Cours 9

Reponse en frequences
et miroirs de courant en CMOS

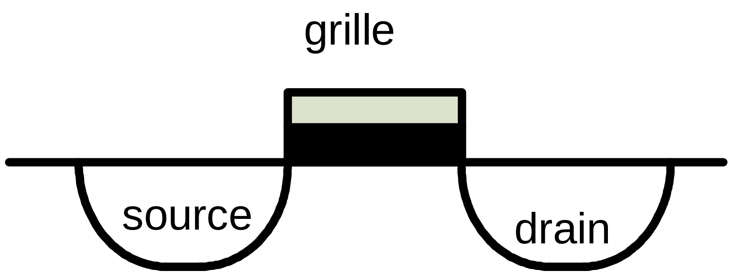
Analyse haute frequence

- Avec BJT:
  - Modele Physique
  - Analyse DC
  - Modele petit signal
  - Modele petit signal a haute frequence
- Avec CMOS, on est passe par les 3 premieres etapes
- On a un modele qui semble operer a n’importe quelle vitesse: impossible

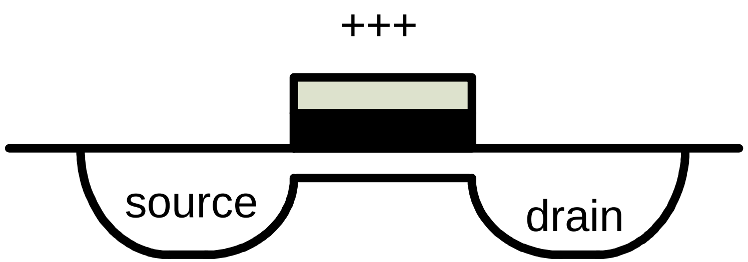
Il faut completer le modele

Analyse haute frequence

- Un transistor CMOS ressemble a ca:

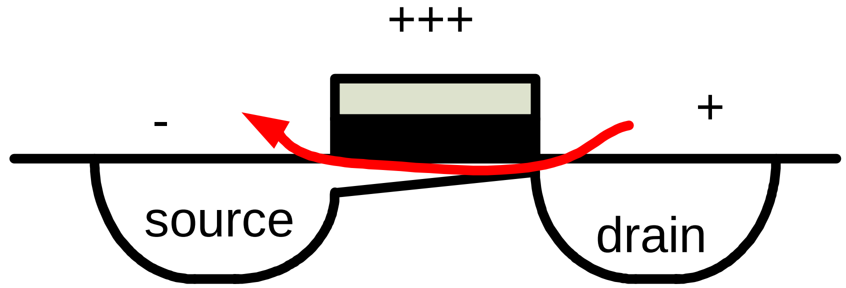


- En appliquant une tension a la grille, on forme un canal…

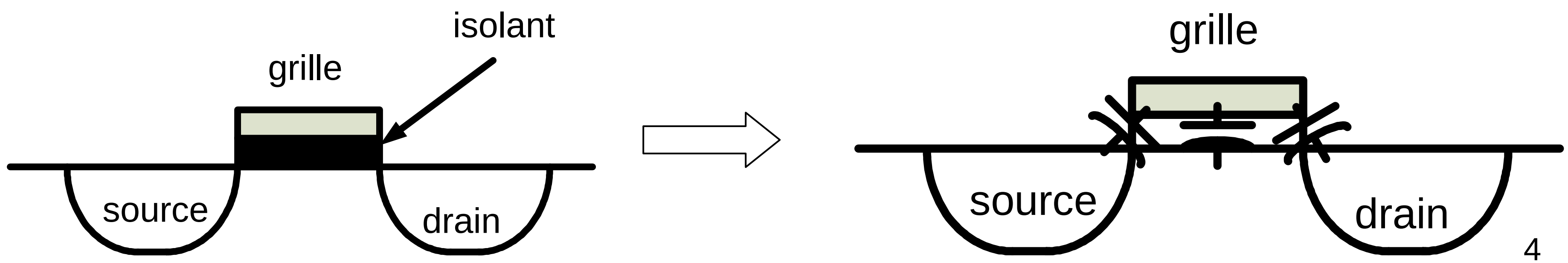


Analyse haute frequence

- En appliquant V_{DS}, on a un courant I_D:

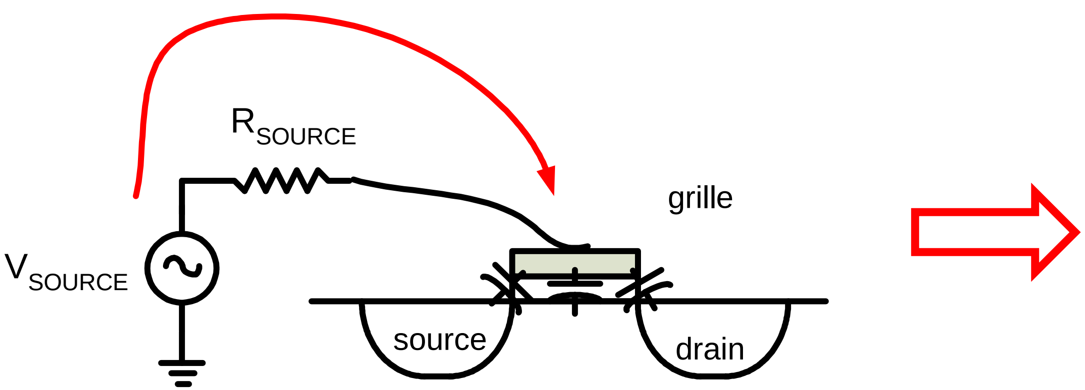


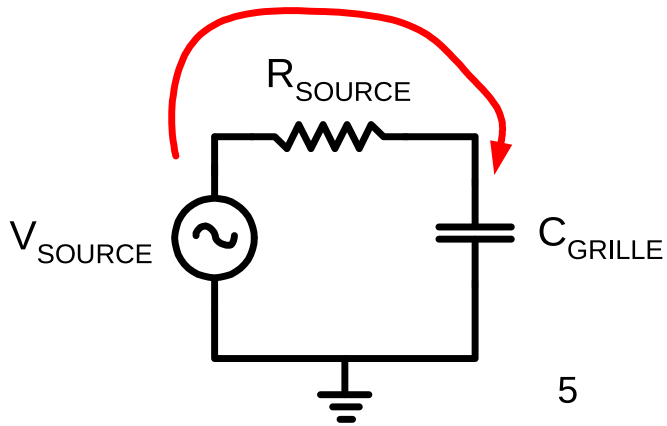
- Qu'est-ce qu'on a neglige dans le modele?
  - Conducteur-isolant-conducteur: Capacite



Analyse haute frequence

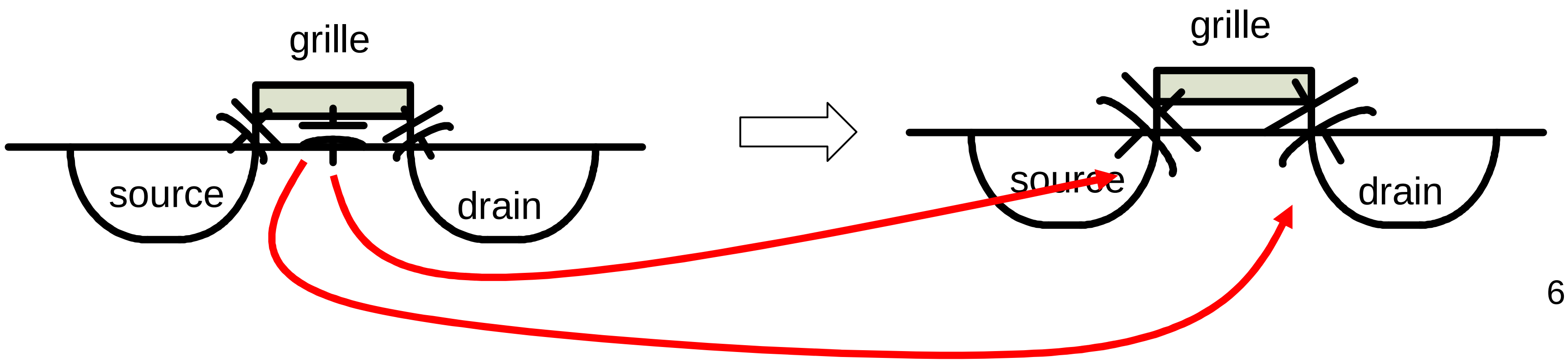
- Condensateurs “parasites” entre la grille et source, drain et canal
- Pour creer un canal, il faut $V_{GS} > 0.7$
  - Ca va prendre du temps pour charger les capacites
  - Ca va prendre du temps pour changer V_{GS}





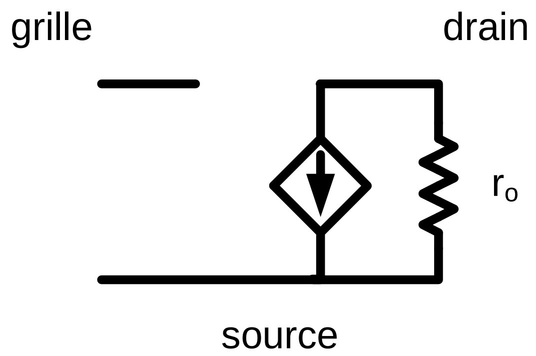
Analyse haute frequence

- Il faut en tenir compte dans le modele
  - Capacite grille-source: C_{GS}
  - Capacite grille-drain: C_{GD}
  - Capacite grille-canal
- Probleme mineur: Pas de noeud au canal
  - On va diviser ce C en 2 et regrouper dans C_{GS} et C_{GD}

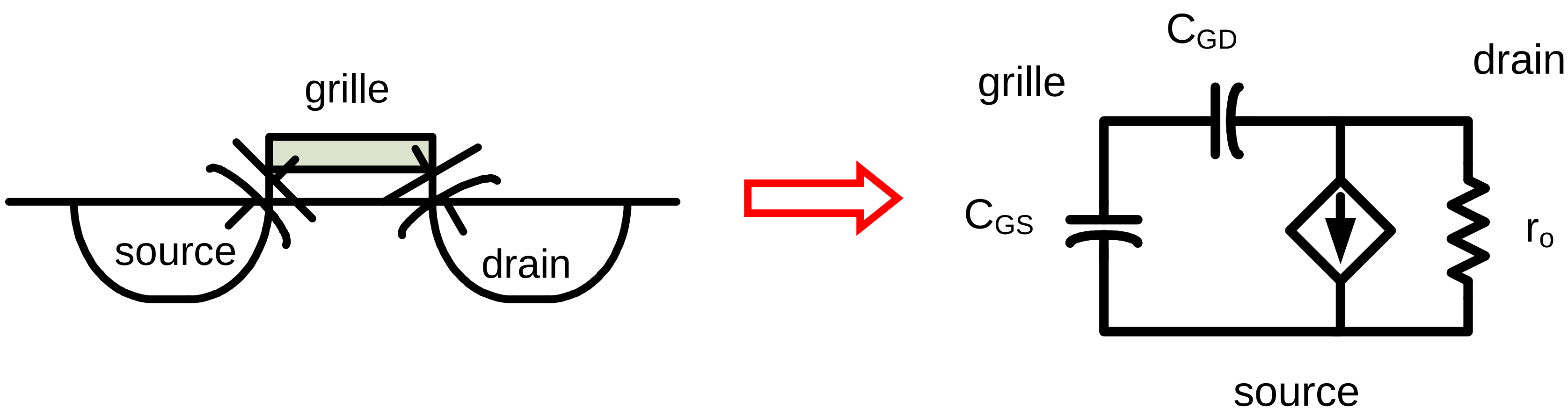


Analyse haute frequence

- Le modele petit signal en π etait:



- En hautes frequences, ce modele devient :



Analyse haute frequence

- Les transistors ne peuvent pas fonctionner a vitesse infinie:
  - C_{GS} et C_{GD} vont nous aider a determiner la frequence maximale
- Pour trouver frequence maximale, on peut utiliser la facon classique:
  - Transformee de Laplace
  - Substituer s par $j\omega$
  - Mettre egal a -3dB et trouver ω_{-3dB}.

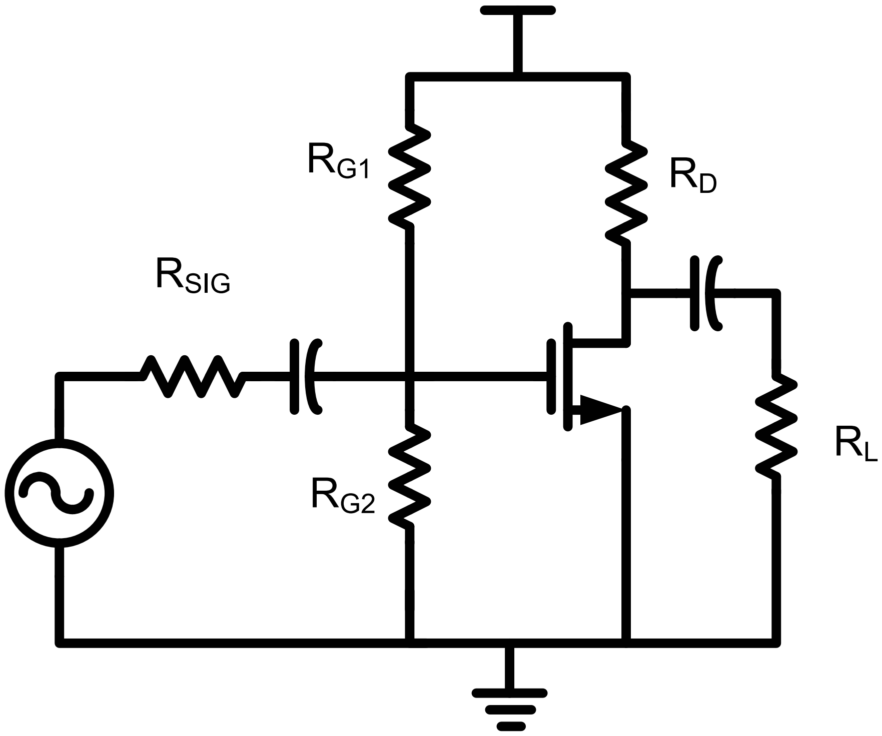
Sinon, on connait une autre facon de faire…

Analyse haute frequence

- On a vu l'analyse par constante de temps
  - Plus rapide
  - Indique la contribution de chaque element
  - "Probleme": manque de precision
- On utilise les constantes de temps pour explorer les 3 configurations classiques:
  - Source Commune
  - Grille Commune
  - Drain Commun

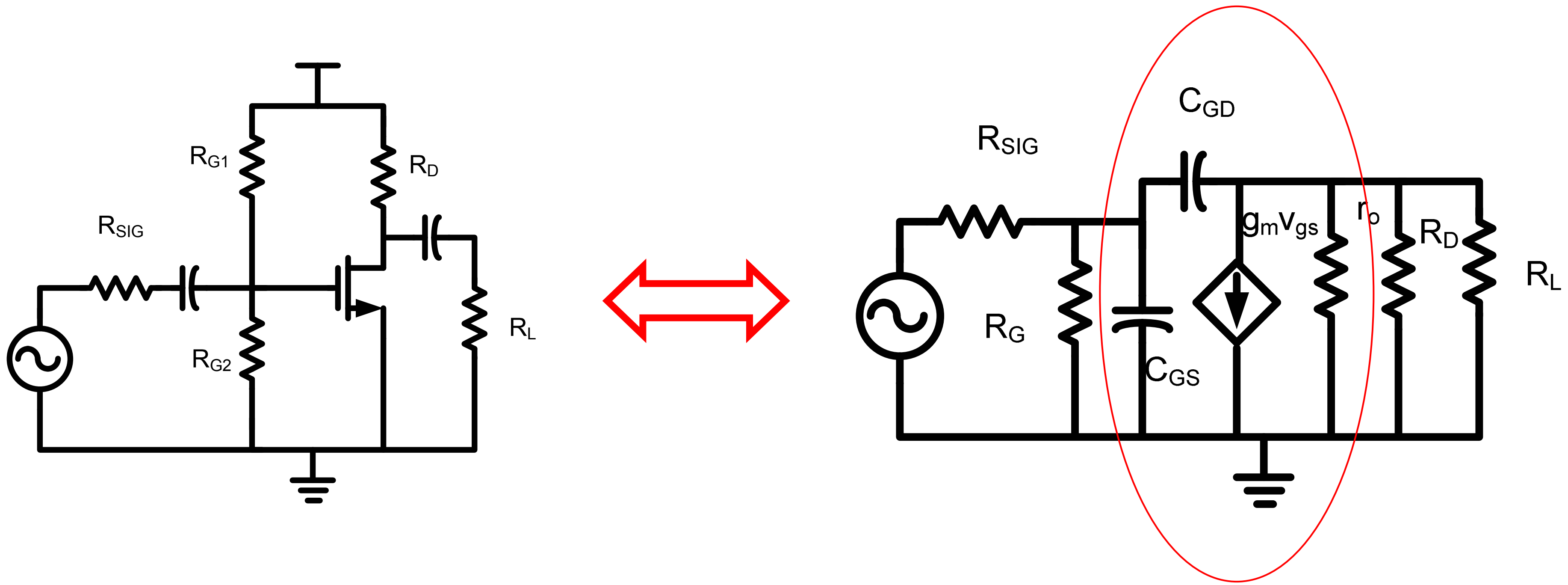
Source commune

- La source commune ressemble a ca:



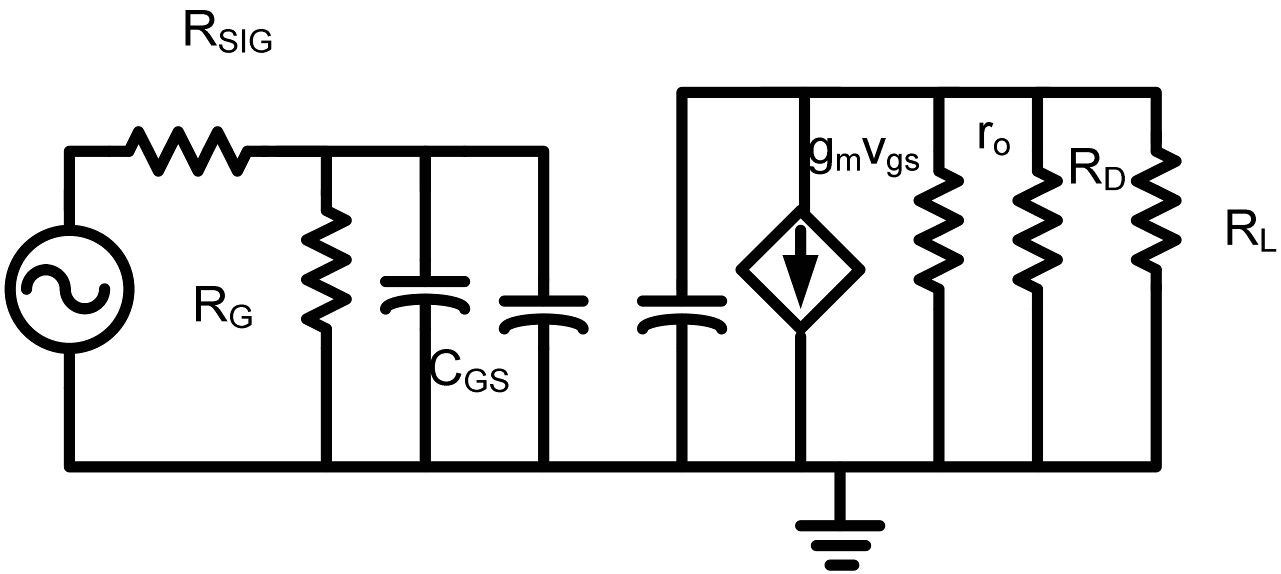
Source commune

- On peut convertir le tout en modele petit signal



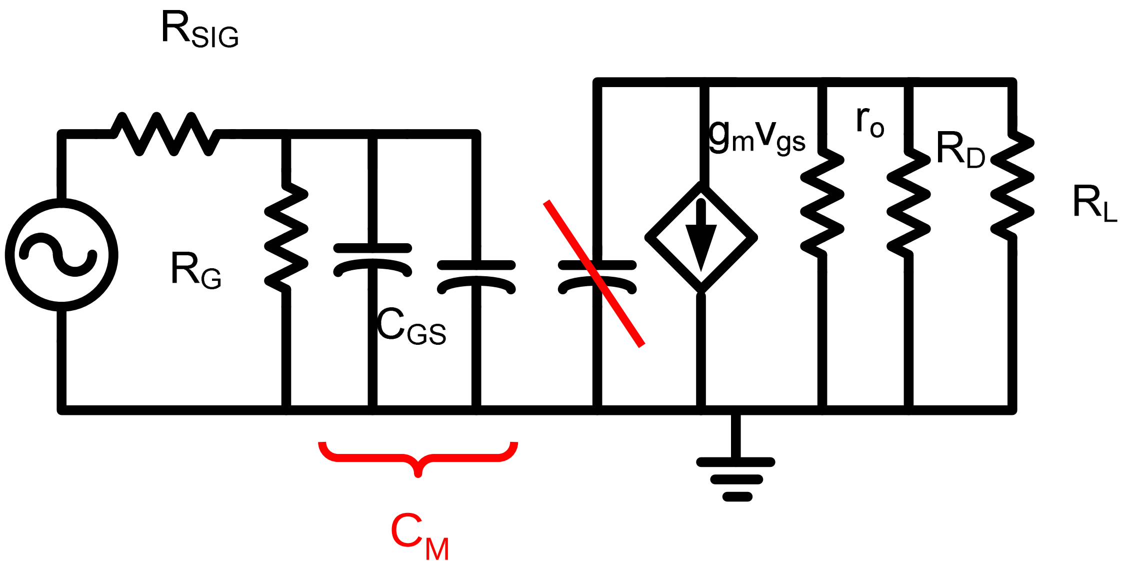
Source commune

- En se rappelant du theoreme de Miller, on peut faire une transformation du circuit



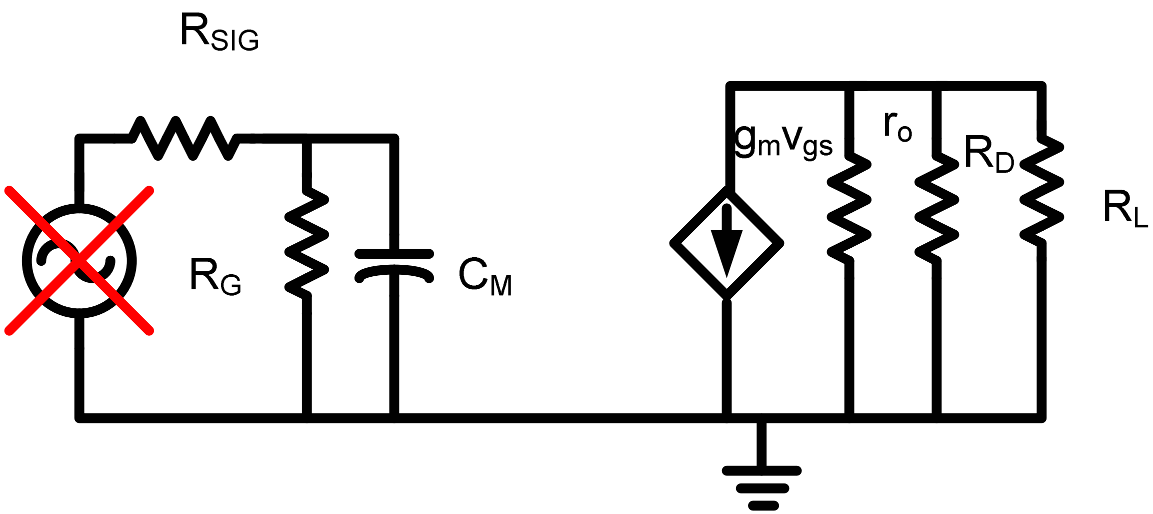
Source commune

- Capacite de Miller est principalement due a l'entrée. On ignore la capacite de sortie.
- On combine les 2 C a l'entrée: C_M



Source commune

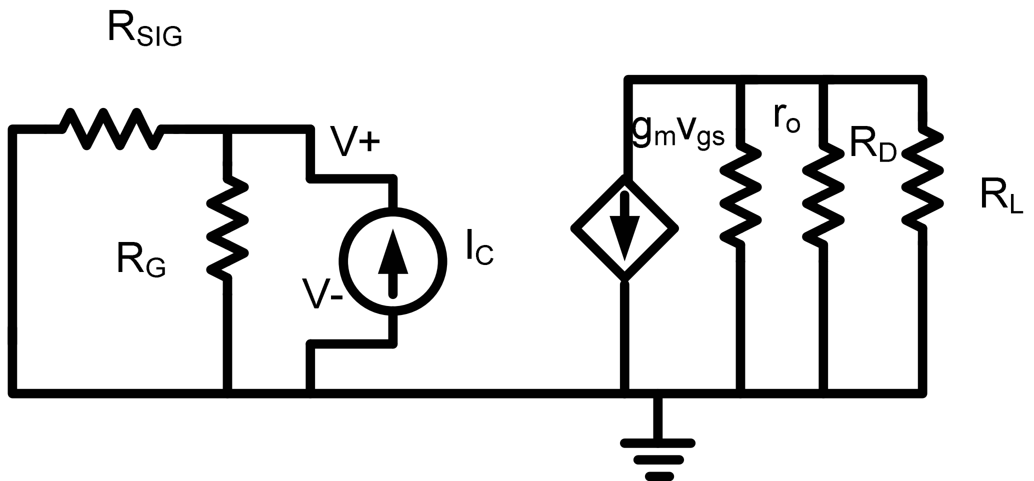
- Constante de temps circuit ouvert
  - On tue les sources INDEPENDANTES
  - On considere 1 C a la fois
  - Quel R voit-on a partir de ce C?



Oui, c'est $R_{SIG} \parallel R_G$, mais on va prendre notre temps…

Source commune

- Pour determiner R_{EQ}:
  - On change le C en source de courant
  - On trouve V_+
  - On trouve V_-
  - $V_+ - V_- / I_C = R_{EQ}$



$$V_+ = I_C \left(R_{SIG} \parallel R_G \right)$$

$$V_- = 0$$

Source commune

- On trouve la resistance equivalente:

$$V_+ = I_C\left(R_{SIG} \parallel R_G\right) \qquad \Rightarrow \qquad R_{EQ} = \frac{V_+ - V_-}{I_C} = \left(R_{SIG} \parallel R_G\right)$$
$$V_- = 0$$

- On peut trouver la constante de temps:

$$\tau = C_M R_{EQ} = C_M\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)$$

- C_M c'est <u>C_{GS}</u> et la <u>capacite de miller</u>
  - Capacite de Miller: $(1\text{-}A)C_{GD}$
  - Le gain est egal a $-g_m(R_D \| R_L \| r_o)$
  - Capacite de Miller: $[1+ g_m(R_D \| R_L \| r_o)]\ C_{GD}$

Source commune

- Donc, C_M est:

$$C_M = C_{GS} + C_{GD}\left(1 + g_m\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right)\right)$$

- On substitue dans l'equation de τ:

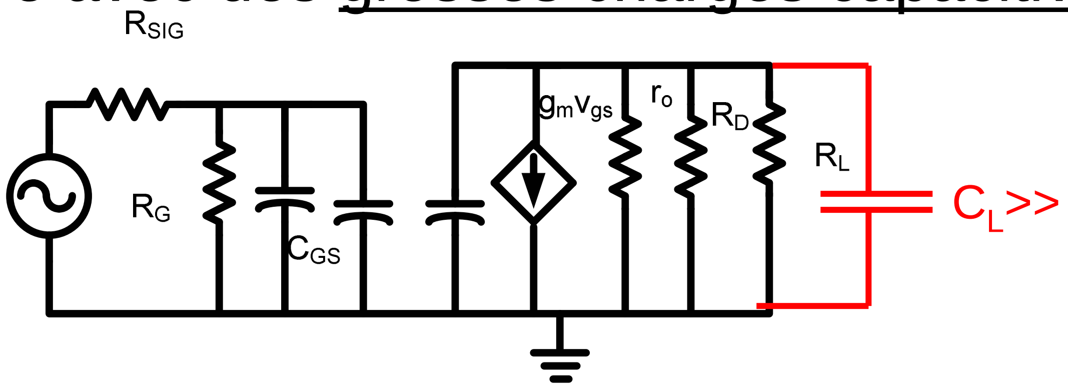
$$\tau = \underline{\left[C_{GS} + C_{GD}\left(1 + g_m\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right)\right)\right]}\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)$$

- La frequence -3dB est l'inverse de τ:

$$\omega_{-3dB} = \frac{1}{\left[C_{GS} + C_{GD}\left(1 + g_m\left(r_o \parallel R_D \parallel R_L\right)\right)\right]\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)}$$

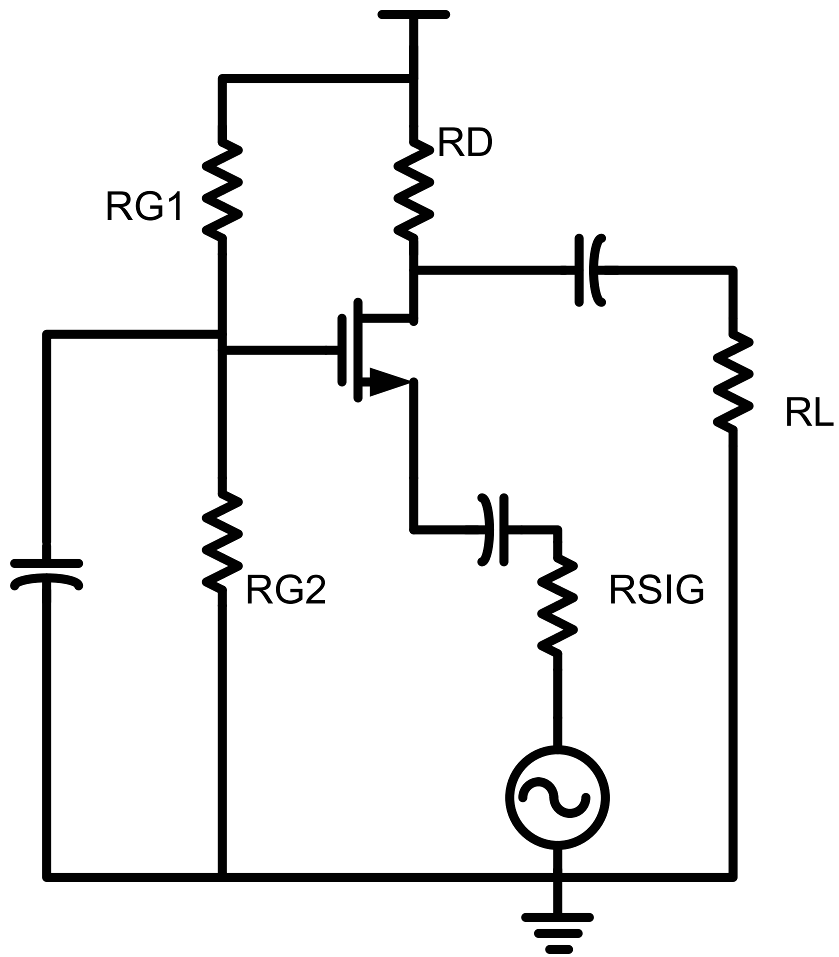
Source commune: discussion

- L'effet de Miller affecte l'entrée.
  - Gros impact: Capacite multipliee.
  - Resistance de la source determine la frequence de coupure.
- Si R_{SOURCE} etait faible, la sortie pourrait determiner la frequence de coupure
  - Arrive avec des <u>grosses charges capacitives</u>…



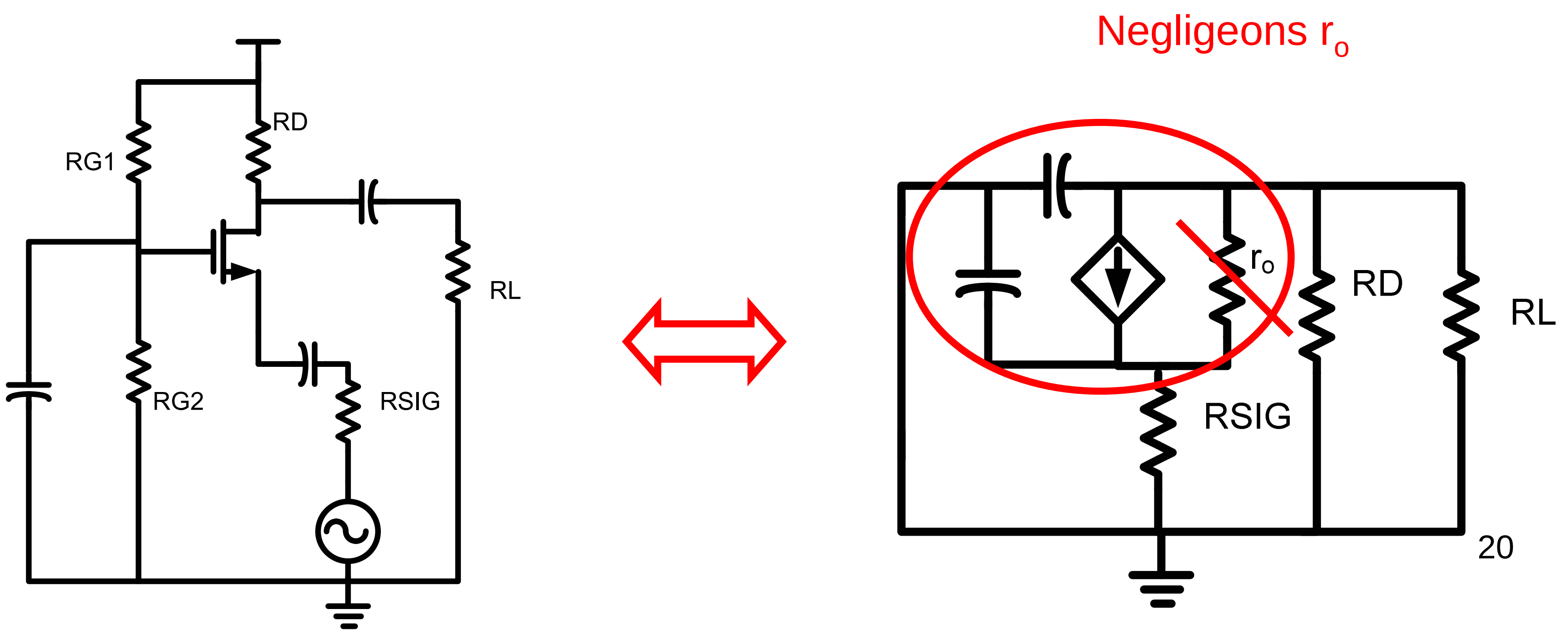
Grille commune

- La grille commune ressemble a ca:



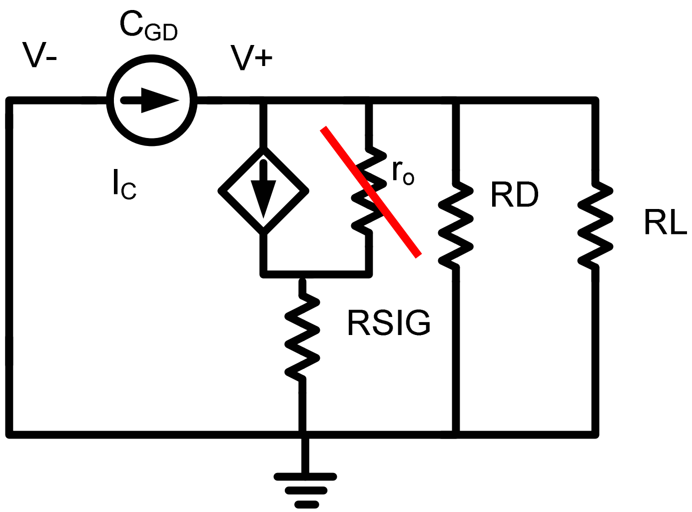
Grille commune

- On fait l'analyse AC:
  - On substitue le transistor par le modele petit signal
  - On met les sources independantes a 0…



Grille commune

- Prenons C_{GD} et trouvons le τ.
  - On considere 1 C et les autres sont circuits ouverts
  - On remplace notre C par une source de courant
  - On calcule V_+
  - On calcule V_-
  - $R_{EQ}=(V_+-V_-)/I_C$
  - $\tau=CR_{EQ}$



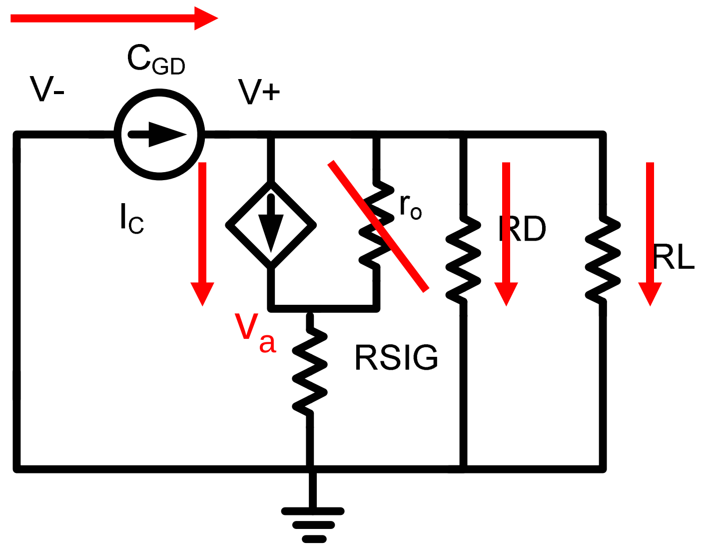
Grille commune

- On ecrit l'equation du courant

$$I_C = g_m v_{gs} + \frac{v_+}{(R_D \| R_L)}$$

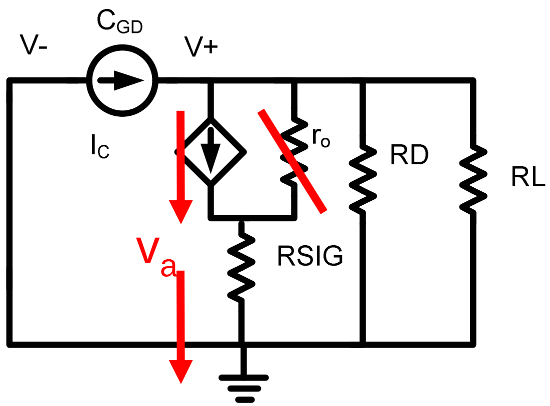
- On sait que v_{gs} c'est $0 - v_a$

$$I_C = -g_m v_a + \frac{v_+}{(R_D \| R_L)}$$



Grille commune

- On ecrit l'equation du courant



$$-g_m v_a = \frac{v_a}{R_{SIG}}$$

- On peut re-ecrire ca:

$$\frac{v_a}{R_{SIG}} + g_m v_a = 0 \quad \Rightarrow \quad v_a = 0$$

- Notre 1re equation devient:

$$I_C = \frac{v_+}{(R_D \parallel R_L)}$$

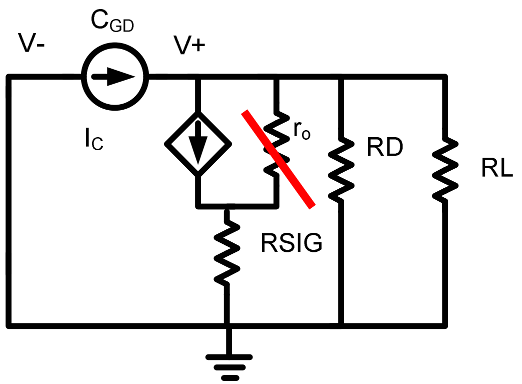
Grille commune

- Avec V_- = 0, on trouve R_{EQ}:

$$R_{EQ} = \frac{v_+}{I_C} = \left(R_D \parallel R_L\right)$$

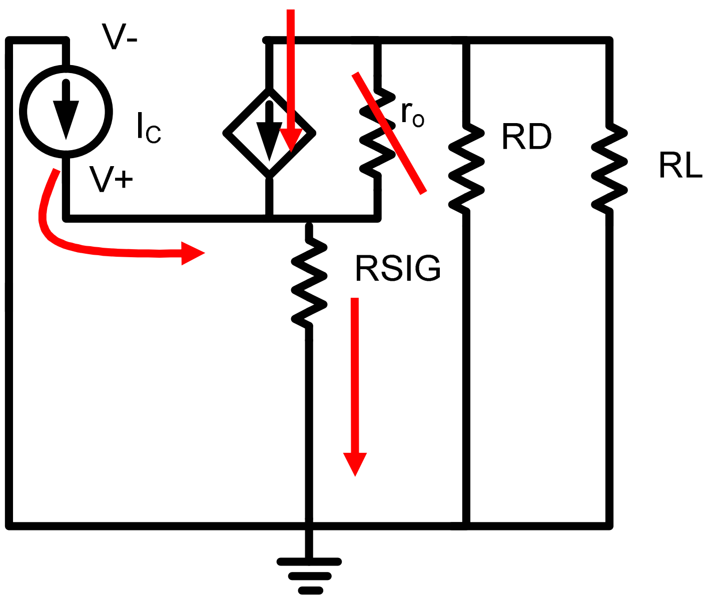
- La constante de temps pour C_{GD}:

$$\tau = C_{GD} R_{EQ} = C_{GD}\left(R_D \parallel R_L\right)$$



Grille commune

- On considere maintenant C_{GS}:
  - On met C_{GD} en circuit ouvert
  - On remplace C_{GS} par une source de courant
  - On trouve V_+ et V_-



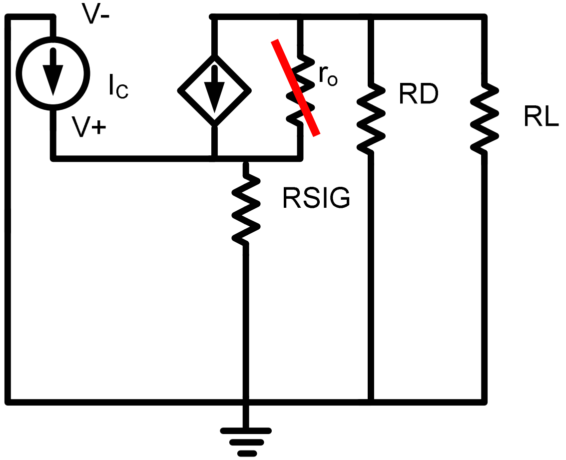
$$I_C + g_m(v_- - v_+) = \frac{v_+}{R_{SIG}}$$

Grille commune

- On met les v_+ a droite:

$$I_C + g_m(v_- - v_+) = \frac{v_+}{R_{SIG}} \Rightarrow I_C + g_m v_- = v_+\left(\frac{1}{R_{SIG}} + g_m\right)$$

- Sachant que v_- est 0, l'equation devient:



$$I_C = v_+\left(\frac{1}{R_{SIG}} + g_m\right)$$

Grille commune

- On peut donc trouver R_{EQ}:

$$I_C = v_+\left(\frac{1}{R_{SIG}} + g_m\right) \Rightarrow R_{EQ} = \left(R_{SIG} \,\|\, \frac{1}{g_m}\right)$$

- On calcule la constante de temps:

$$\tau = C_{GS}R_{EQ} = C_{GS}\left(R_{SIG} \,\|\, \frac{1}{g_m}\right)$$

- Dans cette methode, on addition les τ
  - On inverse ensuite pour trouver ω_{-3dB}

Grille commune

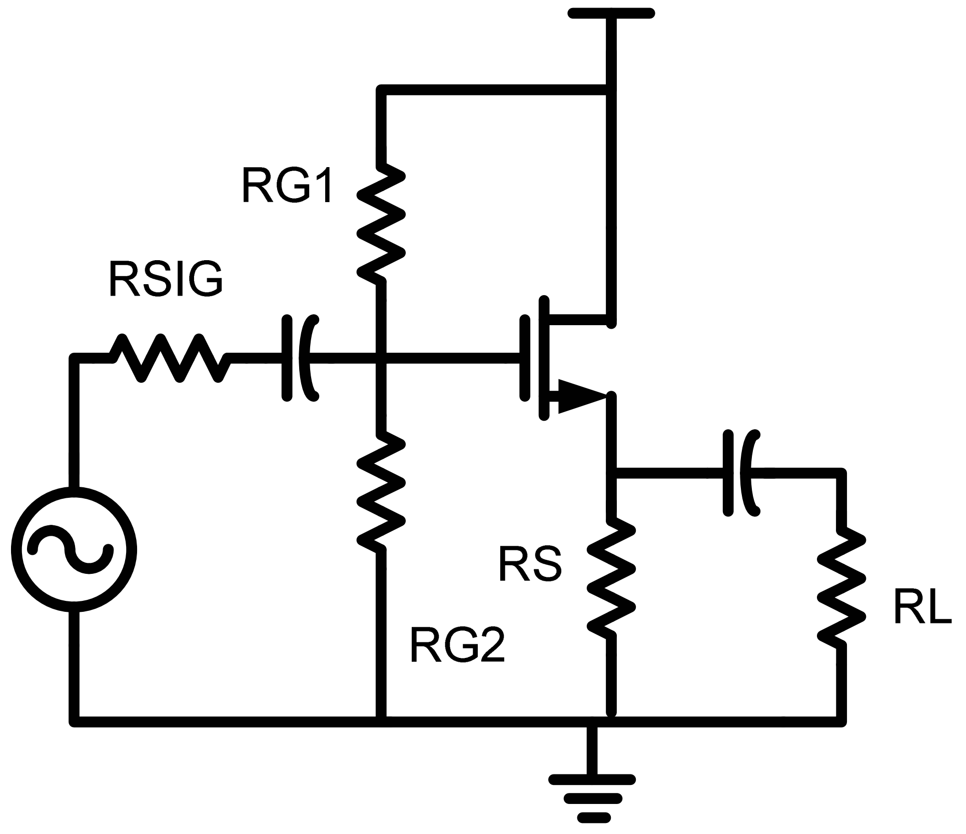
- La frequence de coupure est:

$$\omega_{-3dB} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{1}{C_{GD}\left(R_D \parallel R_L\right) + \underbrace{C_{GS}\left(R_{SIG} \parallel \frac{1}{g_m}\right)}}$$

- R_{SIG} et $1/g_m$ sont petites, donc contribution moindre
- La grosse contribution vient de R_L et R_D.

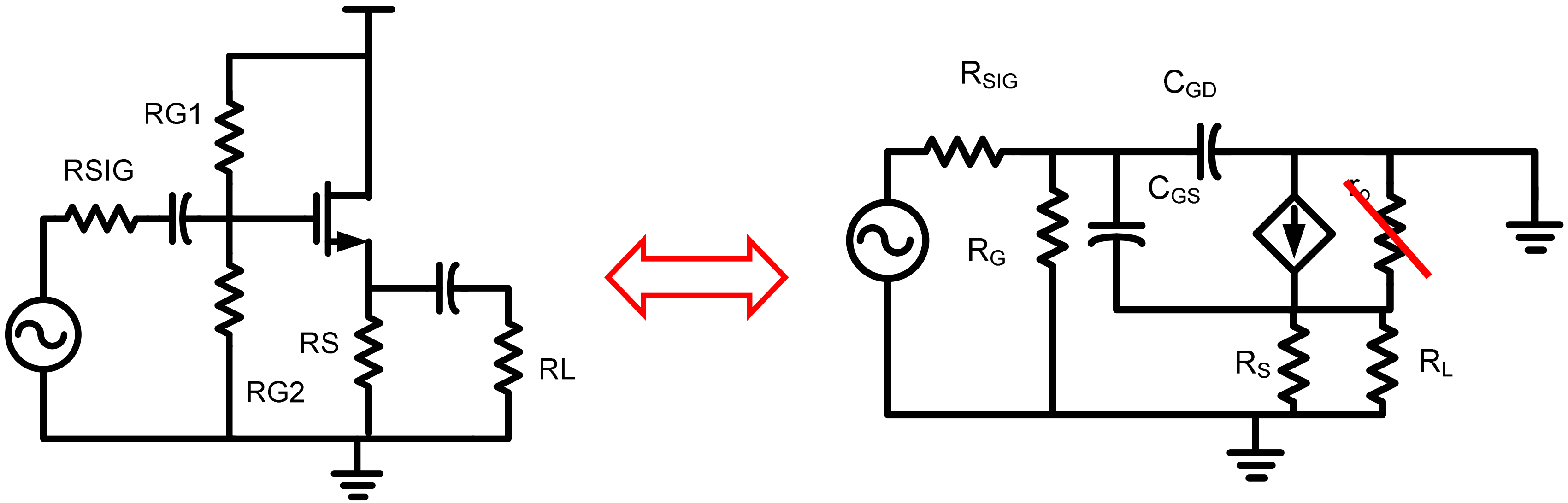
Drain commun

- La derniere configuration c’est le drain commun



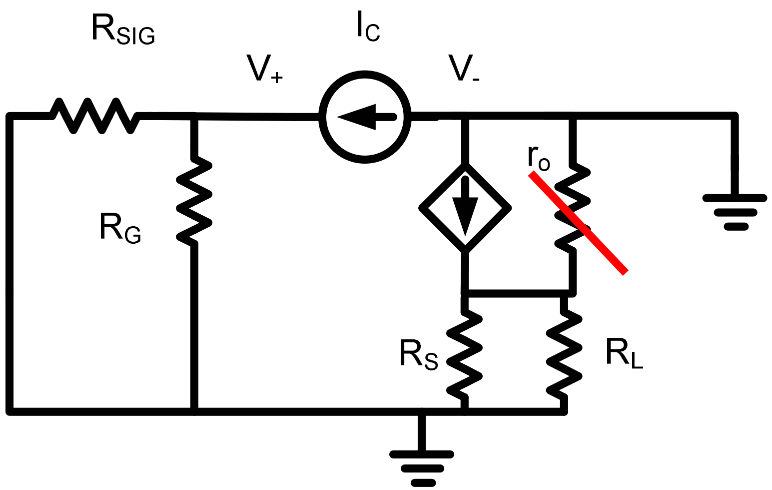
Drain commun

- Le modele petit signal est:
  - On ignore r_o



Drain commun

- On commence avec le C_{GD}
  - La source dependante devient 0
  - C_{GS} est en circuit ouvert
  - On remplace C_{GD} par une source de courant
  - On calcule V_+ et V_-
  - On trouve R_{EQ}



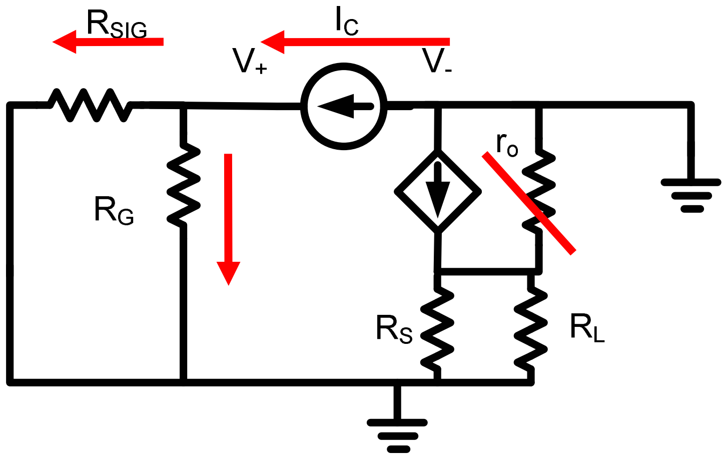
Drain commun

- On ecrit l'equation du courant

$$I_C = \frac{V_+}{R_{SIG} \parallel R}$$

- On isole V_+:

$$v_+ = I_C \left(R_{SIG} \parallel R_G\right)$$



$$v_- = 0$$

Drain commun

- On peut trouver la resistance equivalente:

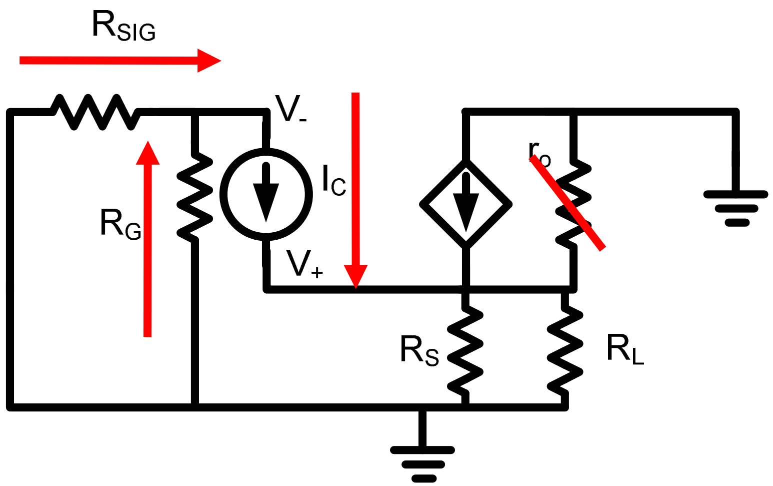
$$R_{EQ} = \frac{v_+ - v_-}{I_C} = \left(R_{SIG} \parallel R_G\right)$$

- La constante de temps pour C_{GD} est:

$$\tau = C_{GD} R_{EQ} = C_{GD}\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)$$

Drain commun

- On considere C_{GS}:

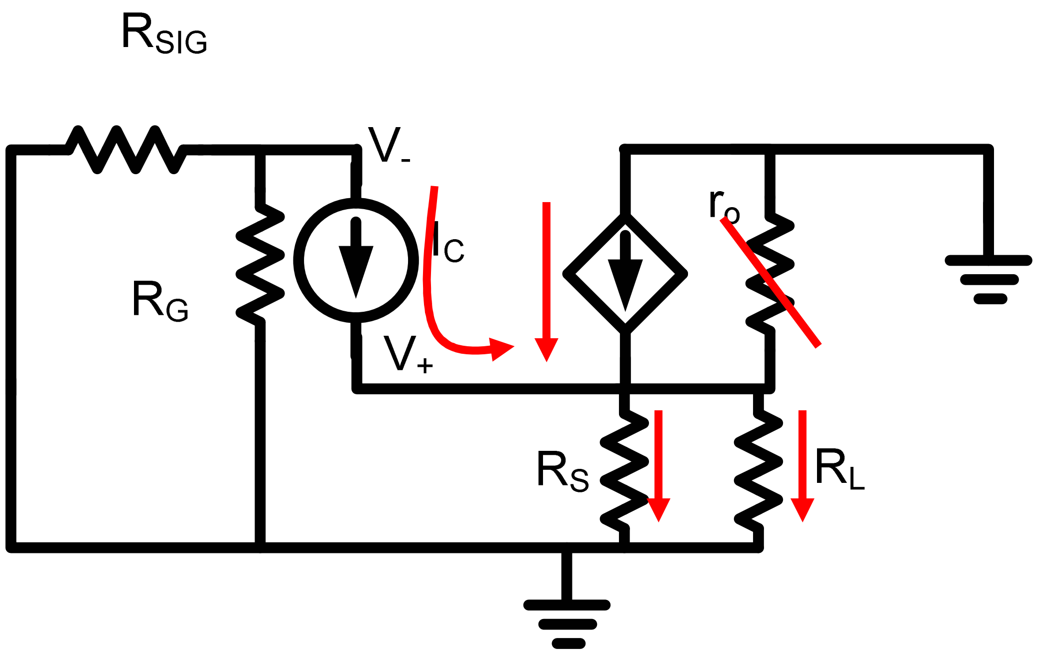


- On ecrit l'equation du courant

$$\frac{0 - v_-}{R_{SIG} \parallel R_G} = I_C \quad \Rightarrow \quad v_- = -I_C \left(R_{SIG} \parallel R_G \right)$$

Drain commun

- Il faut maintenant trouver V_+:
  - On ecrit l'equation au noeud de sortie



$$I_C + g_m\left(v_- - v_+\right) = \frac{v_+}{\left(R_S \parallel R_L\right)}$$

Drain commun

- On amene les v_+ a droite:

$$I_C + g_m(v_- - \underline{v_+}) = \frac{v_+}{(R_S \parallel R_L)} \Rightarrow I_C + g_m v_- = \frac{v_+}{(R_S \parallel R_L)} + g_m v_+$$

- On substitue v_-:

$$I_C \underline{- g_m I_C (R_{SIG} \parallel R_G)} = \frac{v_+}{(R_S \parallel R_L)} + g_m v_+$$

- On factorise v_+:

$$I_C - g_m I_C (R_{SIG} \parallel R_G) = v_+ \left[\frac{1}{(R_S \parallel R_L)} + g_m \right]$$

Drain commun

- On isole v_+

$$\frac{I_C - g_m I_C\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)}{\dfrac{1}{\left(R_S \parallel R_L\right)} + g_m} = v_+$$

- On simplifie

$$\frac{I_C\left[1 - g_m\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)\right]\left(R_S \parallel R_L\right)}{\left[1 + g_m\left(R_S \parallel R_L\right)\right]} = v_+$$

Drain commun

- On trouve maintenant R_{EQ}

$$R_{EQ} = \frac{v_+ - v_-}{I_C} = \frac{\overbrace{\frac{I_C\left[1 - g_m\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)\right]\left(R_S \parallel R_L\right)}{\left[1 + g_m\left(R_S \parallel R_L\right)\right]}}^{V_+} - \overbrace{\left[-I_C\left(R_{SIG} \parallel R_G\right)\right]}^{V_-}}{I_C}$$

- En manipulant un peu, on obtient

$$R_{EQ} = \frac{\left(R_S \parallel R_L\right) + \left(R_{SIG} \parallel R_G\right)}{\left[1 + g_m\left(R_S \parallel R_L\right)\right]}$$

Drain commun

- La constante de temps est:

$$\tau = C_{GS} \frac{(R_S \parallel R_L) + (R_{SIG} \parallel R_G)}{[1 + g_m (R_S \parallel R_L)]}$$

- On trouve la frequence de coupure:

$$\omega_{-3dB} = \frac{1}{C_{GS} \frac{(R_S \parallel R_L) + (R_{SIG} \parallel R_G)}{[1 + g_m (R_S \parallel R_L)]} + C_{GD} (R_{SIG} \parallel R_G)}$$

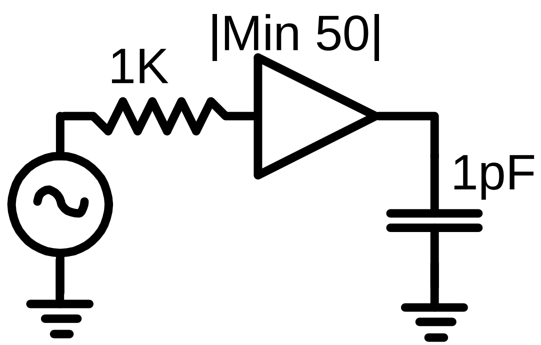
Passons a quelque chose de plus concret..

Exemple de Conception

- On recapitule:
  - Nous avons explore 3 configurations
  - Nous avons utilise une technique d'analyse "rapide" de la vitesse
- Qu'est-ce qu'on est capable de faire?
- Essayons un probleme de conception
  - On part avec des specifications
  - On utilise nos connaissances pour construire quelque chose…

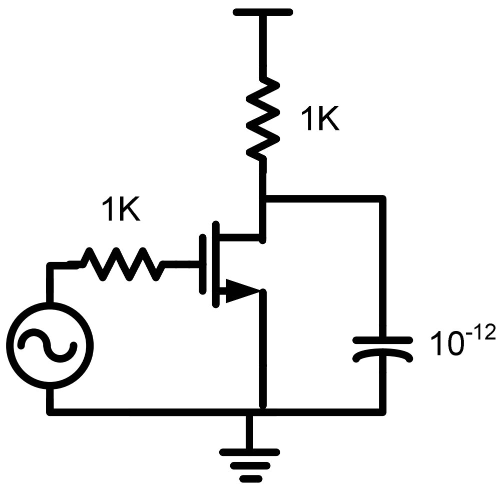
Exemple de Conception

- On veut concevoir un amplificateur qui fonctionne a 1Grad/s qui a un gain de 50.
- Voici les parametres de la technologie:
  - g_m=0.05
  - C_{GD}=$50x10^{-15}$
  - C_{GS}=$200x10^{-15}$
- Les contraintes externes sont
  - C_L=$1x10^{-12}$
  - R_{SIG}=1K



Exemple de Conception

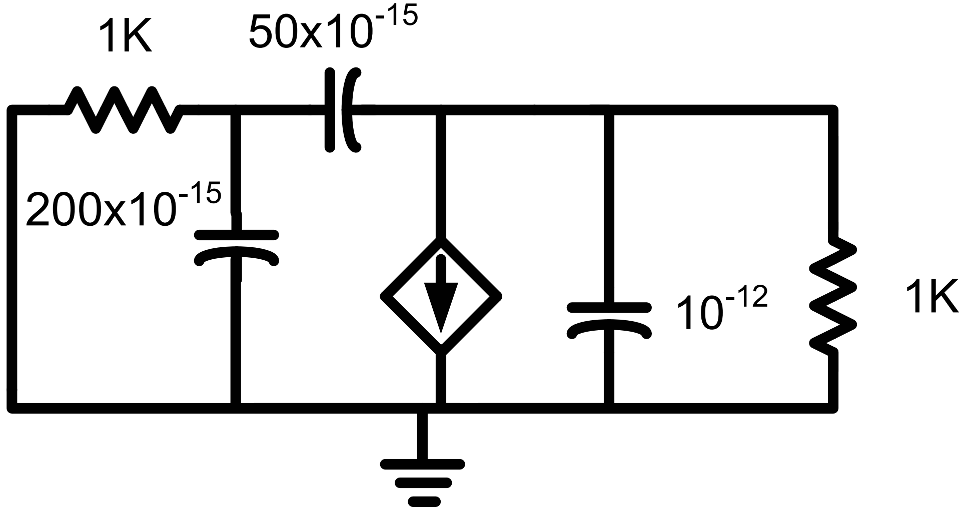
- Donnons-nous un point de depart…
  - Source commune: grand gain et grand R_{IN}
- On va commencer avec une 1re iteration:
  - Gain: $-g_m R_D$
  - Avec g_m=0.05 et R_D=1K, le gain est -50
  - Est-ce que ca fonctionne a 1Grad/s?



Oublions la polarisation DC!

Exemple de Conception

- On prend le modele petit signal:

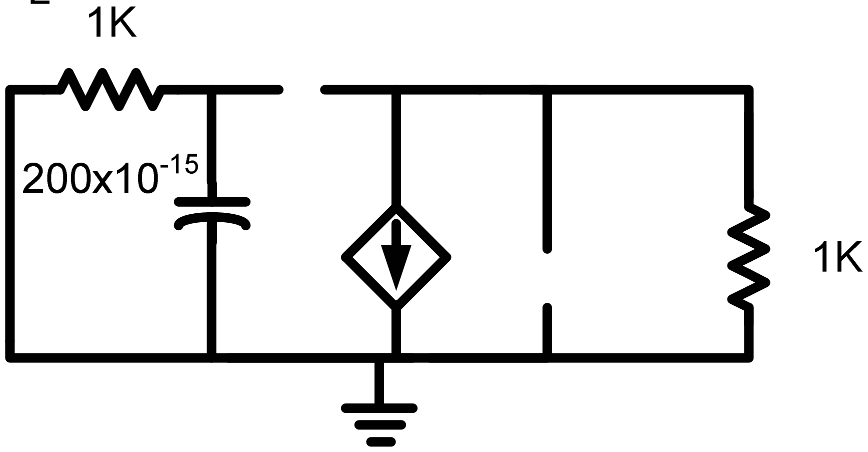


- On calcule ω_{-3dB} avec constantes de temps circuit ouvert

On commence avec C_{GS}

Exemple de Conception

- Avec C_{GS}:
  - C_{GD} et C_L sont en circuit ouvert



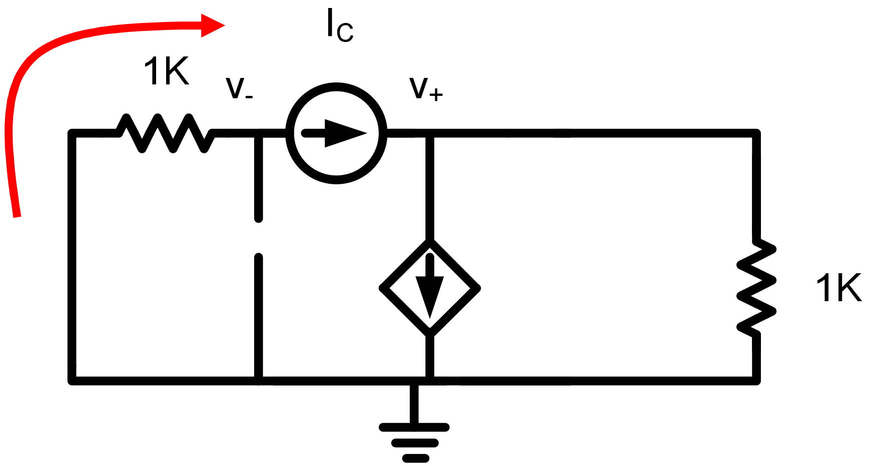
  - C_{GS} voit seulement la resistance 1K

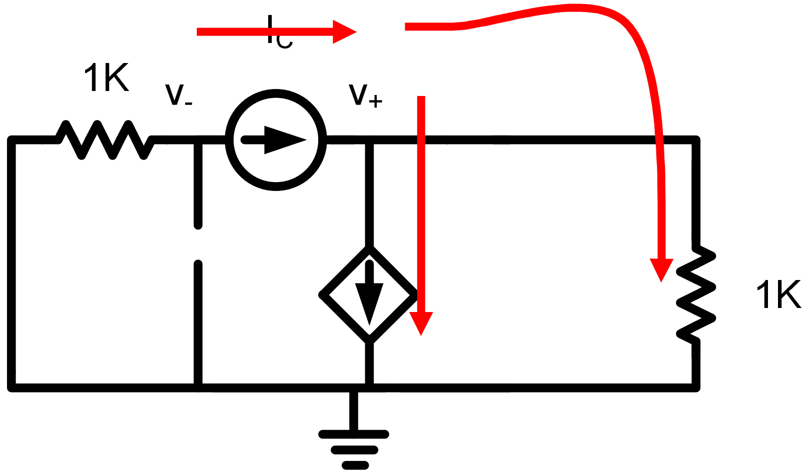
$$\tau = C_{GS} R_{EQ} = \left(200x10^{-15}\right)\left(1000\right) = 200x10^{-12}$$

Passons a C_{GD}…

Exemple de Conception

- Pour C_{GD}:
    - C_{GS} et C_L sont en circuit ouvert
- Pour trouver R_{EQ} de C_{GD}, on applique un courant:





$$v_- = -I_C 1K$$

$$v_+ = (I_C - g_m v_-)1K$$

Exemple de Conception

- On manipule les equations:

$$v_+ - v_- = \left(I_C + g_m I_C 1K\right)1K + I_C 1K$$

- On isole R_{EQ}:

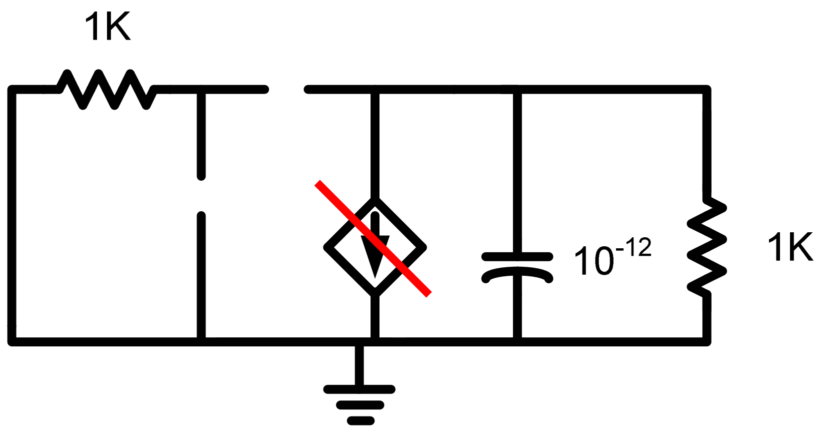
$$R_{EQ} = \frac{v_+ - v_-}{I_C} = \left(1 + g_m 1K\right)1K + 1K = 52K$$

- La constante de temps est:

$$\tau = C_{GD} R_{EQ} = 52K\left(50x10^{-15}\right) = 2.6x10^{-9}$$

Exemple de Conception

- Il reste une capacite: C_L.
  - C_{GS} et C_{GD} sont en circuit ouvert



$V_{GS}=0$

- La source dependante a 0 courant. Donc, la constante de temps est:

$$\tau = C_L R_{EQ} = 10^{-9}$$

Exemple de Conception

- Pour la frequence de coupure, on additionne les constantes de temps:

$$200x10^{-12} + 2.6x10^{-9} + 10^{-9} = 3.8x10^{-9}$$

C_{GS} C_{GD} C_L

- Ca nous donne une frequence de coupure de:

$$263Mrad/s$$

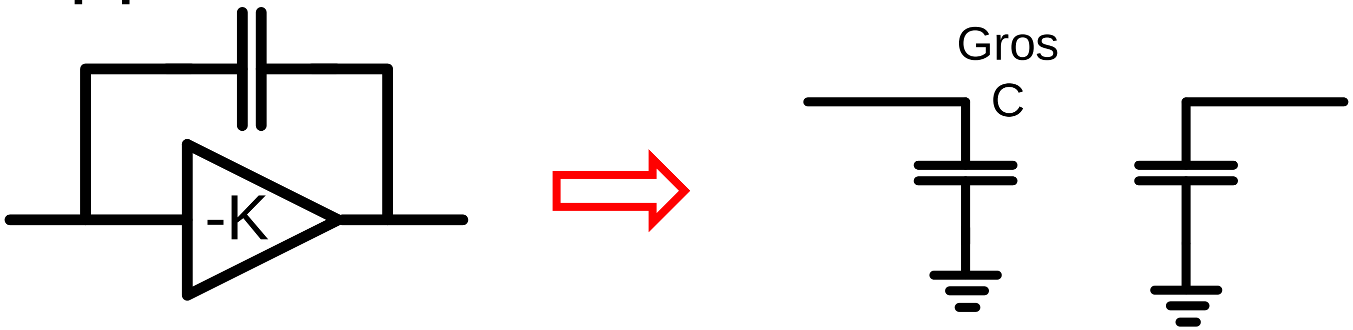
Avec 263Mrad/s, on est beaucoup trop lent… qu'est-ce qu'on fait?

