

nMOSFET och analoga kretsar

Erik Lind

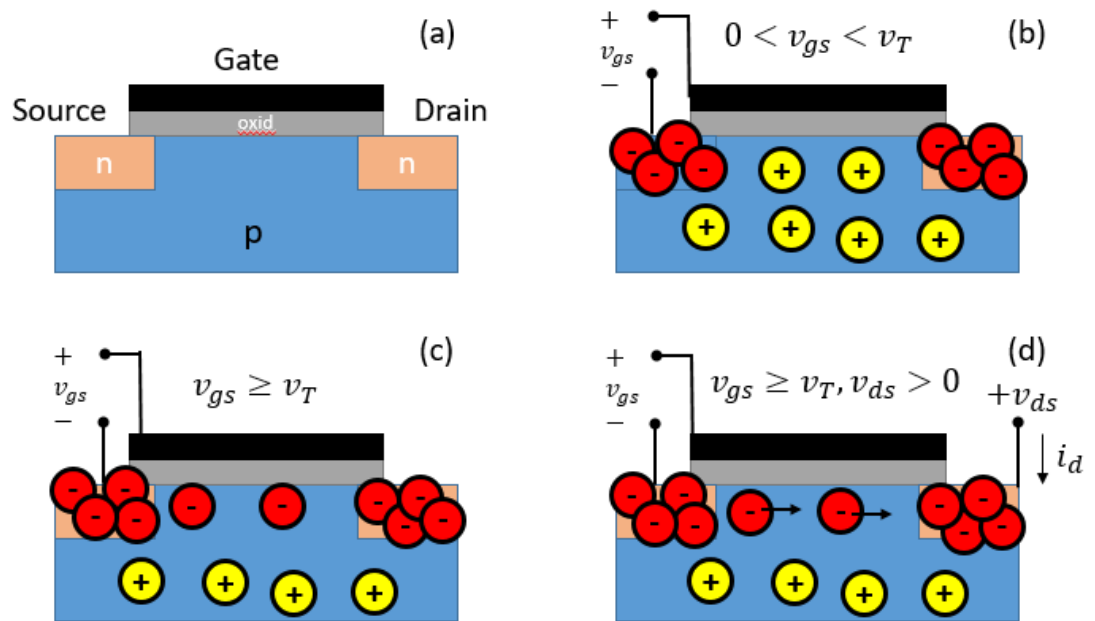
22 november 2018

1 MOSFET - Struktur och Funktion

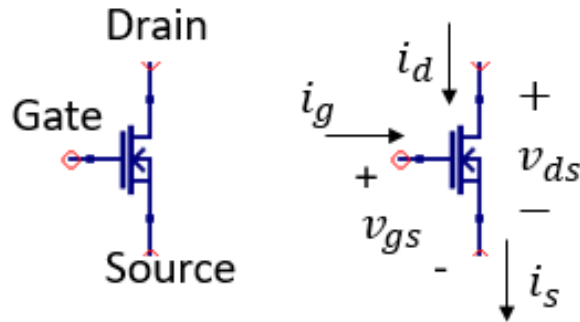
Strukturen för en nMOSFET (vanligtvis bara nMOS) visas i fig. 1(a). Transistorn består av ett p-dopat substrat och två n-dopade regioner kallade source och drain. Gate-elektroden är isolerad geniet mot substratet med en isolerande oxid. Gate-metall, isolator och p-typ halvledare bildar en struktur som liknar den vanliga plattkondensatorn. Om vi biaserar gate-elektroden gentemot source-kontakten ($v_{gs} = v_g - v_s$) minskar vi först mängden hål under gate:en, vilket illustreras i fig. 1(b). Det kan inte flyta någon (större) ström mellan source och drain, då n-p-n strukturen motsvarar två dioder kopplade i motsatt riktning. När v_{gs} når tröskelspänningen v_T börjar vi ackumulera elektroner under gate-elektroden -vi har nu skapat en ledande kanal av elektroner från source till drain, vilket illustreras i fig. 1(c). Läger vi sedan på en spänning $v_{ds} > 0$ på drainelektroden kan det nu flyta en ström från drain till source, vilket visas i fig. 1(d). Generellt får vi, för $v_{ds} > 0$ att $i_{ds} \approx 0$ då $v_{gs} < v_T$, dvs transistorn leder i princip ingen ström. Då v_{gs} ökar ökar mängden elektroner, vilket gör att ledningsförmågan ökar. Vi förväntar oss då att i_{ds} kommer att öka med v_{gs} . För små spänningar på v_{ds} ($\approx v_{ds} < v_{gs} - v_T$) fungerar då transistorn i princip som en resistor, där resistansen kan ändras genom att v_{gs} ändras. Detta kallas att transistorn är i det linjära eller i triod-området. För stora spänningar får elektronerna rör sig elektronerna i sin maxhastighet och strömmen blir då nästan oberoende av v_{ds} . Detta kallas för mättnadsområdet, och transistorn fungerar då som en spänningsstyrd strömkälla.

