist dann näherungsweise

$$T_{fb} = R_{out} C_{out} / G_m R_{out} = C_{out}/G_m \quad (2)$$

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

$T_{fb} > C_m/gm_m$

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 T_{source} in Sättigung arbeitet. (Die Annahme ist $V_{in1} = V_{in2}$)

$$V_{inmin} = V_{dssat_source} + V_{dssat_in} + V_{th}$$

Das höchste Potential am Eingang ist:

$$V_{inmax} \sim V_{in1max} = VDD - V_{dssat_dio}$$

Für ein bestimmtes Eingangspotential V_{in2} , muss das Ausgangspotential im folgenden Bereich liegen:

$$V_{outmin} = V_{in2} - V_{th}$$

$$V_{outmax} = VDD - V_{dssat_load}$$

Diese Bedingungen stellen sicher, dass T_{in} und T_{load} 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 I_{out} gleich wie beim einfachen Operationsverstärker.

Es gilt auch:

$$R_{out} = r_{ds_load} \parallel g_{m_cp} r_{ds_cp} \parallel r_{ds2} \parallel g_{m_cn} r_{ds_cn}.$$

$$C_{out} \sim CL.$$

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

Folie 40

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

$$V_{inmin} = V_{dssat_source} + V_{dssat_in} + V_{th}$$

$$V_{inmax} = V_{casc} - V_{dssat_nc}$$

Für den Ausgang gilt:

$$V_{outmin} = V_{casc} - V_{th} \sim V_{inmax}$$

$$V_{outmax} = V_{DD} - V_{dssat_load} - V_{dssat_cp}$$

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 (T_{cp}), haben wir auch die Kaskoden T_{cn} 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:

$$V_{inmin} = V_{dssat_source} + V_{dssat_in} + V_{th}$$

$$V_{inmax} = V_{DD} - V_{dssat_bias} + V_{th} \sim V_{DD}$$

Ausgangsspannung:

$$V_{outmin} = V_{dssat_load} + V_{dssat_cn}$$

$$V_{outmax} = V_{DD} - V_{dssat_cp} - V_{dssat_bias}.$$

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

Folie 43

Bemerken wir, dass die Transistoren T_{bias} 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 T_{CP} und den Haupttransistoren des Spiegels (T_{dio} und T_{load}) werden als zusätzliche Stromeingänge benutzt. Der Eingangsstrom des Spiegels ist die Summe $I_0 + I_1$. Strom I_2 wird vom Ausgangsstrom des Spiegels abgezogen.

Der Ausgangsstrom ist: $I_{out} = I_1 - I_2$, 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 V_{casc} 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:

$$V_{outmin} = V_{dssat_nload}$$

$$V_{outmax} = V_{dssat_pload}$$

Der Verstärker hat ähnliche Spannungsverstärkung wie der einfache Operationsverstärker. Es taucht auch eine weitere Polstelle g_{m_p}/C_{m_p} auf. Diese Polstelle kann zur Instabilität führen. Folgende Bedingung muss für die Stabilität erfüllt werden:

$$C_{out} > G_m C_{m_p}/g_{m_p}$$