

# Lab 3. Miralls de Corrent.

## 1. Objectiu de la pràctica

Dissenyar, simular i caracteritzar diversos circuits de mirall de corrent.

## 2. Topologies de miralls de corrent

Els miralls de corrent són components fonamentals dels circuits integrats analògics. Els amplificadors operacionals (opamps), els amplificadors de transconductància operacionals (OTAs) i les xarxes de polarització són exemples de circuits que contenen de miralls de corrent. Les tècniques d'implementació de circuits integrats analògics, com ara el mode corrent i els corrents commutatats, utilitzen miralls de corrent com a element bàsic del circuit. El disseny i la disposició dels miralls actuals és, per tant, un aspecte important del disseny de circuits analògics.

En la forma més senzilla, un mirall de corrent es compon de dos transistors tal com es mostra a la Figura 1. El transistor M1 està connectat com un díode i actua com a entrada de baixa impedància del mirall de corrent. El drenador de M2 és la sortida del mirall de corrent.

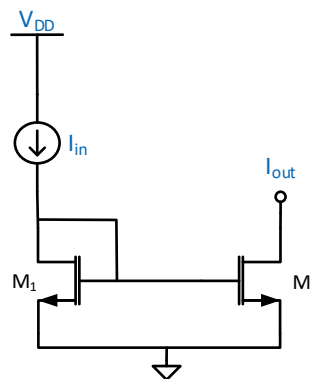


Figura 1. Mirall de corrent simple.

Com que la tensió de la porta a la font és la mateixa per als dos transistors, aleshores, segons el model MOSFET de primer ordre, els corrents de drenador seran iguals. Això suposa que les mides dels transistors són iguals, així com els paràmetres del procés de fabricació (que determinen  $K_P$ ,  $V_T$ , etc).

Un mirall de corrent s'utilitza per reflectir el corrent d'entrada a la branca de sortida. Un corrent ( $I_{in}$ ) que entra al transistor connectat al díode estableix una tensió de porta ( $V_{GS}$ ). La tensió de la porta fa que  $I_{out}$  flueixi pel transistor de sortida. Tingueu en compte que, com heu vist a teoria, el transistor d'entrada mostrarà una resistència en petit senyal baixa ( $1/g_m$ ) i el transistor de sortida mostrarà una resistència de sortida en petit senyal elevada ( $r_o$ ).

Si es canvia la relació dels transistors, el mirall de corrent actua com a amplificador de corrent. El guany de l'amplificador ve donat per:

$$A_i = \frac{\left(\frac{W_2}{L_2}\right)}{\left(\frac{W_1}{L_1}\right)} \quad (1)$$

L'anàlisi anterior suposa el funcionament ideal dels miralls de corrent, el que significa que els corrents de drenatge són independents de  $V_{DS}$ ; tanmateix, a causa de la modulació de la longitud del canal, sabem que això no és cert. L'equació següent, amb la qual ja hauríeu d'estar familiaritzats, il·lustra la dependència del corrent de drenatge del  $V_{DS}$ :

$$I_D = \frac{1}{2} KP \frac{W}{L} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS}) \quad (2)$$

Les diferències entre  $V_{DS1}$  i  $V_{DS2}$  provocaran una diferència entre  $I_{D1}$  i  $I_{D2}$ . Per reduir els efectes de la modulació de canal, les tensions de drenatge a font dels dos transistors s'haurien de mantenir iguals però en el mirall simple no ho podem controlar ja que  $V_{DS2}$  depèn del corrent de sortida i de la càrrega.