2 Grundläggande Ekvationer

För en nMOS ser man vanligtvis till att $v_{ds} > 0$. Då gäller följande samband mellan i_{ds} , v_{gs} och v_{ds} . Då en MOSFET har en isolerande oxid mellan gate:en och kanalen är $i_g \approx 0$ vid DC. Figur 2 visar kretssymbolen för en nMOS och definition av spänningar och strömmar. Då gate-elektroden är isolerad till substratet via den isolerande oxiden är $i_g \approx 0$. Det ger då även att $i_s = i_d =$



Figur 1: (a) nMOS structure. (b) För en gatespänning v_{gs} under v_T finns det ingen ledande kanal mellan drain och source. (c) För en gatespänning v_{gs} större än v_T bildas en ledande kanal. (d) En positiv drainspänning kan då en ström att flyta mellan drain och source.



Figur 2: nMOS kretssymbol och definition av strömmar och spänningar. För en nMOS flyter i_d in i drain och i_s ut ur source.

i_{ds} . Notera dock att vid höga frekvenser kan en kapacitiv ström flyta genom i_g .

Beroende på de olika spänningarna är transistorn i tre olika moder - strypt, linjär eller mättnadsområdet. Vid förstärkardesign ser man normalt till att transistorn är i mättnadsområdet. Figur 3 visar experimentell data från en 14-nm MOSFET. Vi använder i denna beskrivning en förenklad modell av transistorns fysik vilken ger ett enkelt uttryck för strömmen i mättnadsområdet. Det är relativt noggrant för en modern nMOS. Det vanliga uttrycket för en nMOS som finns i alla läroböcker är ett kvadratisk uttryck, vilket bättre modellerar äldre, diskreta nMOS. Det kvadratiske uttrycket ger dock mer komplicerad matematik, vilket gör det lite svårare att förstå grunderna hur vissa kretsar fungerar.

Strypt mod: $v_{vg} < v_T$

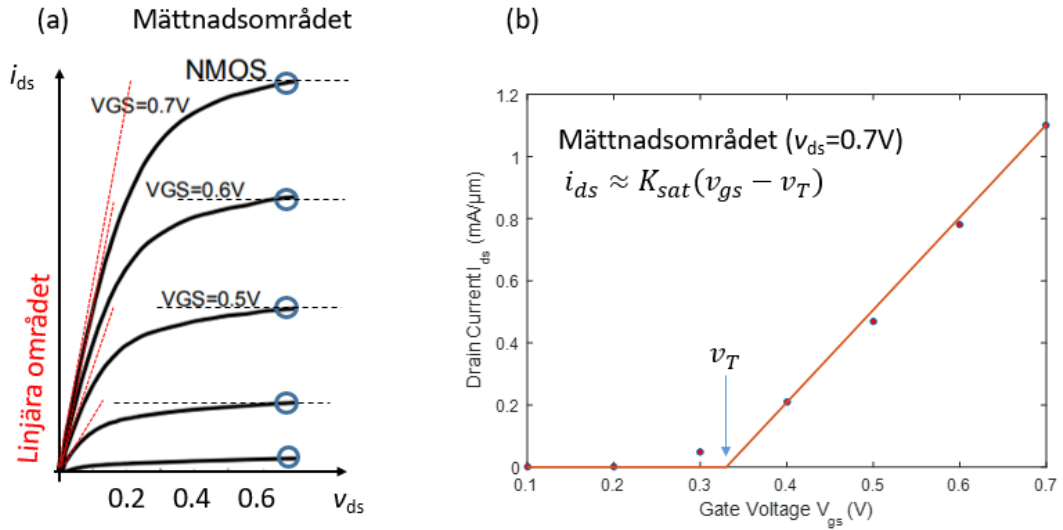
Om $v_{gs} < v_T$ är transistorn strypt, och $i_{ds} \approx 0$, oberoende av v_{ds} . nMOS är så ekvivalent med ett avbrott mellan drain och source. v_T kallas tröskelspänningen och är typiskt i storleksordningen av 0.5-2V, beroende på transistorteknologi. För digitala kretsar kan transistorn här ses som en öppen strömbrytare.

