Vorlesung 6

Das Thema dieser Vorlesung sind einige grundlegende Schaltungen

Die Schaltungen werden im Großsignal- und Kleinsignal- DC-, - und AC-Domain analysiert.

Folie 2

Diode-Connected Mosfet.

MOSFET bei dem Drain und Gate kurz geschlossen sind nennen wir Diode-Connected Mosfet.

Nehmen wir an, wir haben eine Signal-Stromquelle an den Diode-Connected Mosfet angeschlossen.

Falls der I_{ds} Strom zu klein ist um den Eingangsstrom aufzunehmen, fließt ein Teil des Eingangsstromes in die Gate Kapazität, V_{gs} steigt bis $I_{ds} = I_{signal}$.

Diode-Connected MOSFET ist immer in Sättigung. Die Bedingung für Sättigung $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$ ist automatisch erfüllt wenn Drain und Source kurzgeschlossen sind.

Großsignalanalyse:

Diode-Connected Mosfet (DC-Mosfet) hat eine Dioden-Ähnliche Kennlinie.

Formel: $I = \frac{1}{2} \mu C_{ox} W/L (V - V_{th})^2$

Folie 3

Es gibt zwei Varianten vom DC-Mosfet:

Signalstrom kann entweder an Drain/Gate oder an Source angeschlossen werden

R_{in}/R_{out} :

Eingangswiderstand ist $1/g_m$

Zin/Zout:

Eingangskapazität ist $C_{gs} \sim C_{ox} \cdot \frac{2}{3} \cdot WL$

Folie 4

AC-Verhalten:

AC Kennlinie:

$$v(s)/i(s) = 1/g_m / (1 + C_{gs}/g_m)$$

Die Polestelle ist $-C_{gs}/g_m$. Da C_{gs} klein und g_m groß ist, ist die dominante Zeitkonstante $T = C_{gs}/g_m$ sehr klein, bzw. Bandbreite hoch.

Folie 5

Folie 5 zeigt die Pmos- und Nmos-Varianten der Schaltung.

Folie 6

Spannungsgesteuerte Stromquelle (U-I-Wandler)

Signalspannung ist am Gate.

Drain wird an Bias-Spannung angeschlossen um Sättigung des Transistors zu erreichen. (Bedingung $V_{ds} > V_{dssat} = V_{gs} - V_{th}$)

Ausgangswiderstand ist r_{ds} . Ausgangskapazität ist c_{jd}

Eingangskapazität ist C_{gs} .

Folie 7

Konstante Stromquelle

Ein Konstante Stromquelle bekommen wir wenn wir zwischen Gate und Source eine konstante Spannungsquelle anschließen.

Folie 8

Source von Nmos Stromquelle ist normalerweise an Masse (GND) oder eine negative Versorgungsspannung angeschlossen.

Beim Pmos, ist Source an positive Versorgungsspannung angeschlossen.

Beachten wir: nur ein Kontakt der Stromquelle hat „freies“ Potential, wir dürfen nur das Drain-Potential ändern ohne den Strom zu beeinflussen.

Nmos wirkt wie eine Stromsenke. Pmos Strom fließt aus VDD.

Folie 9

Stromspiegel

Konstante Stromquellen sind wichtige Bauteile. Verwendung: Bias- oder Load-Elemente, DACs.

Wie wird die geeignete Gate-Source Spannung für eine konstante Stromquelle am besten erzeugt?

Ziel: der Strom soll temperaturstabil sein.

Die einfachste Möglichkeit wäre es einen Spannungsteiler zu verwenden, wie die Folie zeigt. Nachteil: V_{gs} wäre von der Versorgungsspannung und den R-Werten abhängig.

Beachten wir auch: auch wenn V_{gs} konstant wäre, wäre der Drain-Strom temperaturinstabil da er von V_{th} abhängt.

Folie 10

Eine bessere Möglichkeit ist es eine Schaltung zu bauen die einen temperaturstabilen Referenzstrom erzeugt. Dieser Strom kann bei Bedarf kopiert werden.

Folie 11

Erinnern wir uns, dass eine Mosfet-Stromquelle aus Vgs Spannung einen Strom erzeugt: Es gilt in allgemeiner Form: $I_{ds} = f(V_{gs})$

Wir brauchen also eine Schaltung, die aus dem Referenzstrom (I_{ref}) eine passende Vgs Spannung erzeugt, so dass $I_{ds} = I_{ref}$ gilt. Dementsprechend: $V_{gs} = f^{-1}(I_{ref})$. Ein Diode-Connected-Mosfet hat genau solche Kennlinie.