L'efecte de la modulació de canal es manifesta en petit senyal com una resistència de sortida finita i es pot demostrar que depèn de  $\lambda$  i del corrent de drenador (com menors siguin major serà la resistència de sortida). Per un mirall simple la resistència de sortida és:

$$r_o = r_{ds2} = \frac{1}{\lambda I_{D2}} \quad (3)$$

Una altra no idealitat dels miralls actuals és el rang limitat de  $V_{DS2}$ . Atès que M1 roman en saturació per a tots els corrents d'entrada a causa de la seva configuració com a díode ( $V_{GS1} = V_{DS1}$ ), M2 s'ha de mantenir en saturació per que el funcionament com a mirall sigui correcte. Si  $V_{DS2}$  cau massa, M2 entrarà a la regió òhmica i el corrent de sortida serà molt inferior al que es vol. La tensió de sortida mínima  $V_{o\min}$  necessària per al mirall de corrent s'anomena "compliance voltatge" en anglès. Per al mirall de corrent simple, la tensió de compliment és  $V_{o\min} = V_{DS(sat)2}$ .

És interessant veure que obviat el terme de la modulació de canal a l'expressió (2) podem expressar la  $V_{DSsat}$  en funció dels paràmetres del transistor i de la corrent de drenador com:

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_T = \sqrt{\frac{2I_D L}{KP W}} \quad (4)$$

Com s'ha esmentat anteriorment, per obtenir una bona concordança entre els corrents d'entrada i de sortida, les tensions de drenatge a font de M1 i M2 s'han de mantenir iguals. Una manera d'aconseguir-ho és utilitzant un mirall de corrent cascode que es mostra a la Figura 2.

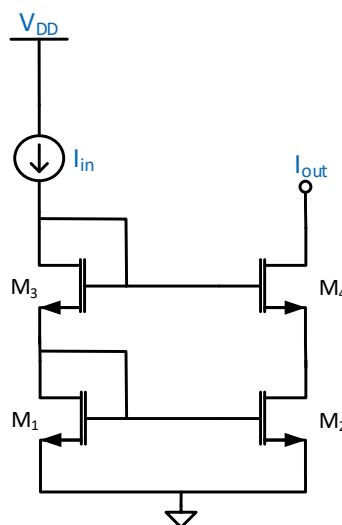


Figura 2. Mirall de corrent cascode

Els transistors M1 i M2 determinen la relació entre els corrents d'entrada i de sortida. M3 polaritza M4 que s'utilitza per controlar la tensió de drenador de M2. Si està dissenyat correctament,  $V_{DS1}$  és aproximadament igual a  $V_{DS2}$ . Els avantatges del mirall de corrent cascode són una millor copia de corrent i una resistència de sortida més gran. El desavantatge és que a es necessita una tensió de sortida mínima  $V_{omin}$  més gran per mantenir tant M2 com M4 en saturació. Això fa que els miralls de corrent cascode no siguin òptims per als processos moderns, ja que la tensió d'alimentació és petita.

Per tenir les avantatges del mirall de corrent cascode amb una tensió de sortida mínima  $V_{omin}$  major, podem utilitzar el mirall de corrent cascode de baixa tensió tal com es mostra a la Figura 3.

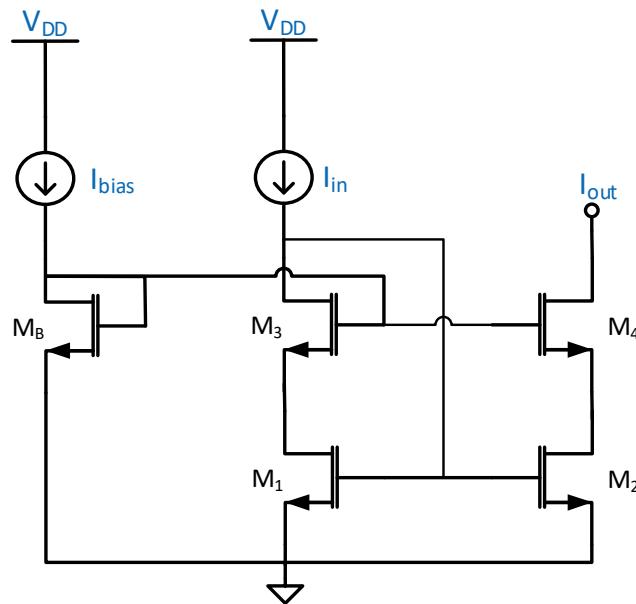


Figura 3. Mirall cascode de baix voltatge

Si es dissenyen correctament, M1 i M2 estaran polaritzats de manera que estiguin al límit de la saturació, per tant  $V_{DS} \approx V_{DS(sat)}$ . Per aconseguir-ho la relació d'aspecte dels transistors ha de ser:

$$M1 = M2 = \left(\frac{W}{L}\right) \quad (5)$$

$$M3 = M4 = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)}{NA^2} \quad (6)$$

$$MB = \frac{\left(\frac{W}{L}\right)}{(NB + 1)^2} \quad (7)$$

Si  $NA=NB=1$ , aleshores  $V_{omin} \approx 2V_{DS(sat)}$ .

### 3. Simulacions

Un cop s'ha dissenyat el mirall de corrent (mitjançant càlculs manuals), caldrà utilitzar el banc de proves mostrat a la Figura 4.  $V_{out}$  és una font de corrent DC que no existeix en un circuit "real" però que serveix per caracteritzar el mirall de corrent.  $V_{out}$  es variarà en una simulació d'escombrat de corrent DC entre 0 i 3.3 V.

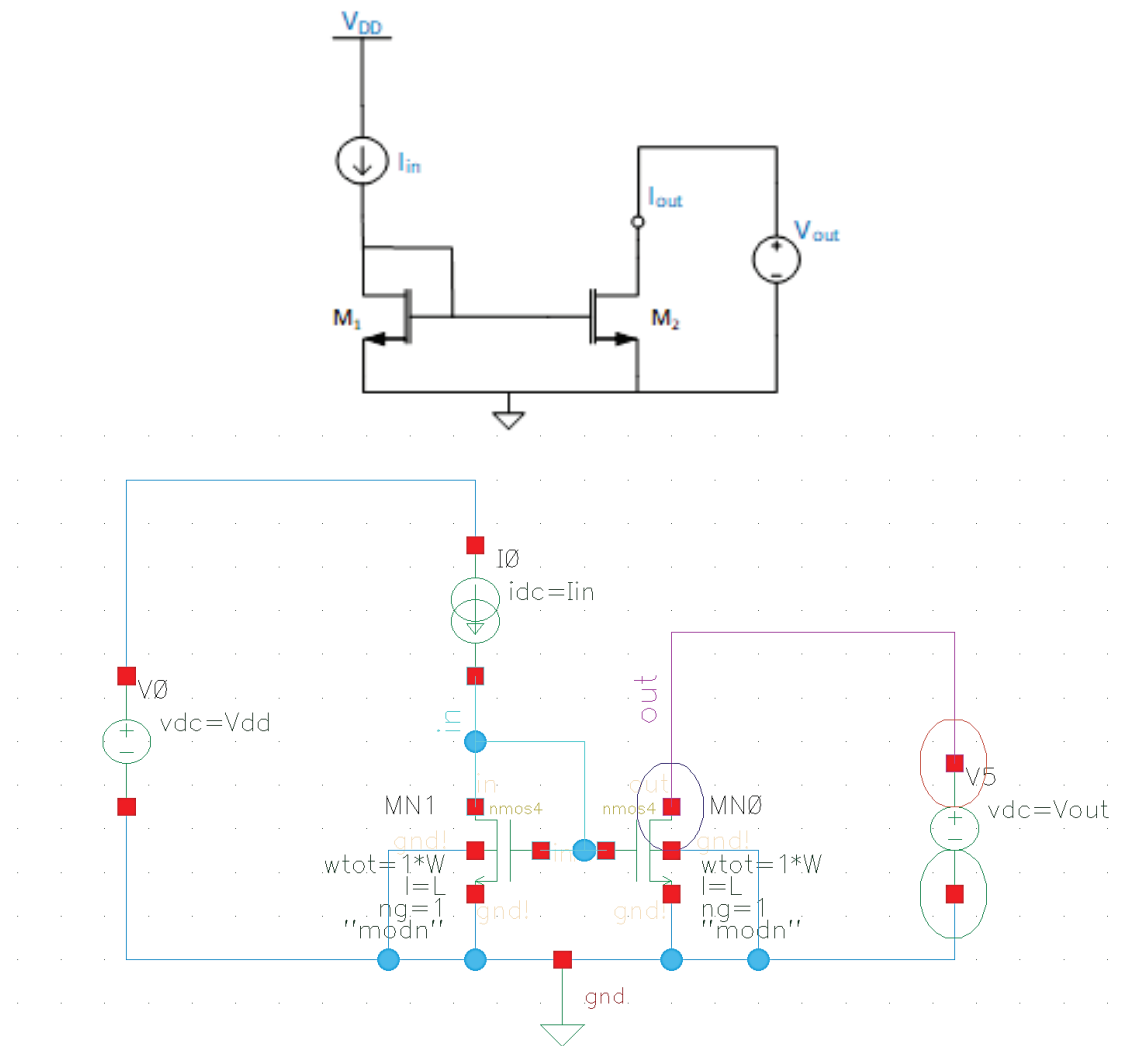


Figura 4. Banc de proves pel mirall de corrent

Cal representar  $I_{D2}$  respecte  $V_{out}$ , i hauríeu d'obtenir una trama que s'assembla a la Figura 5. Podeu veure el corrent de sortida del mirall en la font  $V_{out}$ , per que tingui el signi correcte cal triar el terminal negatiu. La tensió de sortida mínima  $V_{omin}$  serà el punt de les gràfics on  $I_{out}$  comença a canviar ràpidament, indicant que el transistor de sortida entra a la regió lineal de funcionament. Per defecte, el pas de l'escombrat dc DC s'ajusta automàticament pel simulador. En alguns casos, el pas es massa gran i quan fem operacions com la derivada pot donar lloc a discontinuïtats. En aquest cas es recomana forçar a utilitzar un pas menor, això es pot fer modificant el tipus d'escombrat dins la finestra de configuració de la simulació DC: "Sweep Type" a "Linear" i fixant un "Step size" prou petit (per exemple aquí 5 mV).