Triod: $v_{gs} > V_T$ och $v_{ds} \ll v_{gs} - v_T$

För små värden på v_{ds} och $v_{gs} > v_T$ är transistorn i triodområdet. Då ges strömmen av

$$i_{ds} = K(v_{gs} - v_T)v_{ds}, \quad (1)$$

dvs transistorn kan modelleras som en elektriskt styrd resistans mellan source och drain, med en resistans $R_{on} = 1/(K(v_{gs} - v_T))$. För digitala kretsar kan transistorn här ses som en sluten strömbrytare med en liten resistans R_{on} .



Figur 3: (a) i_{ds} mot v_{ds} för några olika värden på v_{ds} . Linjära området och mättnadsområdet är markerade. (b) i_{ds} mot v_{gs} för $v_{ds} = 0.7V$. Transistorn har v_T på ungefär 0.35V. Punkterna visar uppmätt experimentell data och linjen modellen från ekvation 2.

Mättnadsområdet: $v_{gs} > V_T$ och $v_{ds} > v_{gs} - v_T$

För stora värden på v_{ds} ($v_{ds} \geq v_{gs} - v_T$) är transistorn i mättnadsområdet och vi får för en modern nano nMOS

$$i_{ds} = K_{sat}(v_{gs} - v_T). \quad (2)$$

Strömmen är således oberoende av v_{ds} och ökar linjärt med $(v_{gs} - v_T)$. K_{sat} är en konstant som beror på transistorns inre egenskaper och geometri.

För beskrivning av enkla kretselement kommer vi att använda den linjära modellen från eq. En noggrannare inspektion av figur 3 ger att strömmen ökar något i mättnadsområdet med v_{ds} . Denna effekt är en så kallad kortkannaleffekt, och brukar modelleras genom att införa en kanallängsmodulationsparameter λ . λ är typiskt 0.1-0.001 [A/V]. i_{ds} ges då enligt

$$i_{ds} = K_{sat}(v_{gs} - v_T)(1 + \lambda v_{ds}). \quad (3)$$

För diskreta μm -stora nMOS ger ett kvadratisk uttryck i mättnadsområdet en bättre beskrivning av strömmen, dvs $i_{ds} \approx K_n(v_{gs} - v_T)^2(1 + \lambda v_{ds})$. Detta ger dock mer komplicerad matematik, men beskriver bättre exempelvis de nMOS-transistorerna som finns i kretskittet.

Sammanfattning - nMOS

Då man bygger kretsar (förstärkare och digitala kretsar) ser man nästan alltid till att transistorn antingen är strypt (av), endast har en liten v_{ds} (resistans) eller är i mättnadsområdet (stor v_{ds}) dvs transistorn fungerar som en spänningsstyrd strömkälla. För att analysera kretsar med nMOS transistorer använder vi en metod liknande den som vi använder för diodkretsar.

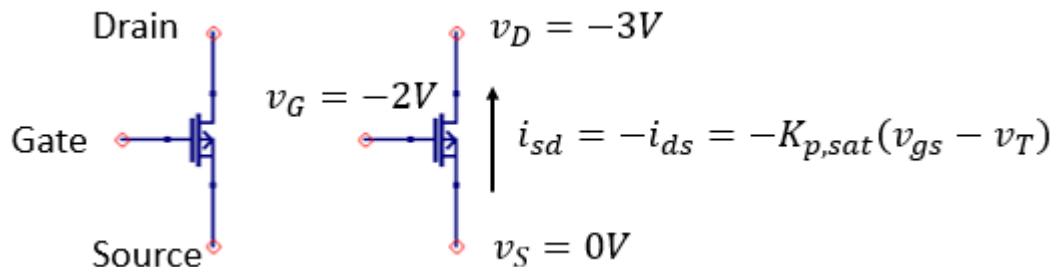
1. Vi gissar (eller kan enkelt se) om transistorn är strypt, i linjära området eller i mättnadsområdet. För analoga kretsar är mättnadsområdet det absolut vanligaste.
2. Ersätt transistorn med elektriska modellen - avbrott, spänningsstyrd resistor eller spänningsstyrd strömkälla.
3. Använd KCL och nodanalys för att beräkna spänningar och strömmar.
4. Kontrollera att antaganden i punkt 1 stämmer.

