

Titre:
Cr   par:
Date de cr  atio

DEA I&M - TC2



Amplificateur opérationnel Modélisation comportementale

Amplificateur opérationnel

Modélisation comportementale

I Amplificateur opérationnel idéal

II Caractéristiques de l'amplificateur opérationnel réel

II.1 Caractéristiques larges signaux

II.1.1 Dynamique d'entrée en mode commun

II.1.2 Dynamique de sortie

II.1.3 Caractéristique de transfert - Offset

II.1.4 Vitesse de balayage

II.2 Caractéristiques petits signaux

II.2.1 Bande passante - Produit gain-bande passante

II.2.2 Marge de phase

II.2.3 Impédances d'entrée - Impédances de sortie

II.3 Autres caractéristiques

II.3.1 Taux de réjection du mode commun

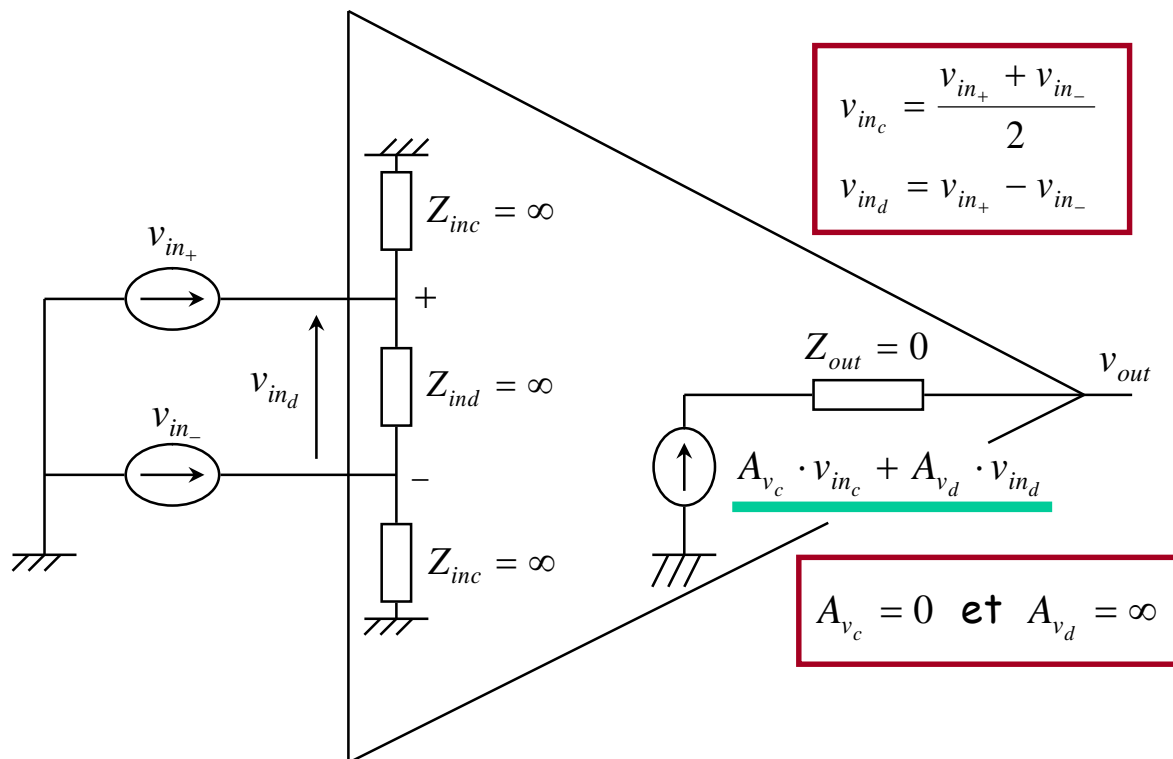
II.3.2 Taux de réjection des alimentations

II.3.3 Bruit

II.4 Conclusion

III Amplificateur opérationnel de transconductance (OTA)

I Amplificateur opérationnel idéal



L'amplificateur opérationnel idéal est un système linéaire à deux entrées et une sortie amplifiant infiniment la différence des signaux d'entrée et rejetant parfaitement leur somme (mode commun).

$$A_{v_d} = \infty \Rightarrow v_{ind} = \varepsilon = 0$$

D'autre part, ses impédances d'entrée (de mode commun Z_{inc} et de mode différentiel Z_{ind}) sont infinies; son impédance de sortie est nulle.

Remarques :

1) Comme tout système linéaire réel, l'amplificateur opérationnel travaille autour d'un point de polarisation. En général, il est alimenté de manière symétrique ($+V_{DD}$, $-V_{DD}$) de telle sorte que son point de polarisation en sortie, V_{OUT0} , soit nul.

De même pour les entrées positive et négative, «elles varient autour de 0V».

2) Comme tout système réel, l'amplificateur est limité par des phénomènes larges signaux (l'amplificateur ne répond plus de manière linéaire) et par sa bande passante (réponse de l'amplificateur en petits signaux).