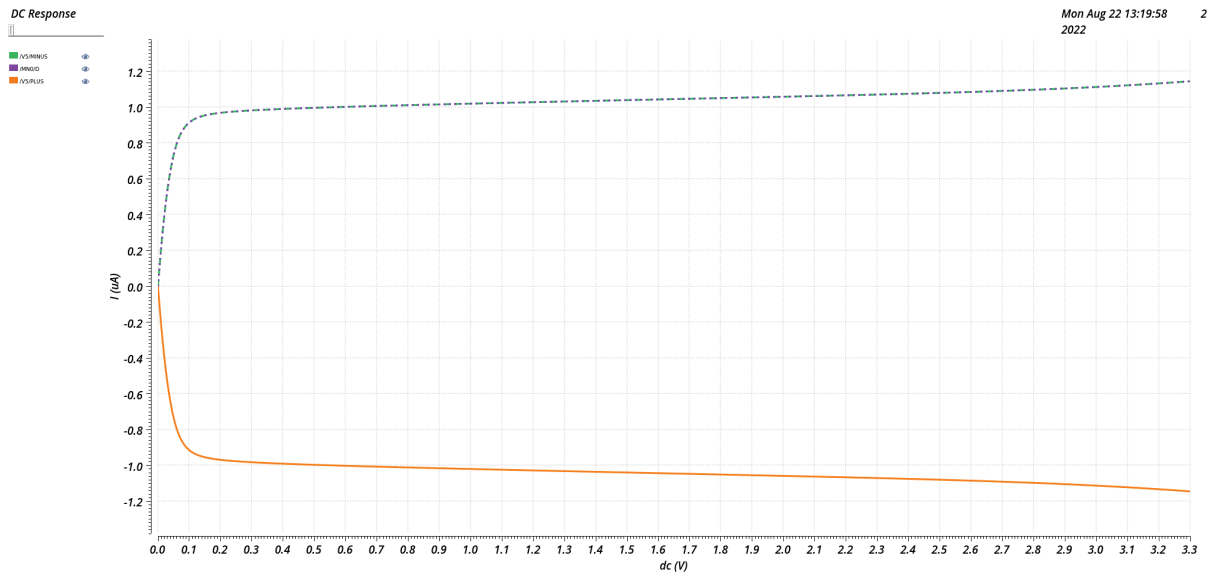


Figura 5. Resultats de la simulació

Cal també representar la resistència de sortida  $r_o$  emprant la calculadora. L'expressió per calcular  $r_o$  a partir dels resultats de la simulació DC seria:  $(1 / \text{deriv}(IS("/V5/MINUS")))$ . El resultat seria semblant al que podeu veure a la Figura 6.

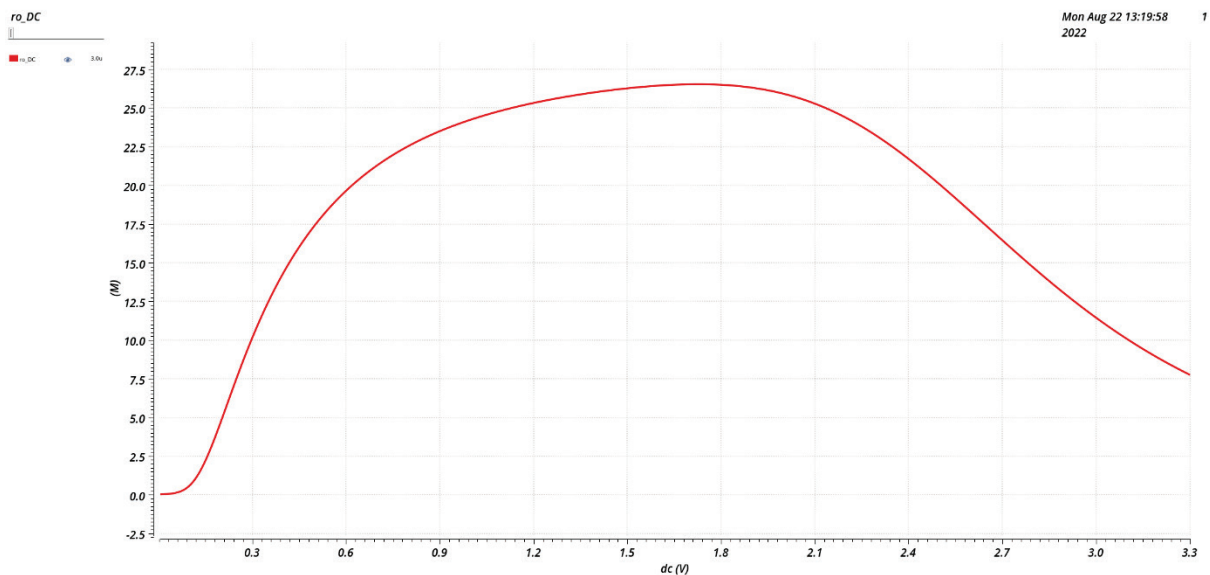


Figura 6. Resistència de sortida del mirall de corrent (simulació en DC)

Per trobar la impedància de sortida en funció de la freqüència s'ha d'executar una simulació en AC. Primer, doneu a  $V_{out}$  una tensió DC superior a  $V_{DS(sat)}$ <sup>1</sup> (per exemple, 1.2V) amb una tensió de AC d'1V. En aquest cas la resistència de sortida es calcula, també amb la calculadora, com  $(VF("/out") / IF("/V5/MINUS"))$ . A la Figura 7 es mostra un exemple. En aquest exemple, la impedància de sortida és d'uns 25 M $\Omega$  a baixes freqüències (fixeu-vos que coincideix amb el valor de  $r_o$  a la Figura 6 per  $V_{out}=1.2V$ ) i després comença a disminuir al voltant de 1 MHz.