pMOS

Bygger vi en transistor på ett p-typ substrat med n-typ kontakter får en pMOSFET, eller bara pMOS. En pMOS har typiskt ett negativt värde, $v_T = -1-2V$ För en pMOS gäller att vi skapar en ledande kanal med hål då $v_{gs} < v_T$, dvs gatekontakten ska ha en lägre potential än sourcekontakten. För normal biasering ska sedan $v_{ds} < 0$, dvs att source kontakten ska ha en lägre potential är drain. i_{ds} kommer då att vara negativ och i mättnadsområdet ges av

$$i_{ds} = -K_{p,sat}(v_{gs} - v_T), v_{gs} < v_T. \quad (4)$$

Den negativa i_{ds} betyder fysiskt att strömmen flyter in i source och ut ur drainkontakten, vilket indikeras i figur 4.

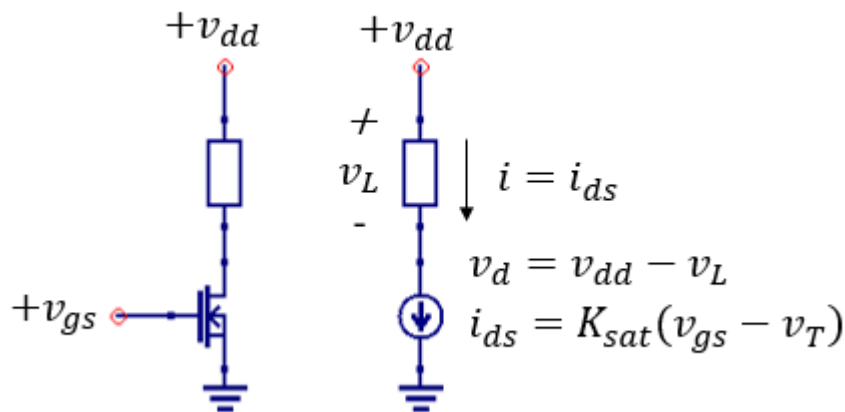


Figur 4: pMOS kretssymbol och terminalen. Exempel på biasering i mättnadsområdet.

pMOS är då komplementär till nMOS - vi har ett kretselement där strömmen minskat då gate-potentialen ökar. Detta används i mer avancerade analoga kretsar och i digital CMOS logik. Vi kommer i kursen att analysera digital CMOS-kretsar bestående av både nMOS och pMOS, medans de analoga kretsarna enbart använder nMOS.

3 Grundläggande Transistorkopplingar

Strömkälla



Figur 5: nMOS som en strömkälla. Ekvivalent krets.

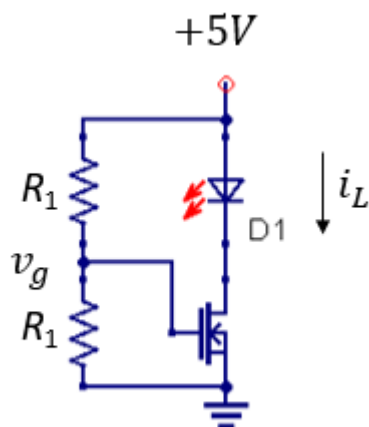
Genom att koppla en nMOS enligt figur 5 kan vi implementera en strömkälla, givet att v_{dd} är tillräckligt stor så att $v_{dd} - v_L = v_{ds} \geq v_{gs} - v_T$.

Exempel

En lysdiod (ideal diod med en knäspänning på 1.5V) ska ha en ström på 5mA. Implementera det med en nMOS krets ($K_{sat} = 0.01$, $v_T=0.5$), givet en spänningskälla på $v_{dd}=5V$.