Exemple de Conception

- Regardons les τ:

$$\tau_L = 10^{-9} \qquad \tau_{GS} = 200x10^{-12} \qquad \tau_{GD} 2.6x10^{-9}$$

- La plus grosse contribution est 2.6ns (C_{GD})
- La raison:
  - Source commune a une capacite de Miller
- Rappel:



Gros gain

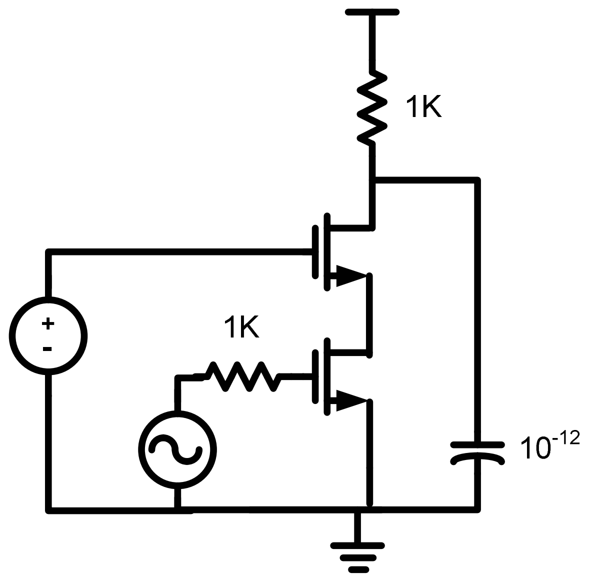
Exemple de Conception

- Comment resoudre? 2 facons:
  - Reduire le R que voir le C (R de la source)
  - Reduire le gain aux bornes de C
- On peut utiliser une configuration cascode
  - Source commune + base commune

1. R_D de source commune devient R_{IN} de grille commune

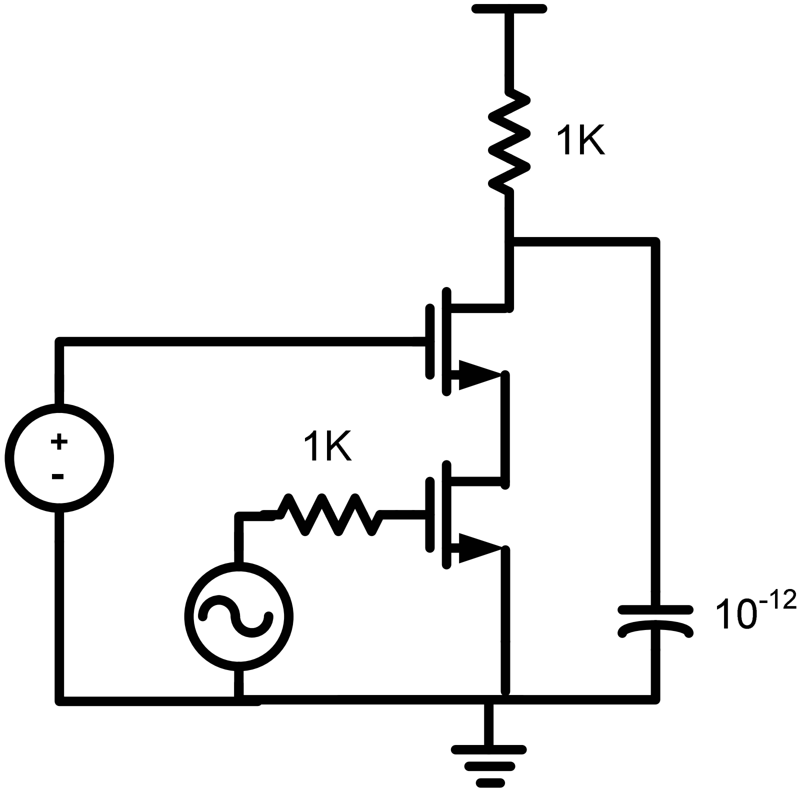
2. Gain devient ~ 1 aux bornes de C (Miller disparait)

3. Gain de base commune: $g_m R_D$ (meme gain)



Exemple de Conception

- On obtiendrait ce circuit

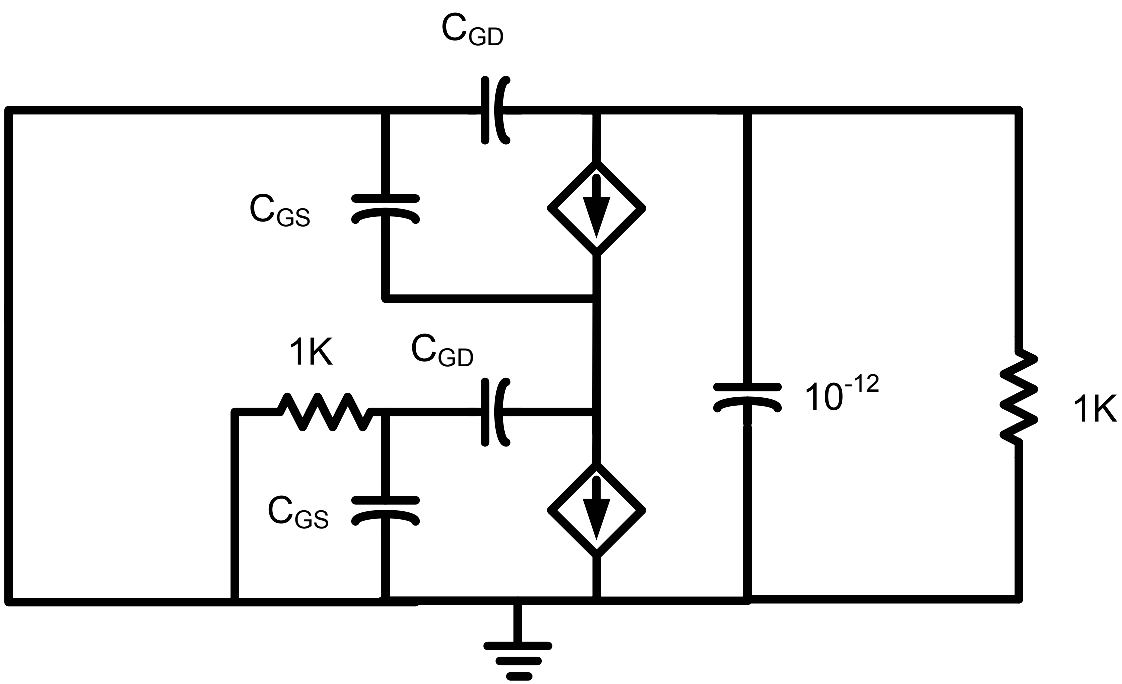


Le gain est encore ~50

Calculons la frequence de coupure…

Exemple de Conception

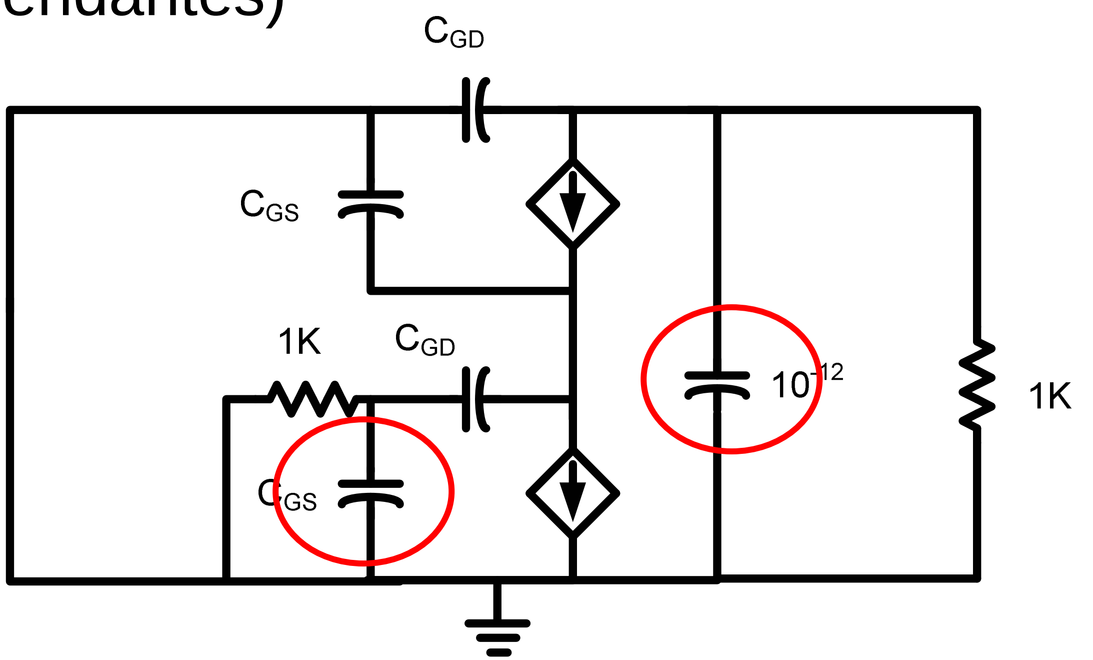
- Le modele petit signal est celui-ci:



On est maintenant rendu avec 5 capacites… essayons de reutiliser des resultats

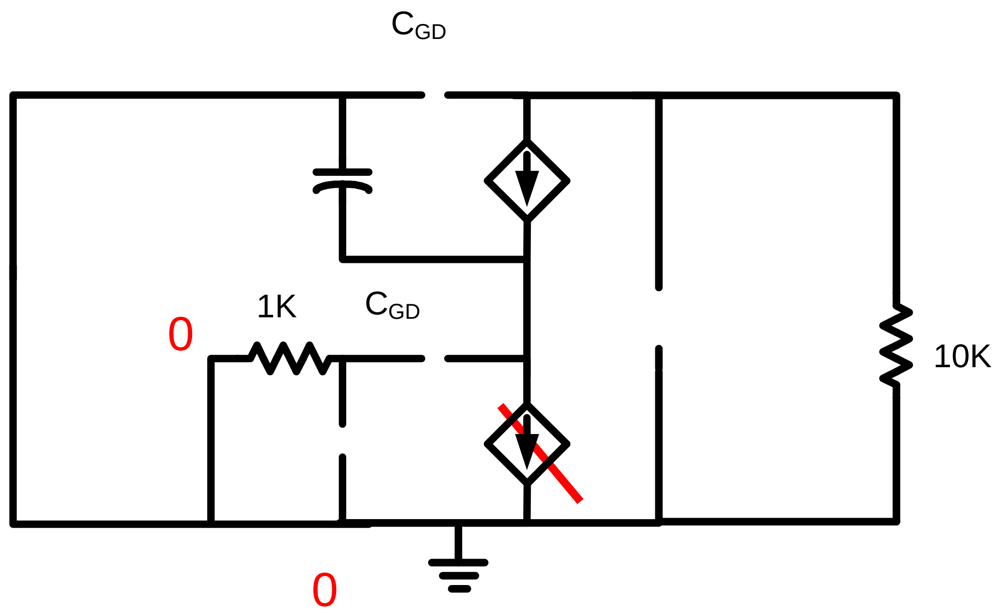
Exemple de Conception

- Voyons ce qu'on peut reprendre de l'autre analyse:
  - C_{GS} du premier transistor reste le meme
  - C_L reste le meme (aucun courant dans les sources dependantes)



Exemple de Conception

- Il reste 3 condensateurs.
- Considerons le 2e C_{GS}:
  - La source dependante du bas est 0



Voyons la source du haut…

Exemple de Conception

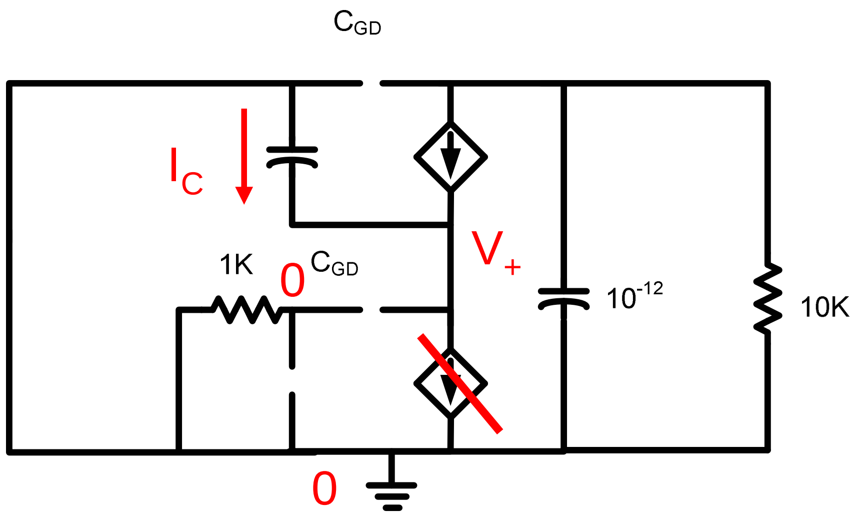
- On ecrit l'equation au noeud V_+:

$$I_C + g_m(0 - v_+) = 0$$

- On isole V_+

$$\frac{I_C}{g_m} = v_+$$

$$v_- = 0$$



Exemple de Conception

- La resistance equivalente est:

$$R_{EQ} = \frac{v_+ - v_-}{I_C} = \frac{1}{g_m}$$

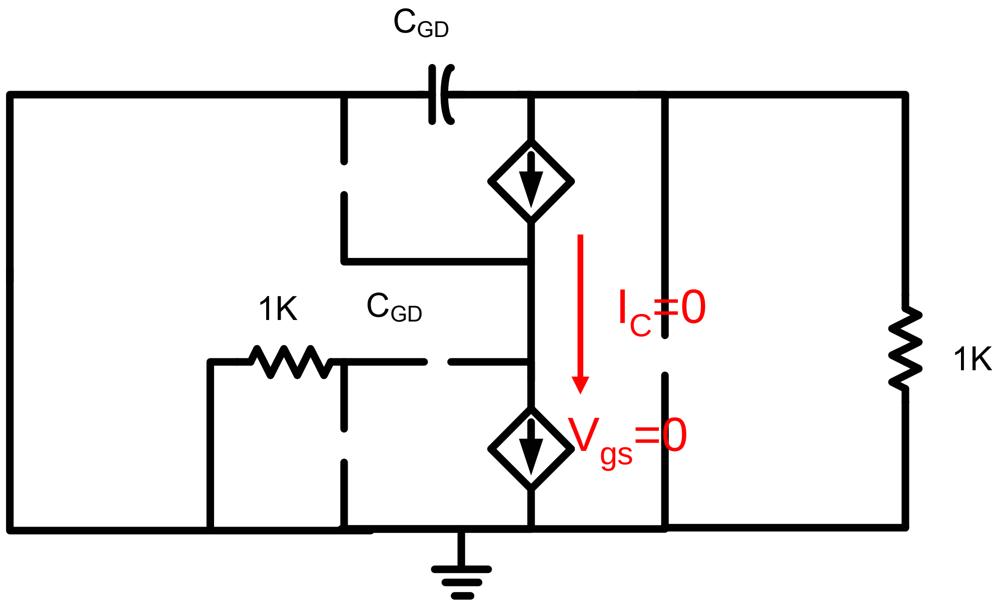
- La constante de temps est:

$$\tau = C_{GS}\frac{1}{g_m} = 4x10^{-12}$$

Exemple de Conception

- Considerons maintenant le C_{GD} en haut.
- Aucun courant ne passe dans les sources dependandantes: R_{EQ}=1K