Folie 12

Für Diode-Connected Mosfet gilt:

$$I_{in} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} W/L_{dio} (V_{gs} - V_{th})^2.$$

Für die Stromquelle Tout:

$$I_{out} = \frac{1}{2} \mu C_{ox} W/L_{out} (V_{gs} - V_{th})^2.$$

Daraus folgt:

$$I_{out} = W/L_{out} / W/L_{dio} I_{ref}$$

Wenn die Transistoren identische Dimensionen haben, sind auch die Ströme gleich. (Wir vernachlässigen hier die Ausgangswiderstände R_{ds})

Ein Stromspiegel ist die Kombination vom Diode Connected Mosfet und einer Stromquelle.

Folie 13

Ein Stromspiegel ist mehr als eine Möglichkeit die Referenzströme zu verteilen. Statt I_{ref} können wir auch einen Signalstrom I_{in} verwenden. In dem Fall haben wir einen aktiven Stromspiegel.

Wichtig ist, dass beide Transistoren in Sättigung arbeiten.

Diode ist immer in Sättigung, die Stromquelle I_{out} ist in Sättigung nur für ausreichende V_{ds} Spannung: $V_{ds} > V_{dssat}$.

Oft ist das Größenverhältnis von Transistoren 1:n oder n:1. So erreicht man eine Stromverstärkung oder eine Stromteilung.

Die AC Kennlinie des Stromspiegels ist:

$$I_{out}/I_{in} = n/(1 + n+1 C_{gs}/g_m)$$

Die Bandbreite ist für höhere Verstärkung niedriger.

Folie 14

R_{in} ist $1/g_m$, R_{out} ist r_{ds} .

Stromspiegel sind schnelle Stromverstärker. Ein Beispiel für die Verwendung eines Stromspiegels als Verstärker sehen wir in der Folie 14. Eine Stromquelle befindet sich am Eingang des Spiegels, der Ausgang ist an Widerstand angeschlossen.

Folie 15

Pmos Stromspiegel ist normalerweise mit Sourcen an VDD (positive Spannungsversorgung) angeschlossen

Nmos Sourcen sind normalerweise an GND angeschlossen

Folie 16

Diskutieren wir den Einfluss von R_{ds} auf die Übertragungsfunktion.

Die Widerstände R_{ds}/R_{out} führen zum Fehler beim Strom-Kopieren und der Strom-Multiplikation wenn V_{dsout} ungleich V_{dsin} ist.

Wenn die Drain-Source Spannungen von Transistoren T_{d1} und T_{d2} ungleich sind, stehen I_{in} und I_{out} nicht im gleichen Verhältnis wie die W/L -s der Transistoren da Teile der Ströme durch R_{ds} fließen.

Folie 17

Wie kann man einen Stromspiegel in Hinsicht auf dieses Problem verbessern?
Erinnern wir uns, dass R_{ds} besser wird (höher wird) wenn die Transistoren verlängert werden. Lange Transistoren sind für Stromspiegel geeignet.

Es gibt hier ein Problem: Wenn wir L verlängern, steigt bei einem konstanten Strom auch V_{gs} und dementsprechend auch V_{dssat} . Die Bedingung $V_{out} > V_{dssat}$ ist „schwieriger“ zu erfüllen und wir haben den Bereich für die Ausgangsspannung eingeschränkt.

Es gibt Kompromisse zwischen der Verstärkung, der Geschwindigkeit, der Linearität (Abwesenheit von signalabhängigen Fehlern), und dem möglichen Signalbereich.

Folie 18

Kaskode

Kaskode ist ein Impedanzwandler. In erster Näherung leitet eine Kaskode den Eingangsstrom (den Signalstrom) ohne Änderung durch ($I_{out} = I_{in}$).

R_{in} ist $1/g_m$. R_{out} ist groß.

Folie 18 und 19

Wie groß ist r_{out} ?

Es ist grösser als r_{ds} , die genaue Herleitung (Folie 19) zeigt: $R_{out} = g_{m,casc} r_{dscasc} * r_{dssig}$

Kaskodeen wird in Verstärkern oft benutzt, s. Vorlesung 7.

Folie 20

Kaskode hat eine ähnliche Funktion wie ein Stromspiegel: Es gibt einen Stromeingang, einen Stromausgang, r_{in} ist klein, r_{out} ist groß.