Lösning

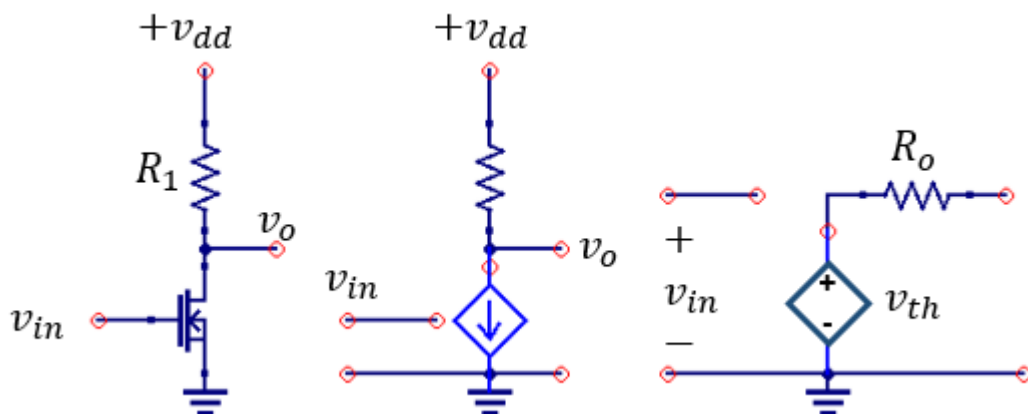
En koppling enligt figur 6 fungerar. Vi antar att nMOS:en är i mättnadsområdet. $v_{gs} = i_{ds}/K_{sat} + v_T$ ger att $v_{gs} = 1V$. Spänningsdelning ger sedan att $5/(1 + \alpha) = 1$, dvs $\alpha = 4$. Vi kan exempelvis välja resistanserna till $4k\Omega$ och $1k\Omega$. $v_{ds} = v_d = 5 - 1.5V > v_{gs} - v_T = 4V$. Transistorn är alltså i mättnadsområdet som vi antog.



Figur 6: nMOS som en strömkälla som driver ström genom dioden D1.

Gemensam source-förstärkare (GE)

Den enklaste förstärkaren som kan implementeras med en enkel nMOS är en så kallad gemensam source-förstärkare, enligt kretsen i figur 7.



Figur 7: (a) GE-steg. (b) Ekvivalent krets. (c) Theveninekvivalent

Om $v_{ds} \geq v_{gs} - v_T$ får vi att

$$v_o = v_{dd} - i_{ds}R_L = v_{dd} - R_L K_{sat}(v_{gs} - v_T). \quad (5)$$

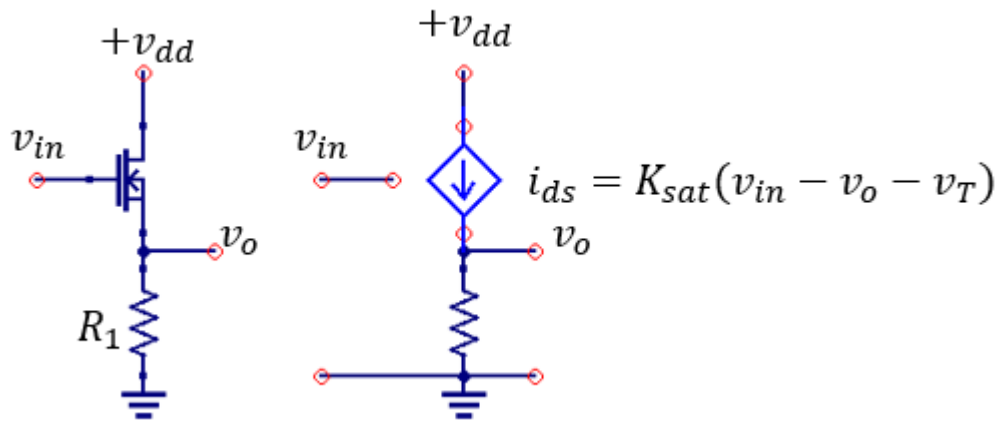
Detta implementerar en olinjär inverterande V-V förstärkare, med en småsignalförstärkning

$$\frac{dv_o}{dv_{in}} = -R_L K_{sat}. \quad (6)$$

För en stor förstärkning vill vi då välja R_L stort. Theveninekvivalenten på utgången till GE-förstärkaren ges i figure 7, med $v_{th} = v_{dd} - R_L K_{sat}(v_{gs} - v_T)$. och $R_o = R_L$. En stor förstärkning innebär således ofta en stor utresistans - något vi ju inte vill ha en bra V-V förstärkare.