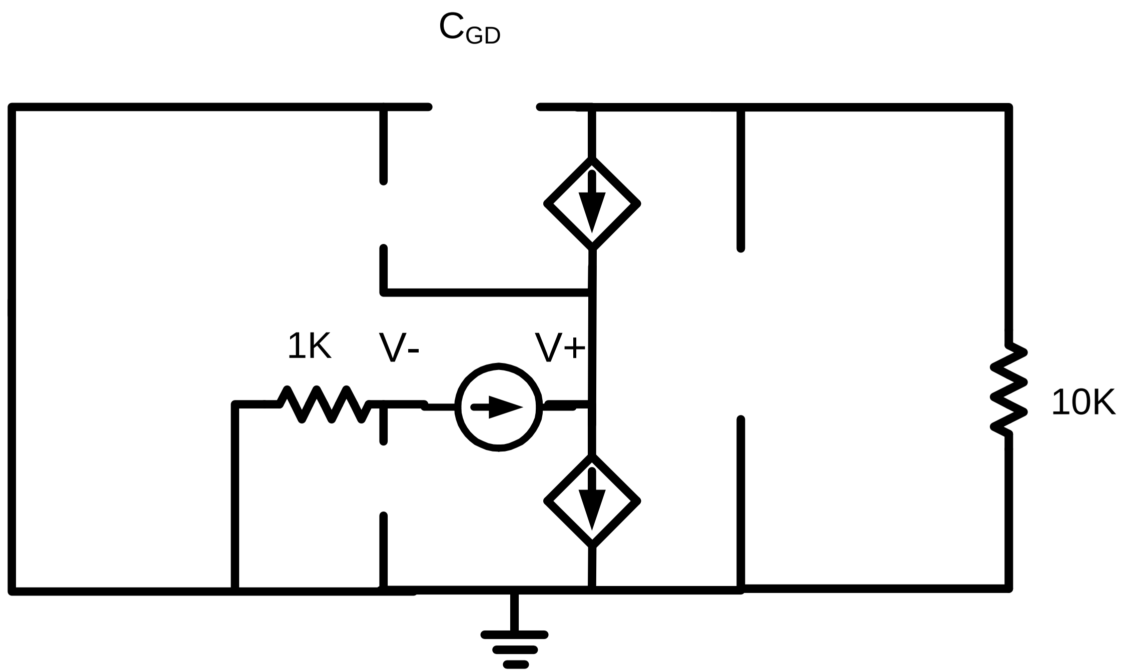
$$\tau = (1K)(50x10^{-15}) = 50x10^{-12}$$



Exemple de Conception

- Le dernier C_{GD} demande plus de travail:
  - On ecrit l'equation a V_-:

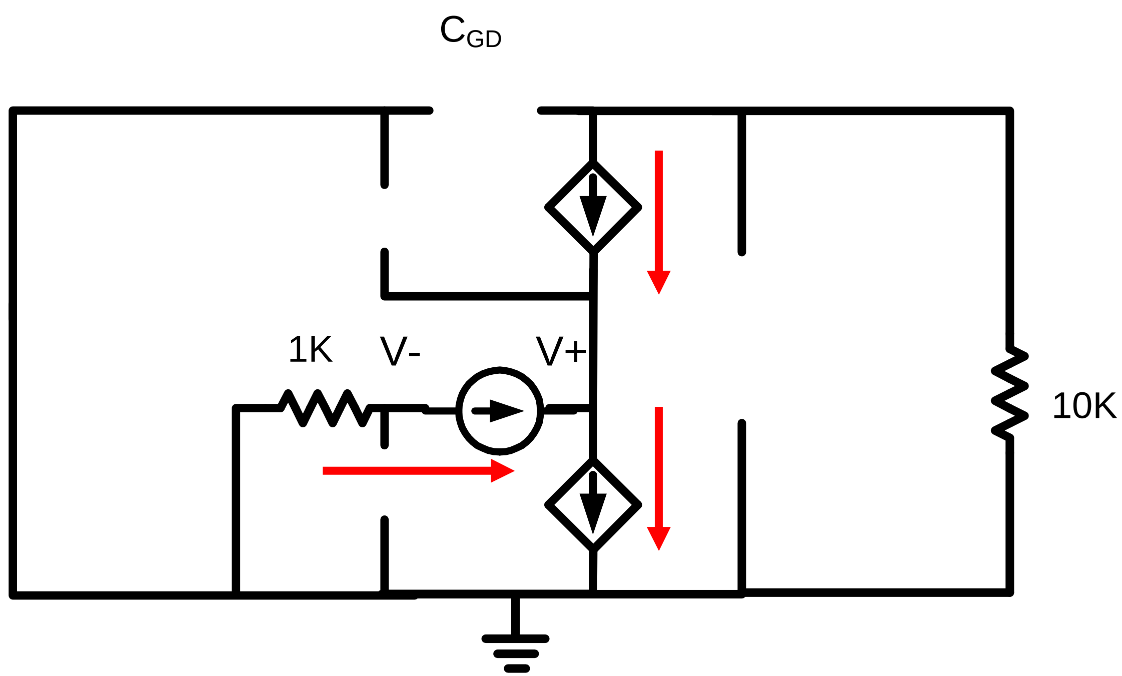
$$v_- = -I_C 1K$$



Exemple de Conception

- On fait la meme chose pour V_+:

$$I_C + g_m(0 - v_+) = g_m(v_- - 0)$$



Exemple de Conception

- On recopie les 2 equations ici:

$$v_{-} = -I_C 1K \qquad\qquad I_C + g_m(0 - v_{+}) = g_m(v_{-} - 0)$$

- On substitue V_{-} dans l'equation de V_{+}:

$$I_C + g_m(-v_{+}) = g_m\underline{(-I_C 1K)}$$

- On isole V_{+}:

$$I_C\left(\frac{1+1Kg_m}{g_m}\right) = v_{+}$$

Exemple de Conception

- On fait $V_+ - V_-$ pour trouver R_{EQ}:

$$v_+ - v_- = I_C\left(\frac{1+1Kg_m}{g_m}\right) + I_C 1K$$

- On isole la resistance equivalente:

$$R_{EQ} = \frac{v_+ - v_-}{I_C} = 2020$$

- La constante de temps est:

$$\tau = 101x10^{-12}$$

Exemple de Conception

- La somme des constantes de temps nous aide a trouver la frequence de coupure:

$$\tau_{GS1} \Rightarrow 200x10^{-12} \qquad \tau_{GS2} \Rightarrow 4x10^{-12}$$

$$\tau_{GD1} \Rightarrow 101x10^{-12} \qquad \tau_{GD2} \Rightarrow 50x10^{-12}$$

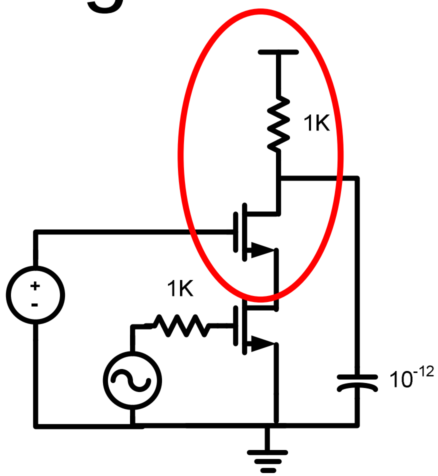
$$\tau_{L} \Rightarrow 10^{-9}$$

$$200x10^{-12} + 101x10^{-12} + 50x10^{-12} + 4x10^{-12} + 10^{-9} = 1.355x10^{-9}$$

$$\Rightarrow 738Mrad/s$$

Exemple de Conception

- La grosse contribution maintenant, c'est la capacite de sortie C_L ($\tau = C_L * R_D$)
- On sait que C_L voit R_D (1K)
  - R_D c'est R_{OUT} de la configuration cascode
  - Il faut lui <u>montrer une plus petite resistance</u> que 1K
- Il faut une configuration avec petit R_{OUT}

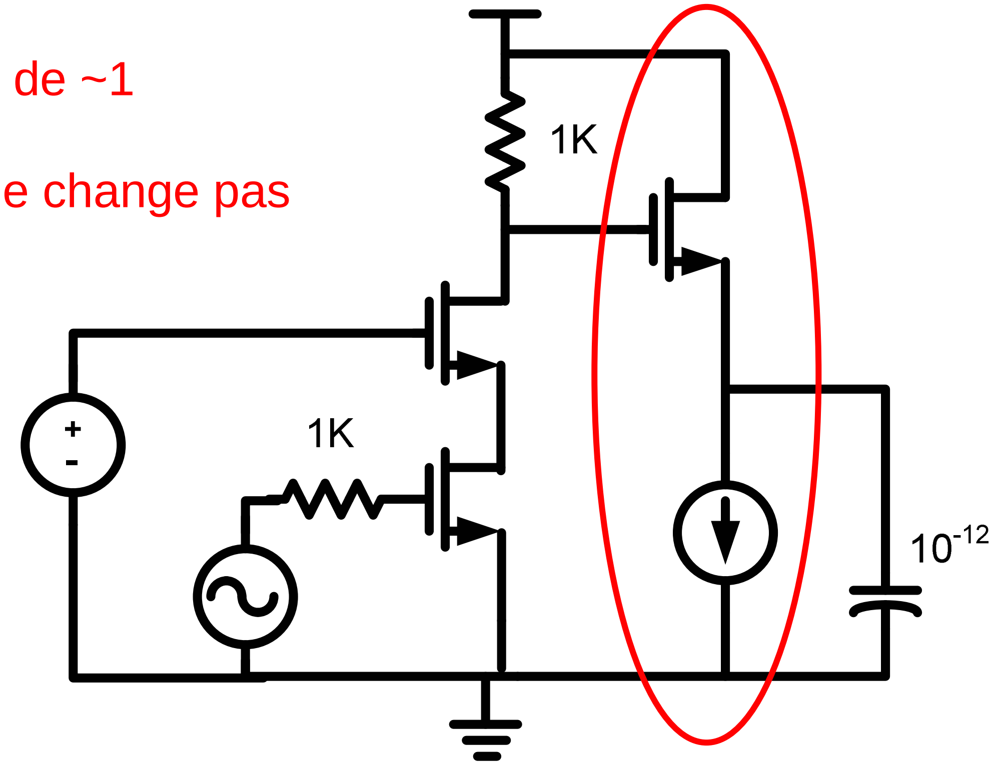


Exemple de Conception

- La configuration drain commun est ajoutee pour presenter un faible R_{OUT} a C_L:

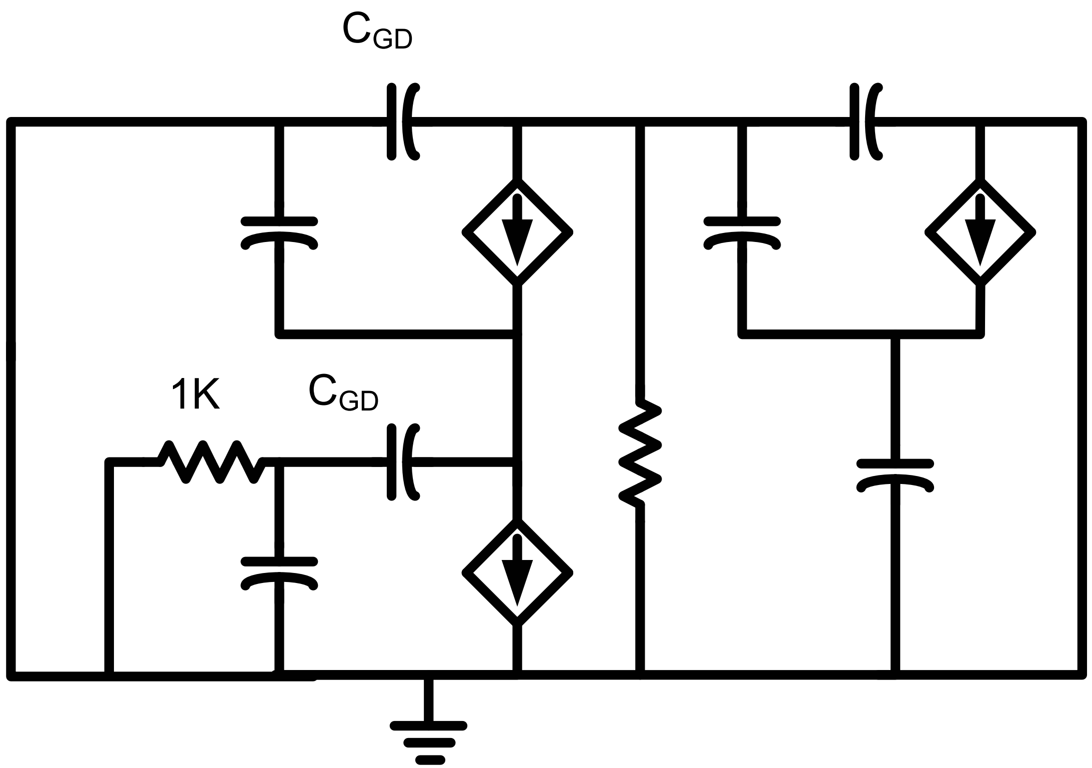
Drain commun a un gain de ~1

Encore une fois, le gain ne change pas



Exemple de Conception

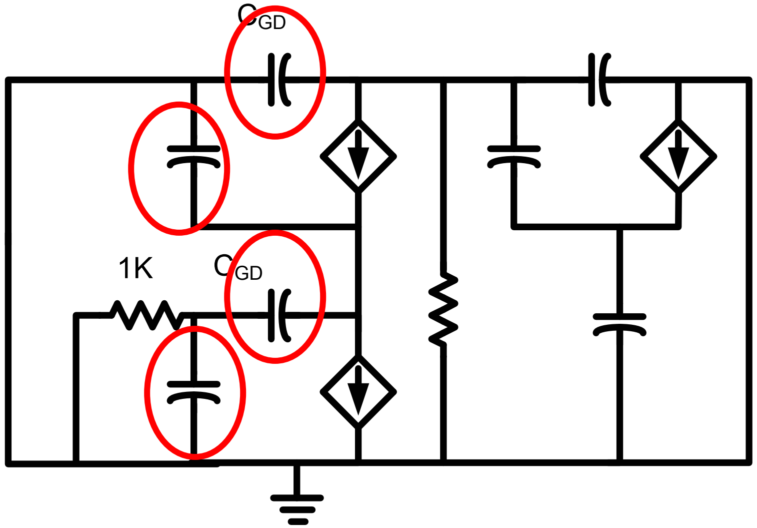
- Le modele petit signal est:



On est maintenant rendu a 7 condensateurs…Voyons ce qu'on peut reutiliser

Exemple de Conception

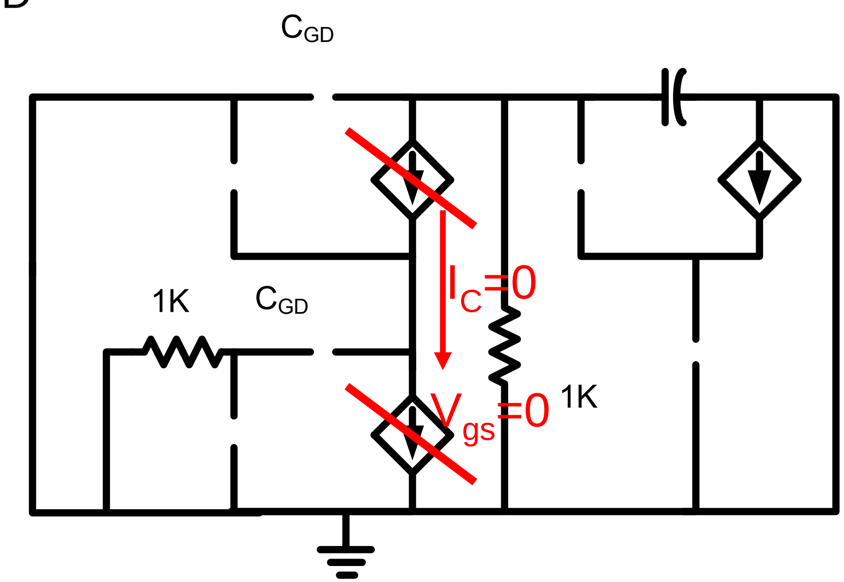
- Les C_{GS} et C_{GD} des 2 premiers transistors restent les memes.