<sup>1</sup> Que es igual a  $V_{omin}$  pel cas del mirall simple. Per altres casos ha de ser superior a  $V_{omin}$ .

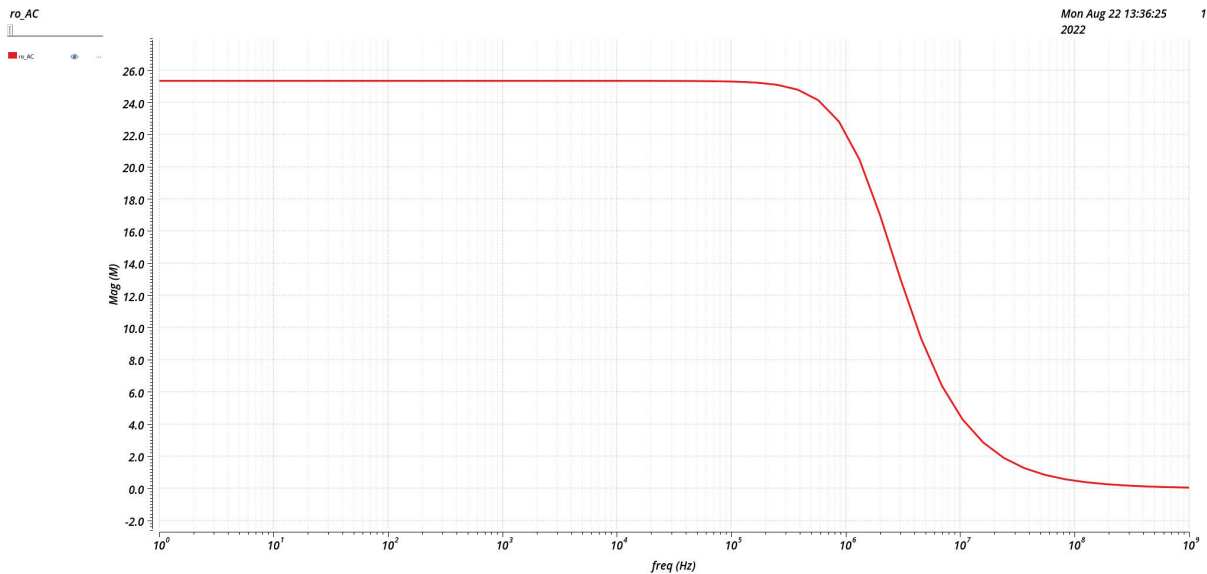


Figura 7. Resistència de sortida del mirall de corrent (simulació en AC)

## 4. Qüestions

- 1) Doneu les expressions per la  $V_{o\min}$  (anàlisi en gran senyal) i per  $r_o$  (anàlisi en petit senyal) per les 3 topologies presentades en la secció 2 (1.5 punts).
- 2) Dissenyeu (determinar  $W$  i  $L$ ) un mirall de corrent simple 1:1 que compleixi (1.5 punts):
  - a. Tensió mínima<sup>2</sup>  $V_{o\min} < 300$  mV.
  - b. Resistència de sortida a baixa freqüència  $r_o > 5$  MΩ.
  - c. Corrent de treball  $10$  μA.

En primer lloc, cal fer una càlcul “a mà” aproximat basant-se en el model de primer ordre presentat en la secció 2 i en els paràmetres dels transistors seguint la metodologia del Lab 1. Un cop hagueu fet aquesta primera estimació, cal comprovar els resultats mitjançant simulació i ajustar els paràmetres  $W$  i  $L$  en cas necessari.

- 3) Dissenyeu (determinar  $W$  i  $L$ ) un mirall de corrent cascode 1:2 que compleixi (1.5 punts):
  - a. Tensió mínima  $V_{o\min} < 1.5$  V.
  - b. Resistència de sortida a baixa freqüència  $r_o > 500$  MΩ.
  - c. Corrent d’entrada de  $5$  μA.