Source-följare (GD)

En form av V-V förstärkare som kan ha en låg utgångsresistans är en source-följare, kopplad enligt figur 8.



Figur 8: (a) GD-steg. (b) Ekvivalent krets.

Givet att transistorn är i mättnadsområdet, ger KCL på v_o -noden och att $v_{gs} = v_g - v_s = v_{in} - v_o$ får vi

$$v_o R_L = i_{ds} = K_{sat}(v_{in} - v_o - v_T).$$

Det ger vidare att

$$v_o = (v_{in} - v_T) \frac{K_{sat} R_L}{1 + K_{sat} R_L} \approx (v_{in} - v_T)$$

om vi väljer R_L så att $K_{sat} R_L \gg 1$.

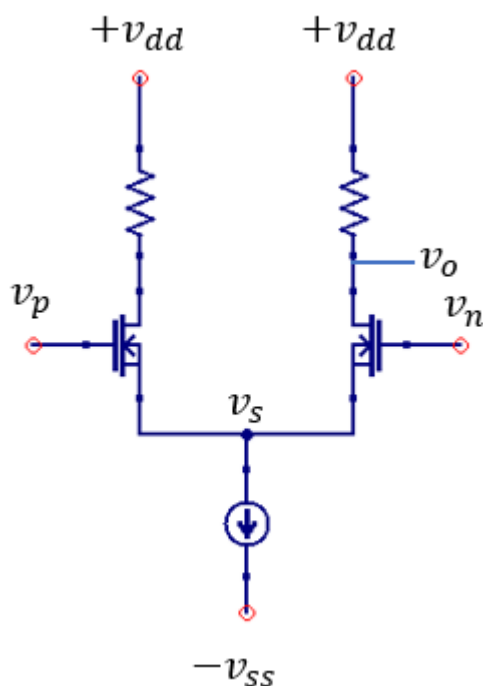
Source-följaren har således en spänningsförstärkning på maximalt 1. Därav namnet - utspänningen 'följer' inspänningen 1:1 (minskat med v_T). Utgångsresistansen R_o fås genom att analysera Theveninekvivalenten enligt figur 8

$$R_o = R_{th} = \frac{v_{th}}{i_n} \approx \frac{v_{in} - v_T}{K_{sat}(v_{in} - 0 - v_T)} = \frac{1}{K_{sat}}.$$

Genom att välja en transistor med ett stort K_{sat} kan vi få ett lågt R_o , givet att vi har ett högt R_L ! Transistorerna i kretskitten har ungefär $K_n=0.1$, dvs $R_o = 10\Omega$.

Differentiell förstärkare (GD)

En enkel differentiell förstärkare kan implementeras enligt figur 9, där strömkällan i_s kan implementeras med en nMOS.



Figur 9: Differentiell Förstärkare

Vi analyserar kretsen genom att först anta en differentiell insignal $v_p = v_d$, $v_n = -v_d$. Kom ihåg att alla signaler kan delas upp i en differentiell och en common-mode signal. KCL på noden v_s

$$i_s = i_1 + i_2 \quad (7)$$

$$i_1 = K_{sat}(-v_d - v_s - v_T) \quad (8)$$

$$i_2 = K_{sat}(v_d - v_s - v_T) \quad (9)$$

Vilket ger att

$$i_s = K_{sat}(v_s - v_T) \quad (10)$$

$$v_s = -v_T - \frac{i_s}{2K_{sat}}. \quad (11)$$

Notera att v_s är negativ - det är därför vi behöver en dubbel matnings-

spänning till en OP-amp. Vi får sedan utspänningen

$$v_0 = v_{dd} - R_L i_1 = v_{dd} - R_L K_{sat} \left(-v_d + \frac{i_s}{2K_{sat}} \right) = v_d R_L K_{sat} + \left(v_{dd} + \frac{R_L i_s}{2K_{sat}} \right). \quad (12)$$

Vi får alltså en förstärkt signal från en differentiell insignal med en konstant DC-offset. För att beräkna common-mode förstärkningen sätter vi $v_n = v_p = v_{cm}$. Då blir

$$i_1 = i_2 = \frac{i_s}{2} = K_{sat}(v_{cm} - v_s - v_T). \quad (13)$$

v_o fås sedan direkt

$$v_o = v_{dd} - \frac{R_L i_s}{2}, \quad (14)$$

vilket är en konstant DC-offset oberoende av v_{cm} . Vi får alltså att common-mode förstärkningen är noll!