- Il faut seulement calculer la constante de temps pour les 3 condensateurs restants

Exemple de Conception

- Le C_{GD} de la sortie
  - On sait que les 2 sources dependantes sont 0
  - Le courant ne passe QUE dans le 1K
  - Ce C_{GD} voit seulement 1K

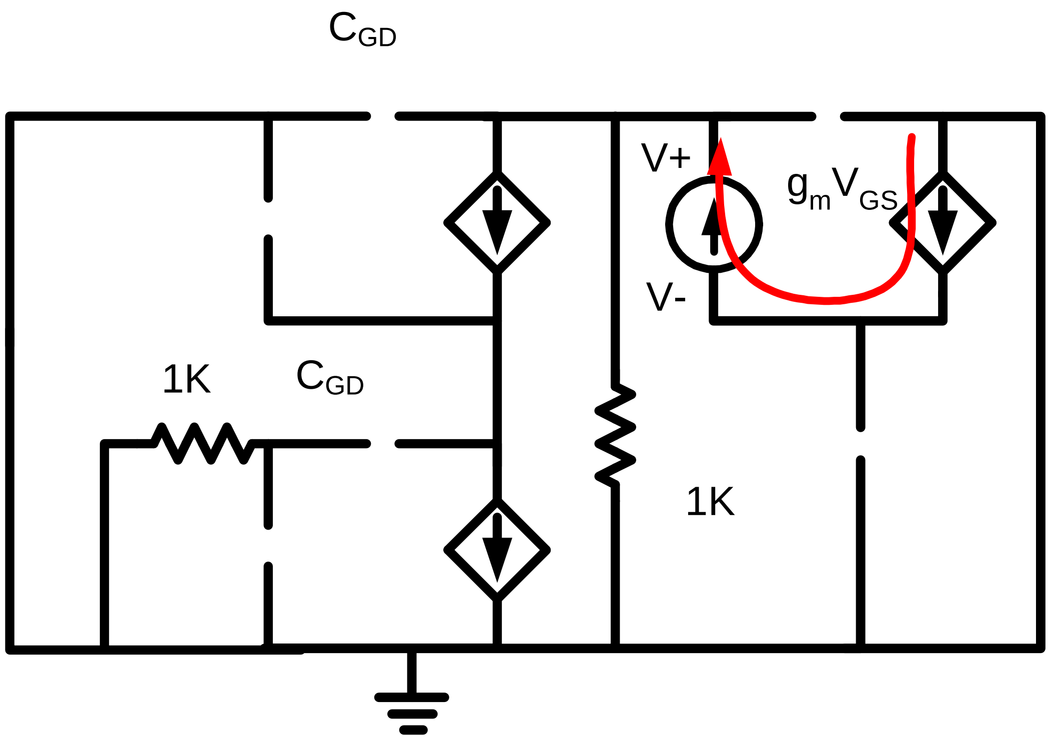


$$\tau = (1K)\left(50x10^{-15}\right) = 50x10^{-12}$$

Exemple de Conception

- Le C_{GS} a la sortie
  - Le courant dans la source dependante:

$$I_C = g_m(v_+ - v_-)$$



Exemple de Conception

- La resitance equivalente est:

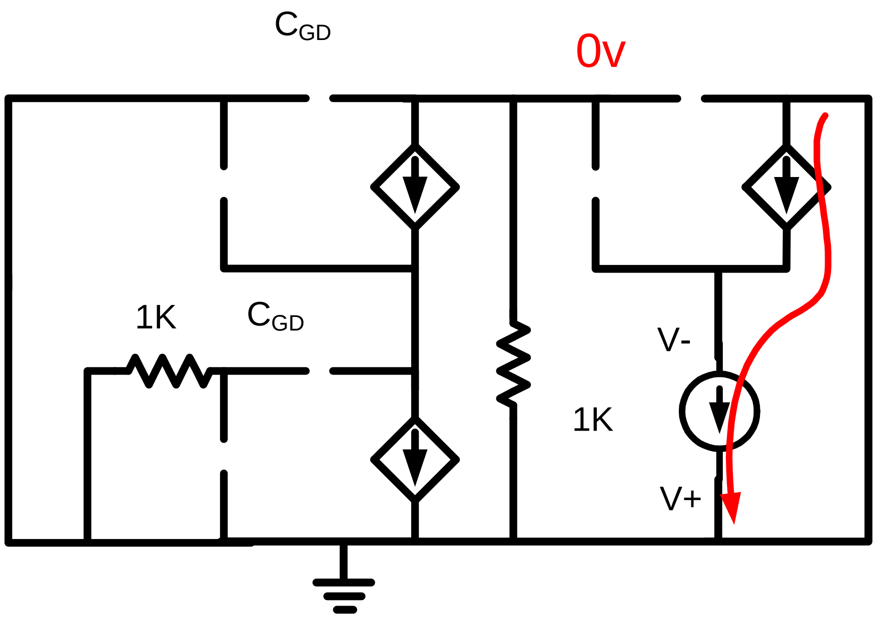
$$I_C = g_m\left(v_+ - v_-\right) \quad \Rightarrow \quad R_{EQ} = \frac{\left(v_+ - v_-\right)}{I_C} = \frac{1}{g_m}$$

- La constante de temps est:

$$\tau = C_{GS}\frac{1}{g_m} = 4x10^{-12}$$

Exemple de Conception

- Le dernier condensateur, c'est C_L:



$$v_+ = 0$$

- On ecrit l'equation du courant:

$$I_C = g_m\left(0 - v_-\right)$$

Exemple de Conception

- On isole v_-:

$$I_C = g_m(0 - v_-) \Rightarrow -\frac{I_C}{g_m} = v_-$$

- La resistance equivalente est:

$$R_{EQ} = \frac{(v_+ - v_-)}{I_C} \Rightarrow R_{EQ} = \frac{1}{g_m}$$

- La constante de temps est:

$$\tau = R_{EQ}C_L = 20x10^{-12}$$

Exemple de Conception

- Pour la frequence de coupure, on additionne les constantes de temps:

$$C_{GS1} \Rightarrow 200x10^{-12}$$

$$C_{GS2} \Rightarrow 4x10^{-12}$$

$$C_{GD1} \Rightarrow 101x10^{-12}$$

$$C_{GD2} \Rightarrow 50x10^{-12}$$

$$C_{GS3} \Rightarrow 4x10^{-12}$$

$$C_L \Rightarrow 20x10^{-12}$$

$$C_{GD3} \Rightarrow 50x10^{-12}$$

$$429x10^{-12}$$

$$\Rightarrow 2.33Grad / s$$

Frequence plus elevee que ce qui est requis…

Exemple de Conception

- S’il fallait ameliorer, on pourrait tenter de reduire C_{GS1} et C_{GD1}

$$C_{GS1} \Rightarrow 200x10^{-12} \qquad C_{GD1} \Rightarrow 101x10^{-12} \qquad C_{GS2} \Rightarrow 4x10^{-12}$$

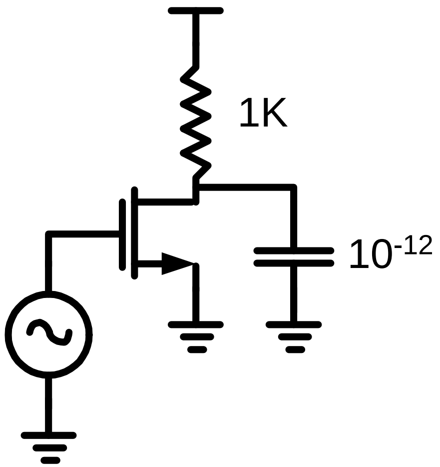
$$C_{GD2} \Rightarrow 50x10^{-12} \qquad C_{GS3} \Rightarrow 4x10^{-12} \qquad C_{GD3} \Rightarrow 50x10^{-12}$$

$$C_{L} \Rightarrow 20x10^{-12}$$

- Cependant, on est proche de la limite de l’optimisation

Matiere hors cours

- On prend quelques minutes pour introduire une technique avancee…
- Dans la conception haute vitesse on utilise le “shunt-peaking”.
- Imaginez ce circuit:



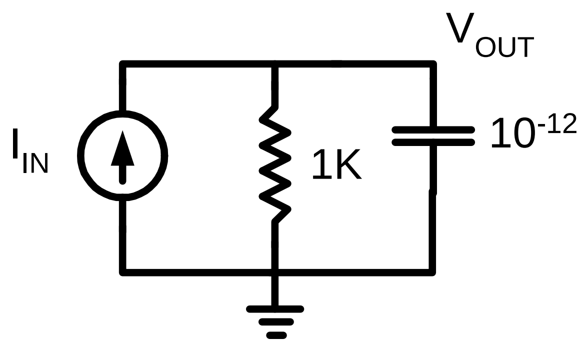
Source ideale: aucun effet de miller

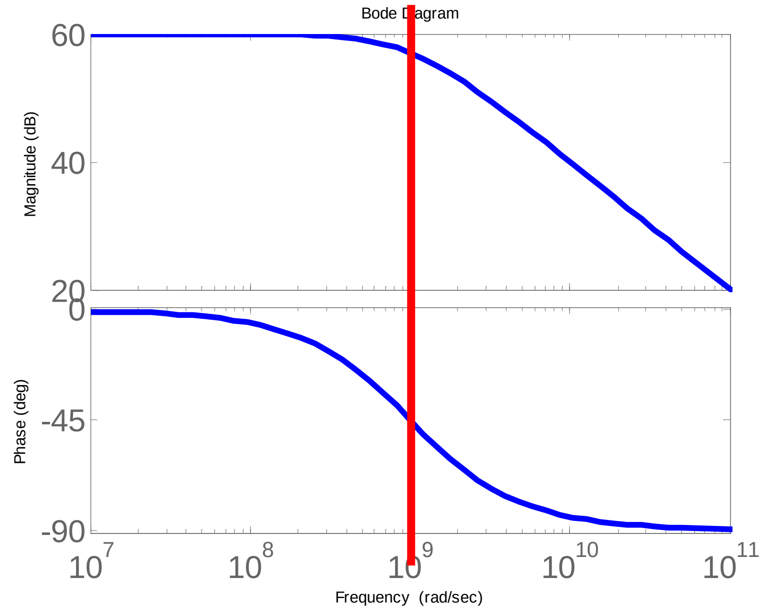
Le probleme se trouve a la sortie

Le probleme se trouve a la sortie (C_L)

Matiere hors cours

- On fait une analyse rapide
- Si les problemes se trouvent a la sortie (C_L), on peut ignorer les C du transistor

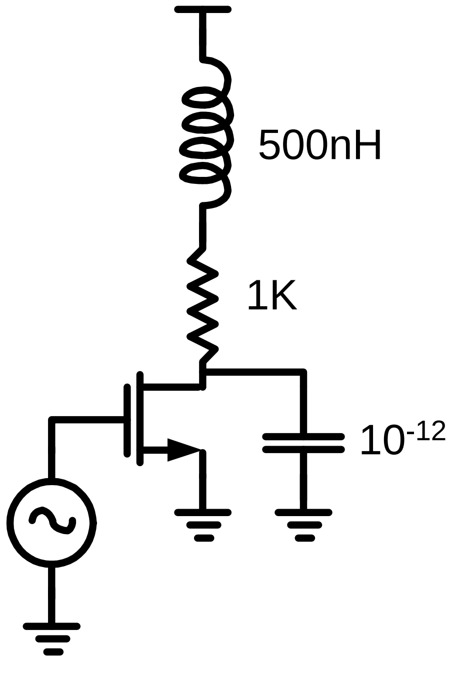


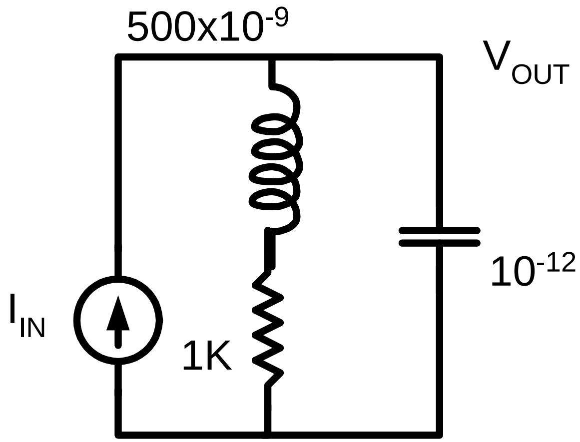


On peut trouver que la frequence de coupure est ~ 1Grad/s

Matiere hors cours

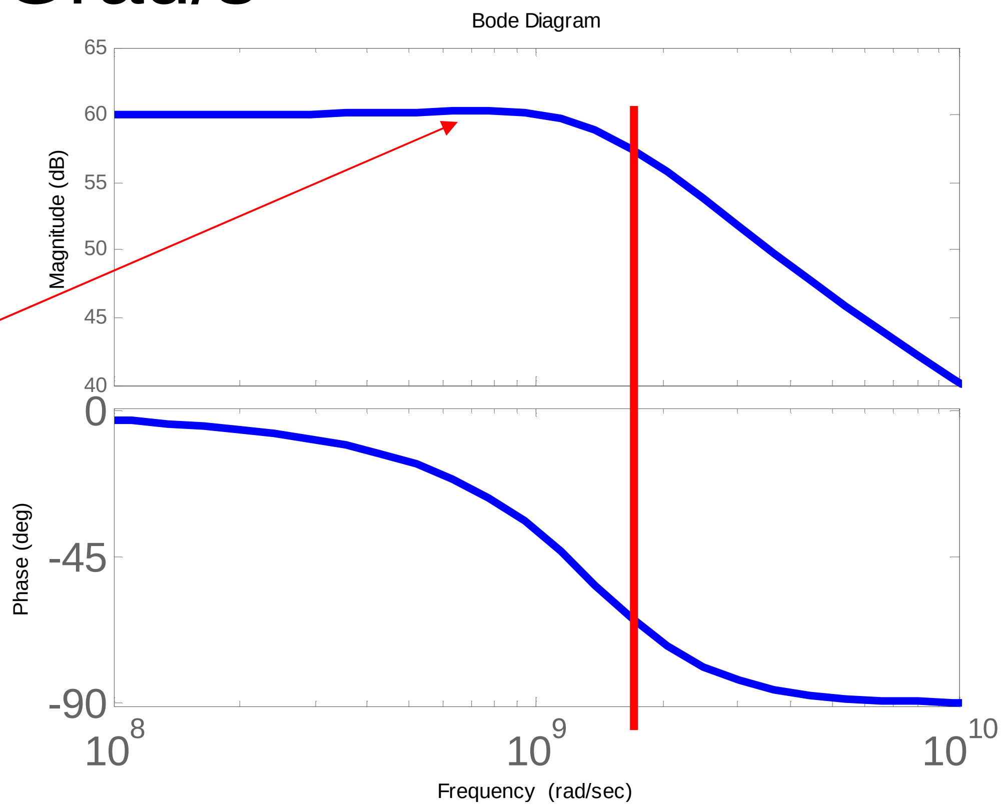
- Avec la technique “shunt-peaking”, on ajoute une inductance…
  - Shunt = parallele (L en parallele avec C)
  - Peaking = “ajout d’une bosse”





Matiere hors cours

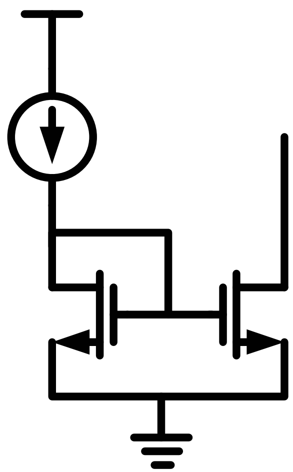
- En faisant l'analyse, on voit que la frequence de coupure est montee autour de 1.8Grad/s

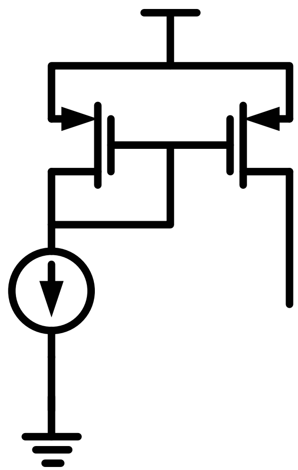


Bosse = peaking

Miroir de courant CMOS

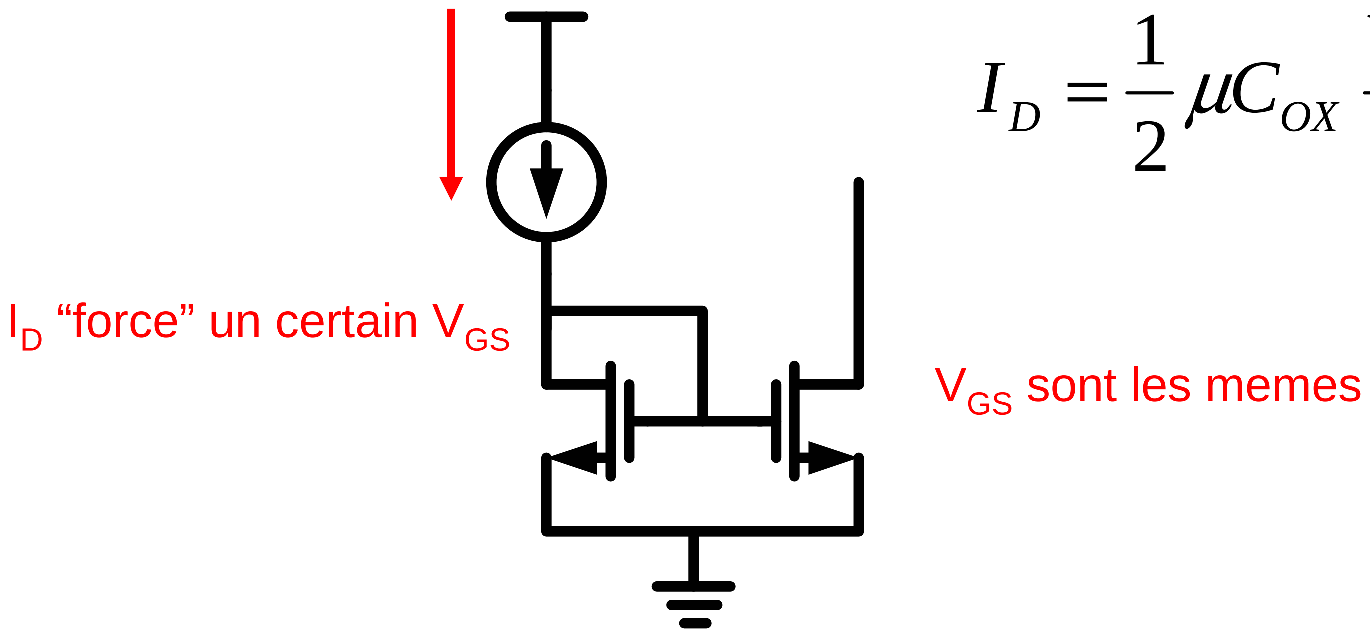
- Comme avec les transistors bipolaires, on peut aussi creer des sources de courant
  - Miroirs de courants
- Voici 2 miroirs de courant simples CMOS:





Miroir de courant CMOS

- Quand un transistor est en saturation, son courant ne depend **que** de V_{GS}
- Donc, meme V_{GS} veut dire meme courant

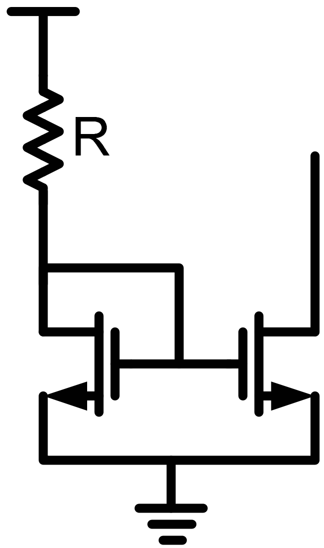


$$I_D = \frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2$$

Miroir de courant CMOS

- En realite:
  - Le courant depend aussi de la tension au drain
  - La taille des transistors (W/L) joue aussi un role
- On va garder ca pour plus tard
- Pour l’instant, analysons ce cas simple…

On utilise R a la place d’une source de courant



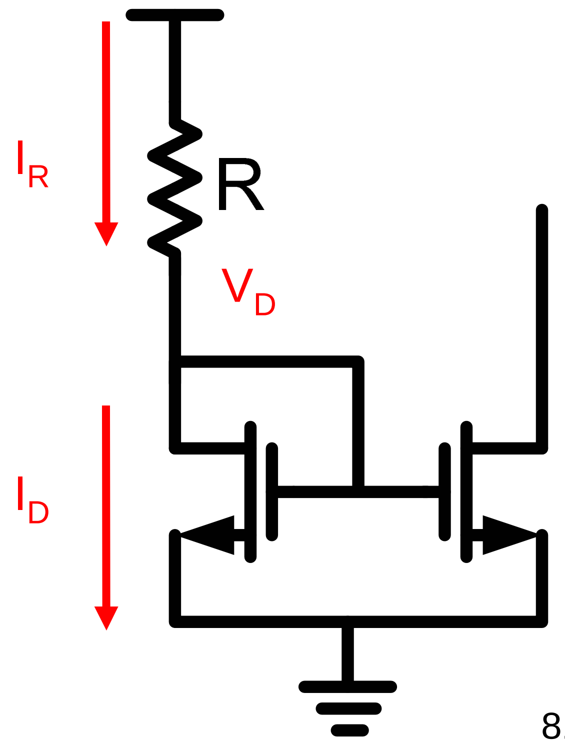
Miroir de courant CMOS

- On sait que: $$I_R = \frac{VDD - V_D}{R}$$
- On sait aussi que $V_D = V_{GS}$

$$I_R = \frac{VDD - V_{GS}}{R}$$

- Ce courant est egal a I_D

$$I_D = \frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2$$



Miroir de courant CMOS

- $I_R = I_D$ et on isole V_{GS} :

$$I_R = \frac{VDD - V_{GS}}{R} \Rightarrow V_{GS} = VDD - I_D R$$

- On substitue dans l'equation de I_D:

$$I_D = \left[\frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\right]\left(\underline{VDD - I_D R} - V_{TH}\right)^2$$

- On manipule pour obtenir ceci:

$$0 = I_D{}^2 R^2 - I_D\left[2R\left(VDD - V_{TH}\right) + \frac{1}{\left(\frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\right)}\right] + \left(VDD - V_{TH}\right)^2$$

C'est facile a resoudre…

Miroir de courant CMOS

- Imaginons un probleme de conception d'un miroir de courant:
  - $\mu C_{OX}(W/L)=0.02$
  - $V_{TH}=0.7$
  - VDD=5
  - Trouver R pour I=1mA

On entre tout ca dans l'equation de tantot

$$0=(1\mu)R^2-1m\left[2R(4.3)+\frac{1}{(0.01)}\right]+(4.3)^2$$

Miroir de courant CMOS

- Le reste devient des mathematiques:

$$0 = 10^{-6} R^2 - R \cdot 8.6x10^{-3} + 18.39$$

- Les solutions sont:

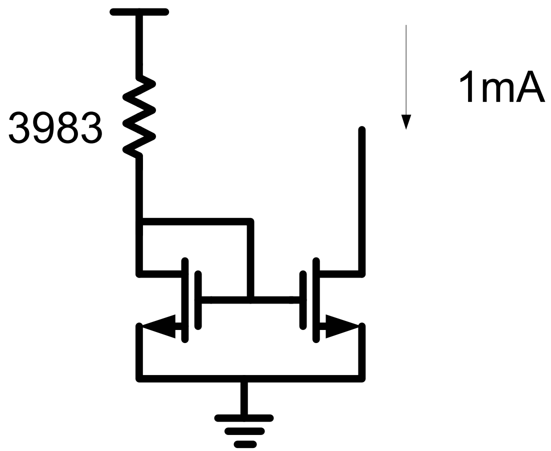
$$\frac{8.6x10^{-3} \pm \sqrt{\left(8.6x10^{-3}\right)^2 - 4x10^{-6}18.39}}{2x10^{-6}}$$

4616

3983

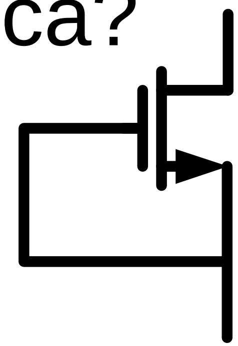
Miroir de courant CMOS

- Si la resistance etait 4616, V_{GS} serait
  - 5 - 4.616 = 0.384 (en cut-off)
  - Si c'est en cutoff, I_D ne peut pas etre 1mA (<u>contradiction</u>)
- Si la resistance etait 3983, V_{GS} serait 1.017: c'est coherent



Miroir de courant CMOS

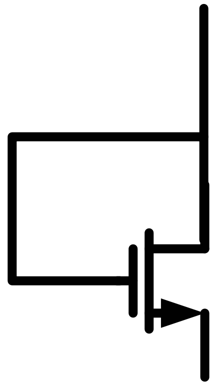
- Comment se rappeler des connexions?
- Est-ce que c’est ca?



- C’est quoi la valeur de V_{GS}?
    - $V_G=V_S$ donc $V_{GS} < 0.7$ (cut off)
- Donc, ce n’est pas la bonne connexion

Miroir de courant CMOS

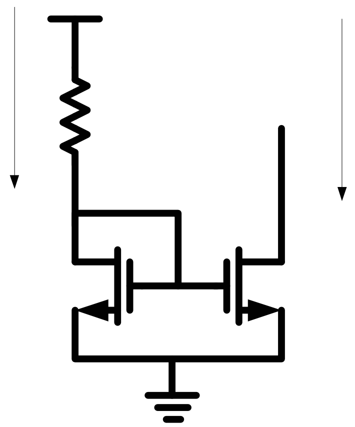
- La connexion est donc celle-ci



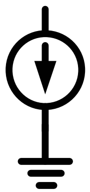
- $V_G=V_D$, donc on est toujours en saturation
- S'appelle la connexion “diode”
  - Plus petit que 0.7v (V_{TH}), c'est bloque
  - Plus grand que 0.7v, ca conduit

Miroir de courant CMOS

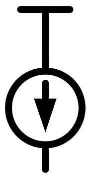
- Voici les equivalents:

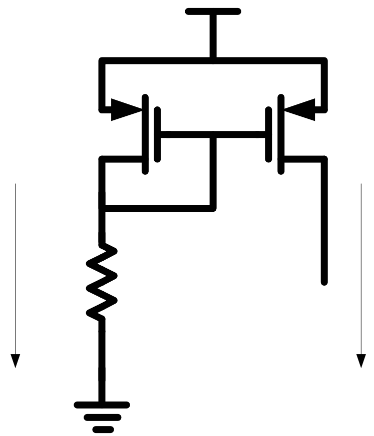


“Tire” du courant



Fournit du courant



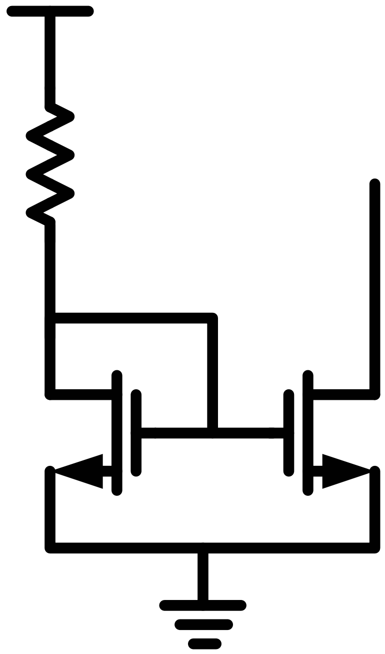


Miroir de courant CMOS

- Exemple (seul):
  - Je veux un miroir de courant qui **<u>tire</u>** 5mA
  - Les 2 transistors sont de meme taille
  - $\mu C_{OX}(W/L)=0.04$
  - VDD=5
  - $V_{TH}=0.7$

Miroir de courant CMOS

- Ca “tire” ce courant, donc la structure est:



Miroir de courant CMOS

- On reprend notre equation:

$$0 = I_D{}^2 R^2 - I_D \left[2R\left(VDD - V_{TH}\right) + \frac{1}{\left(\frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\right)} \right] + \left(VDD - V_{TH}\right)^2$$

- On met les chiffres:

$$0 = 2.5x10^{-5} R^2 - 5x10^{-3} \left[2R\left(4.3\right) + \frac{1}{0.02} \right] + 18.49$$

- On met l'equation sous une forme connue

$$0 = 2.5x10^{-5} R^2 - 0.043R + 18.24$$

Miroir de courant CMOS

- La solution est:

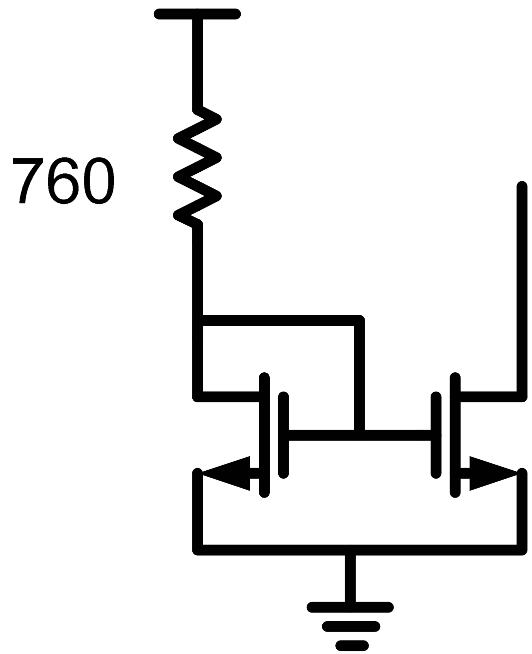
$$\frac{0.043 \pm \sqrt{0.043^2 - 4\left(2.5x10^{-5}\right)\left(18.24\right)}}{5x10^{-5}}$$

- Les 2 resistances sont

760 960

Miroir de courant CMOS

- Pour une resistance de 960, V_{GS} sera 0.2
    - Le transistor est en cutoff: contradiction
- Pour une resistance de 760, V_{GS} sera 1.2
    - On est correct.



Miroir de courant CMOS

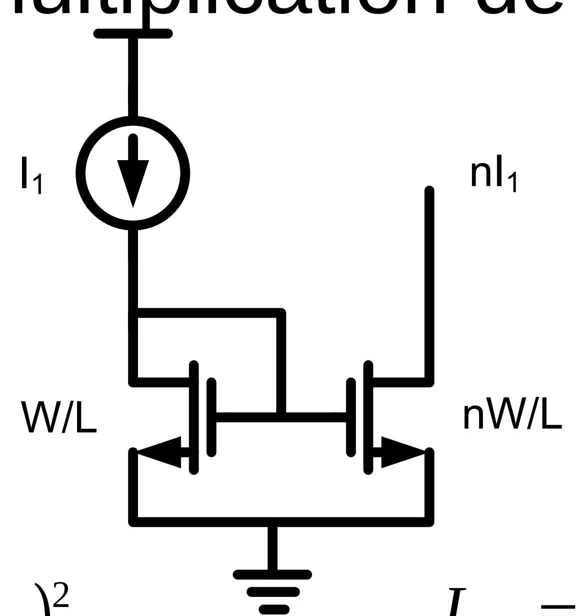
- Jusqu'a present, on a considere que les transistors etaient de meme taille.
- Quand on concoit, on peut avoir des transistors de tailles differentes
- Avec le RATIO des tailles, on peut ajuster le courant.

$$I_D = \frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2$$

Avec meme V_{GS}, le courant depend de (W/L)

Miroir de courant CMOS

- Le ratio entre la taille des transistors nous donne une multiplication de courant



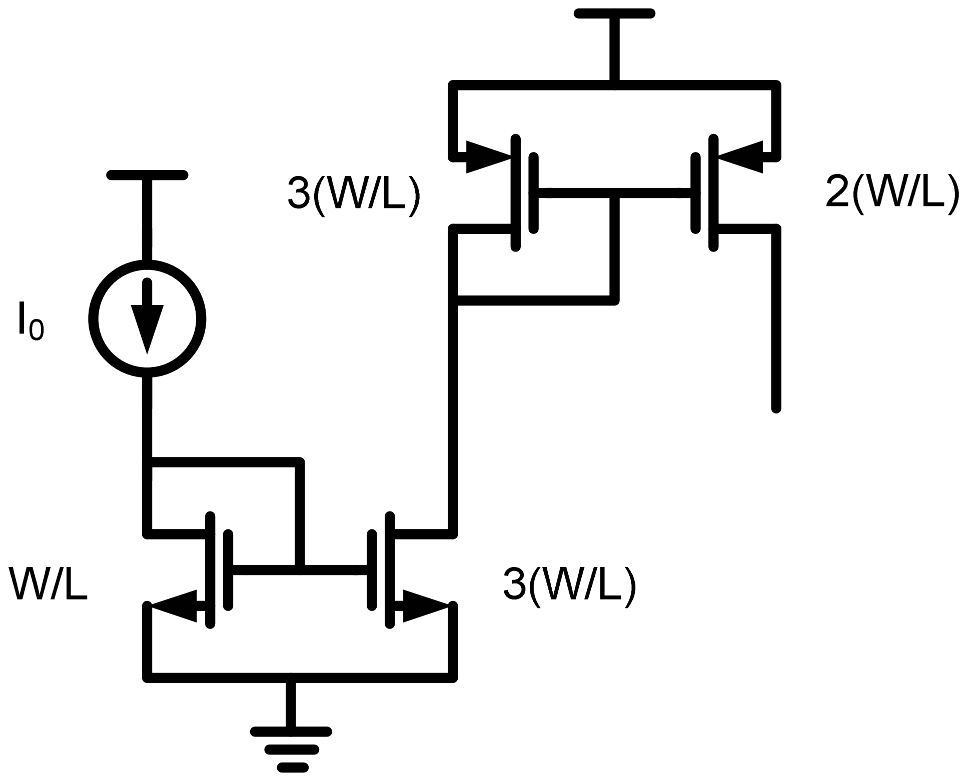
$$I_{D1} = \frac{1}{2}\mu C_{OX}\frac{W}{L}\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2$$

$$I_{D2} = \frac{1}{2}\mu C_{OX}\left(n\frac{W}{L}\right)\left(V_{GS} - V_{TH}\right)^2$$

$$nI_{D1} = I_{D2}$$

Exemple (seul)

- Quel est le courant de sortie?
  - Hypothese (tout reste en saturation)



Exemple (seul)

- Premier miroir de courant: 3X I_o
- Deuxieme miroir de courant: 2/3 I