Hauptunterschied: eine Kaskode wechselt den Stromrichtung ein Stromspiegel nicht, wie die Folie zeigt.

Folie 21

Gain Stage, Eingangsstufe

Die Eingangsstufe oder Verstärkerstufe bekommen wir am einfachsten wenn wir einen Widerstand R_{load} an ein U-I Wandler anschließen. Der Widerstand hat zwei Aufgaben – erstens den Tin zu biasen und einen richtigen DC Arbeitspunkt herzustellen, zweitens den Ausgangsstrom in eine Spannung umzuwandeln.

Bei den Verstärkern werden normalerweise getrennt Groß- und Kleinsignalanalyse durchgeführt.

Die Kleinsignalanalyse ist normalerweise einfacher. Deshalb machen wir die Kleinsignalanalyse auch in Kombination mit Kapazitäten (AC Analyse). Diese werden in der Großsignalanalyse vernachlässigt.

Die Großsignalanalyse können wir mathematisch (mit Hilfe von Gleichungen) oder graphisch (mit Hilfe von Kennlinien) machen.

Im Grunde, unterscheiden wir die Bereiche wo der Eingangstransistor Sperrt (A) ($V_{gs} = V_{in} \ll V_{th}$) (wir vernachlässigen die schwache Inversion), wo der Transistor in Sättigung ist (B) ($V_{ds} = V_{out} > V_{gs} - V_{th} = V_{dssat}$) und den Bereich wo der Transistor im Trioden-Bereich ist ($V_{out} < V_{dssat}$). Nur im Bereich B ist die Verstärkung hoch.

Folie 22

Für den Bereich B können wir die Kleinsignalschaltung herleiten und zeichnen.
Die Verstärkung ist einfach zu rechnen:

$$A = v_{out}/v_{in} = -g_m (r_{ds} \parallel R_{load}).$$

Nehmen wir an, dass R_{load} von r_{ds} viel kleiner ist. Die Verstärkung wäre dann

$$A \sim -g_m R_{load}.$$

Folie 23

Um die Verstärkung zu maximieren brauchen wir hohe g_m und R_{load} .

Der Nachteil des Verstärkers mit einem Widerstand ist es, dass man nicht sowohl g_m als auch R_{load} vergrößern kann.

Betrachten wir die Kennlinien: Auf dem gleichen Plot sehen wir die I_{ds} - V_{ds} Kennlinie des Transistors und die entsprechende Kennlinie des Widerstands. Die Ausgangsspannung bestimmen wir als der Schnittpunkt von Transistor- und Widerstandskennlinien. Falls die Eingangsspannung steigt, bewegt sich die Transistorkennlinie nach oben und die Ausgangsspannung von der positiven Versorgung V_{DD} nach links.

Wenn der Widerstand groß ist, ist seine Kennlinie nah an X-Achse. Der Transistorstrom ist immer klein. Ein kleiner Strom bedeutet auch kleine Transkonduktanz.

Wählen wir jetzt den Widerstand klein, dann steigt die Kennlinie schnell. Der Transistorstrom ist höher, sowie auch die Transkonduktanz. Allerdings, wegen dem kleinen R , ist auch die Verstärkung klein.

Der Widerstand hat keine geeignete Kennlinie.

Eine Kennlinie die relativ schnell steigt und dann im großen Bereich waagrecht verläuft wäre am besser. Wir brauchen also eine gespiegelte NMOS Kennlinie. P-Kanal Transistor (PMOS) hat genau solche Kennlinie.

Folie 24

Einen besseren Spannungsverstärker machen wir, indem wir den Widerstand durch eine PMOS Stromquelle ersetzen. Wir zeichnen auch die Bias-schaltung für die Stromquelle in Form vom Diode-Connected Transistor und einer Referenz-Quelle. *Der Widerstand wird durch einen Stromspiegel und eine Referenz ersetzt.*

Aus den Kennlinien vom T_{in} und T_{load} können wir eine V_{out}/V_{in} Kennlinie wie in Folie 24 erwarten. Die Verstärkung ist hoch nur im Bereich wo beide Transistoren T_{in} und T_{out} in Sättigung sind. Wir sehen dass der DC Strom in dem Bereich relativ hoch ist, wir können also auch einen hohen Transkonduktanz erwarten.

Folie 25

Das Klansignalmodell der Schaltung, für beide Transistoren in Sättigung, sehen wir in Folie 25. Die Spannungsverstärkung ist:

$$A = -g_m r_{dsin} \parallel r_{dsload}.$$

Der Ausgangswiderstand ist $R_{out} = r_{dsin} \parallel r_{dsload}$. Die Eingangskapazität ist $C_{gs} = C_{ox} \cdot L \cdot W \cdot 2/3$.