3.1 Implementering av en OP-Amp

Vi kan nu bygga en enkel operationsförstärkare genom att koppla en differentiell förstärkare till en source-följare. Kopplingen visas i figur 10. Den differentiella förstärkaren ger oss en differentiell förstärkning, medan source-följaren ger en låg utgångsresistans. Genom att välja i_s på ett smart sätt ser vi till att $v_0 = 0$ om $v_n = v_p = 0$. På så sätt kan vi eliminera effekten av offset spänningen från differansförstärkaren och $-v_T$ från sourceföljaren.

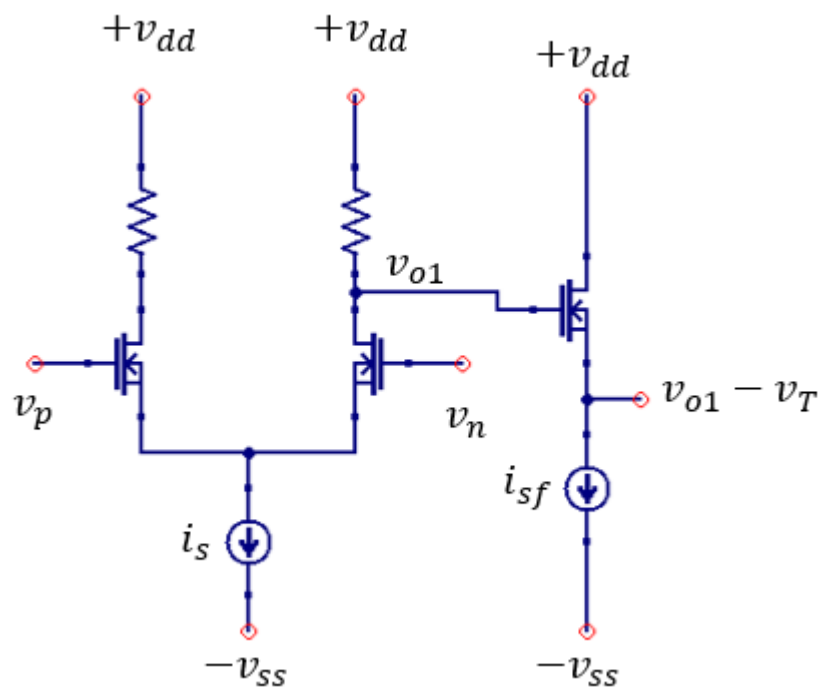
Eftersom source-följaren har $R_{in} \approx \infty$, får vi direkt

$$v_o = R_1 K_{sat} v_d + \left(v_{dd} - \frac{R_1}{i_s} - v_T \right). \quad (15)$$

Väljer vi nu i_s så att $v_{dd} - \frac{R_1 i_s}{2} - v_T = 0$ får vi att

$$v_o = R_1 K_{sat} v_d, \quad (16)$$

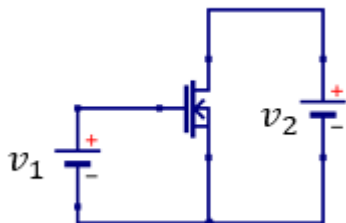
vilket är en differentiell förstärkning av insignalen med $A_d = R_1 K_{sat}$. Implementeringen har gott om förbättringsmöjligheter – den fungerar bara vid en viss $+v_{dd}$ och $-v_{ss}$. Förstärkningen $A_d = R_1 K_{sat,1}$ är inte mer än en faktor 10-100 för rimliga värden på R_1 och K_{sat} . Detta gör genom mer avancerade kretskonstruktionselement som strömspeglar och aktiva laster – mer om det i Analogelektroniken i Åk 2!