En primer lloc, cal fer una càlcul “a mà” aproximat basant-se en el model de primer ordre presentat en la secció 2 i en els paràmetres dels transistors seguint la metodologia del Lab 1. Un cop hagueu fet aquesta primera estimació, cal comprovar els resultats mitjançant simulació i ajustar els paràmetres  $W$  i  $L$  en cas necessari.

<sup>2</sup> No és fàcil identificar en les corbes el  $V_{o\min}$ . Sobretot pel mirall cascode (tan el clàssic com el de baix voltatge) no es fàcil observar en les corbes de corrent el punt en que el transistors cascode entra en òhmica. Per observar  $V_{o\min}$  a les simulacions recomanem representar la resistència de sortida en escala logarítmica i observar el punt on comença a caure ràpidament (per exemple a un 10% del valor nominal).

- 4) Dissenyeu (determinar  $W$  i  $L$ ) un mirall de corrent cascode de baix voltatge 1:2 que compleixi (1.5 punts):
- Tensió mínima  $V_{\text{omin}} < 0.5 \text{ V}$ .
  - Resistència de sortida a baixa freqüència  $r_o > 50 \text{ M}\Omega$ .
  - Corrent d'entrada de  $5 \mu\text{A}$ .
- En primer lloc, cal fer una càlcul "a mà" aproximat basant-se en el model de primer ordre presentat en la secció 2 i en els paràmetres dels transistors seguint la metodologia del Lab 1. Un cop hagueu fet aquesta primera estimació, cal comprovar els resultats mitjançant simulació i ajustar els paràmetres  $W$  i  $L$  en cas necessari.
- 5) El valor de  $V_{\text{omin}}$  depèn del valor  $V_{\text{DS(sat)}}$ . En el model de primer ordre  $V_{\text{DS(sat)}} = V_{\text{GS}} - V_{\text{T}}$ , però el simulador empra models diferent. Calculeu  $V_{\text{omin}}$  per les 3 topologies a partir del valor de  $V_{\text{DS(sat)}}$  que dona el simulador (recordeu que el podeu veure fent "Results→Print→DC\_Operating\_Points") (1 punt).
- 6) Modifiqueu el paràmetre de disseny  $NB$  (escombrat paramètric entre 1 i 10) del transistor  $M_B$  de l'equació de disseny (7) del cascode de baix voltatge. Veure nota<sup>3</sup>. Deixeu  $NA=1$  per  $M_3$  i  $M_4$ . Què succeeix amb  $V_{\text{omin}}$  i  $r_o$ ? Per entendre-ho, us pot ajudar representar la  $V_{\text{GS}}$   $M_B$  i la  $V_{\text{DS}}$  de  $M_1$ ,  $M_2$  i  $M_3$  (1 punt).
- 7) Obtingueu la freqüència de tall (- 3 dB) per la  $r_o$  del mirall simple i cascode mitjançant simulació en AC. Podeu fer servir la funció bandwidth de la calculadora (1 punt).
- 8) Expliqueu per que les expressions per calcular  $r_o$  són diferents en el cas d'un escombrat AC i un DC (1 punt).

## 5. Referències

- [1]. P. M. Miller, J. S. Mincey, T. L. Mayhugh, A. F Mondragon, J. Silva-Martinez, J. Pineda de Gyvez, "Laboratory Manual ELEN 474: VLSI Circuit Design", Department of Electrical Engineering Texas A&M University, 2010.

---

<sup>3</sup> **Compte** en les tecnologies hi ha una  $L$  mínima (0.35  $\mu\text{m}$  en la nostra) però també hi ha una  $W$  mínima (0.4  $\mu\text{m}$  en la nostra). Per aplicar un factor  $n$  gran en  $M_B$  recomanem que no dividiu  $W$  (podríeu anar per sota del mínim) sinó que multipliqueu la  $L$ .