Im Fall, dass wir eine externe Ausgangskapazität C_{out} haben, lautet die AC Kennlinie:

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

$$R_{out} = r_{dsin} \parallel r_{dsload}.$$

Folie 26

Solch ein Verstärker wird fast immer nur mit Rückkopplung verwendet. Wir hatten in Vorlesung 2 das Ergebnis, dass die Zeitkonstante mit Rückkopplung etwa um βA niedriger ist als ohne RK. Wenn wir annehmen:

$A_{in} = 1$ und $A_{ol}(s) = -g_m R_{out}/(1 + s R_{out} \cdot C_{out})$ bekommen wir für die Zeitkonstante mit Gegenkopplung:

$T_{fb} = R_{out} * C_{out} / \beta g_m$ $R_{out} = C_{out} / \beta g_m$.

Die Zeitkonstante ist von R_{out} unabhängig.

Erinnern wir uns auch: Für eine gute Linearität, muss man $A_{ol} = g_m R_{out}$ maximieren. Nur dann ist A_{fb} von Prozess- und temperaturabhängigen Parameter wie g_m und r_{ds} unabhängig.

Folie 27

Die Verstärkung ist offensichtlich nur in einem schmalen Eingangssignalsbereich hoch. Der Verstärker braucht Gegenkopplung um zu gewährleisten, dass die Eingangsspannung immer richtig ist.

Besprechen wir eine solche Rückkopplung. Nehmen wir an, wir möchten die Verstärkung von 10. In der Übung 1 hatten wir die Rückkopplung mit Widerständen wie in Folie 27. Der Unterschied ist es, die Übung wurde mit idealen Komponenten gemacht - jetzt haben wir eine realistische nichtlineare Schaltung.

Wenn wir die gleiche Rückkopplung für den Spannungsverstärker verwenden - bekommen wir zumindest für AC Signale (Kleinsignalmodell) die identische Schaltung wie in der Übung (bis auf den Unterschied, dass der Verstärker eine Stromquelle ist, in der Übung war es eine Spannungsquelle)

Folie 28

Wenn wir aber DC Analyse machen, sehen wir, dass solche auf Widerständen basierende Rückkopplung zum falschen Arbeitspunkt führen kann. Die Spannung am Ausgang ist oft zu hoch die Kennlinien zeigen.

Warum?

Unsere erste Annahme ist, dass beide Transistoren I_{load} und I_{in} in Sättigung sind. Verwenden wir, um die Analyse zu vereinfachen, ein einfaches $I_{ds} = f(V_{gs})$ Model. Für $I_{ds} > 0$ gilt: $V_{gs} = 0.5V (=V_{th})$.

Unter Annahme dass alle Transistoren in Sättigung sind, hätten wir: $V_{in} = 0.5V$. V_{out} ist dann $10 \cdot V_{th} = 5V$. Oft ist die Versorgungsspannung kleiner als $5V$, also I_{load} wäre dann nicht in Sättigung.

Eine DC Rückkopplung in der Form $V_{in} = V_{out}$ wäre deutlich besser, in dem Fall wäre V_{out} nicht so stark von V_{th} abhängig.

Folie 29

Die Schaltung von Folie 29 wird oft als Alternative zur Schaltung aus der Übung 1 verwendet. Wir nehmen an, dass der Widerstand R_{fb} sehr groß ist. ($R_{fb} \sim 1G\Omega$)

Folie 30

Für AC Signale bleiben nur C_{in} und C_{fb} , weil R_{fb} sehr groß ist und dessen Strom im AC-Fall verschwindend ist. Es gelten ähnliche Formeln wie in der Übungsschaltung. Im Prinzip soll man R_{in} durch $1/i \text{ Omega } C_{in}$ und R_{fb} durch $1/i \text{ Omega } C_{fb}$ ersetzen. Für die Verstärkung $\beta A \gg 1$ hatten wir $A_{fb} = -R_{fb}/R_{in}$. Dementsprechend gilt: $A_{fb} = -C_{in}/C_{fb}$. Man kann zeigen, dass die Stabilität der Schaltung mit Kondensatoren besser ist als im Fall von Widerständen.

Folie 31

Für DC Signalen bleibt nur der Widerstand. Es gilt $V_{in} = V_{out}$. ($I_{gs} = 0!$)