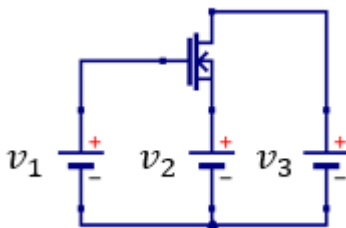
Figur 10: Enkel operationsförstärkare

Övningar

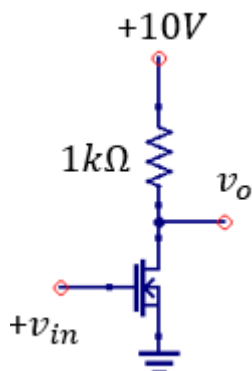
1. Transistorn har $v_T=1V$. Bestäm transistorns mod om



- (a) $v_1 = 0V, v_2=3V$
 (b) $v_1 = 4V, v_2=0V$
 (c) $v_1 = 2V, v_2=3V$
 (d) $v_1 = 1.8V, v_2=0.2V$
2. Transistorn har $v_T=1V$. Bestäm transistorns mod om $v_1 = 2V, v_2=3V$ och $v_3 = 4V$.

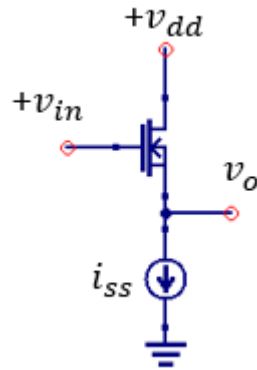


3. Transistorn har $v_T=1V$ och $K_{sat}=0.01 A/V$. Bestäm spänningen v_o



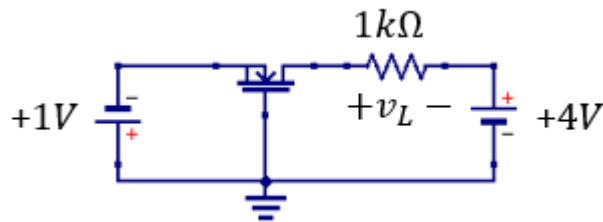
om $v_{in} = 1.6V$. Kontrollera att transistorn är i mättnadsområdet.

4. Transistorn har v_T och K_{sat} och kan antagas vara i mättnadsområdet.



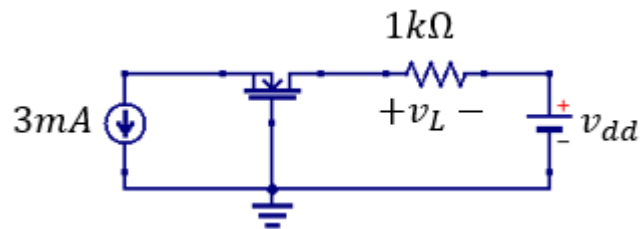
Härled ett uttryck för v_o . Om $i_{ss} \ll$, vad blir då v_o ?

5. Transistorn har $v_T=0.8V$ och $K_{sat}=0.01$.



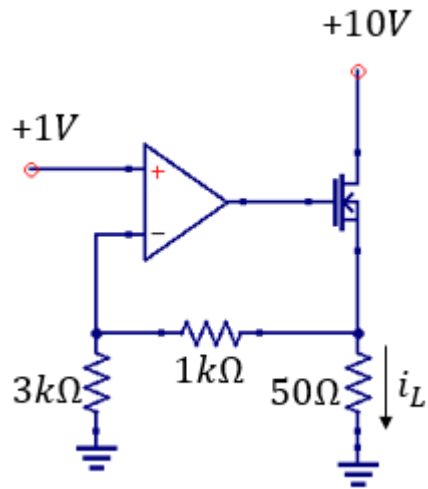
Beräkna v_L . Varför är den vänstra spänningskällan omvänd?

6. Transistorn har $v_T=0.5V$ och $K_{sat}=0.01$ och kan antagas vara i mättnadsområdet.



Beräkna v_L .

7. Transistorn har $v_T=0.5V$ och $K_{sat}=0.1$ och kan antagas vara i mättnadsområdet.



Beräkna i_L . Fungerar kretsen om operationsförstärkarens maximala utström är 20mA?

Lösning

1. (a) Strypt.
 (b) Linjära.
 (c) Mättnad.
 (d) Linjära.
2. Strypt. Leding: $v_{gs} = v_g - v_s$.
3. $v_o = 4V$.
4. $v_o = v_{in} - v_T - i_{ss}/K_{sat}$. $v_o = v_{in} - v_T$ om $i_{ss} \ll K_{sat}$.
5. $v_L = -2V$. För att transistorn inte ska vara strypt ska $v_{gs} > v_T$!
6. $v_L = -3V$.
7. $i_L = 26.6mA$. Ja - kretsen fungerar som tänkt. Operationsförstärkaren behöver inte ge någon utström då $i_g \approx 0$ för en nMOS.