II Amplificateur opérationnel réel

II.1 Caractéristiques larges signaux

II.1.1 Dynamique d'entrée en mode commun

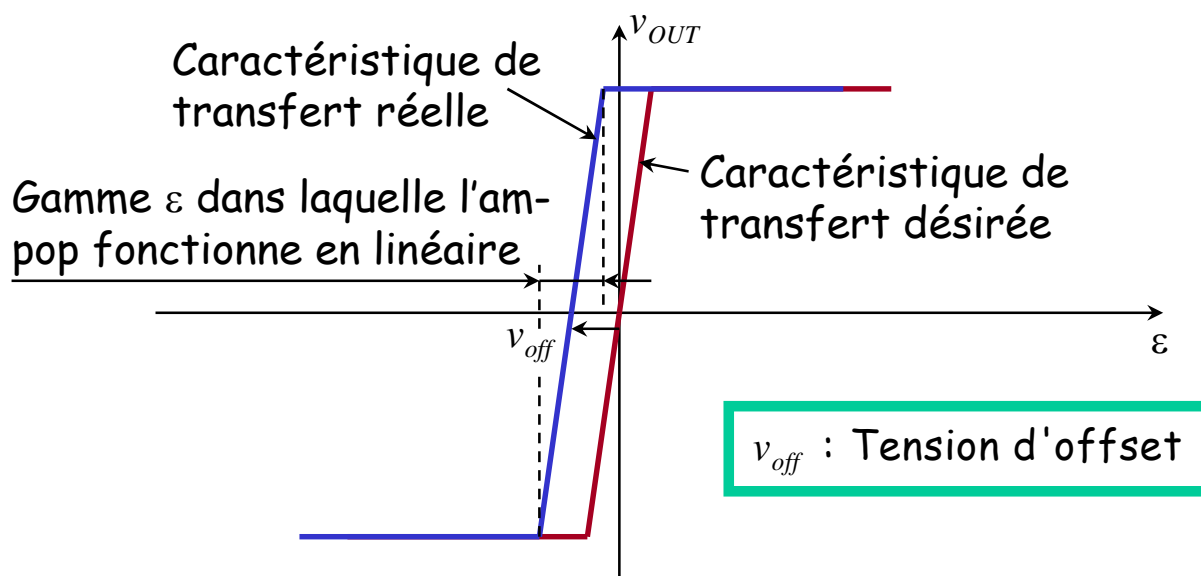
La dynamique d'entrée en mode commun est définie comme la gamme de tension v_{INc} sur laquelle peut varier la tension de mode commun sans que les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel ne soient notablement dégradées. En particulier, le gain différentiel doit rester très élevé (infini) et le gain de mode commun rester très faible (nul).

N.B.: En particulier, le mode commun est rejeté sur toute la dynamique d'entrée en mode commun.

II.1.2 Dynamique de sortie

A l'instar de la dynamique d'entrée en mode commun, la dynamique de sortie est définie comme la gamme de tension sur laquelle la sortie peut varier sans que les caractéristiques de l'amplificateur opérationnel ne soient notablement dégradées. En particulier, le gain différentiel doit rester élevé.

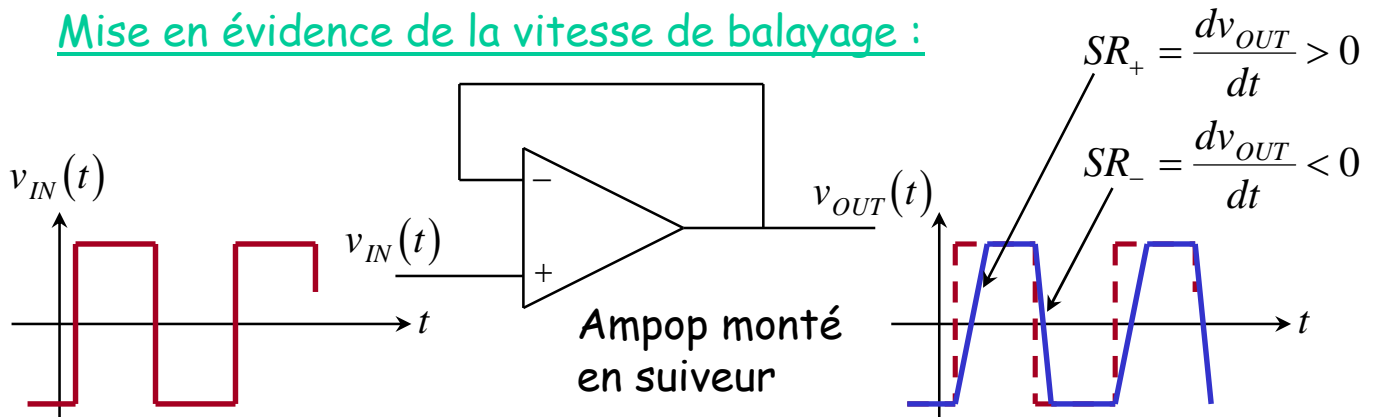
II.1.3 Caractéristique de transfert - Offset



II.1.4 Vitesse de balayage (slew-rate)

Lorsque l'amplificateur opérationnel est attaqué par de larges signaux, la différence de ces signaux ε peut devenir très élevée. L'amplificateur ne fonctionne alors plus dans sa zone linéaire. La vitesse maximale à laquelle sa sortie v_{OUT} peut varier est alors limitée par une vitesse maximale appelée vitesse de balayage.

Mise en évidence de la vitesse de balayage :



En général, la vitesse de balayage (slew rate) est limitée par le temps nécessaire aux courants de polarisation des divers étages de l'amplificateur opérationnel pour charger et décharger les capacités du circuit. Le slew-rate est donc constant (charge ou décharge d'une capacité à courant constant) et s'exprime en $V/\mu s$.

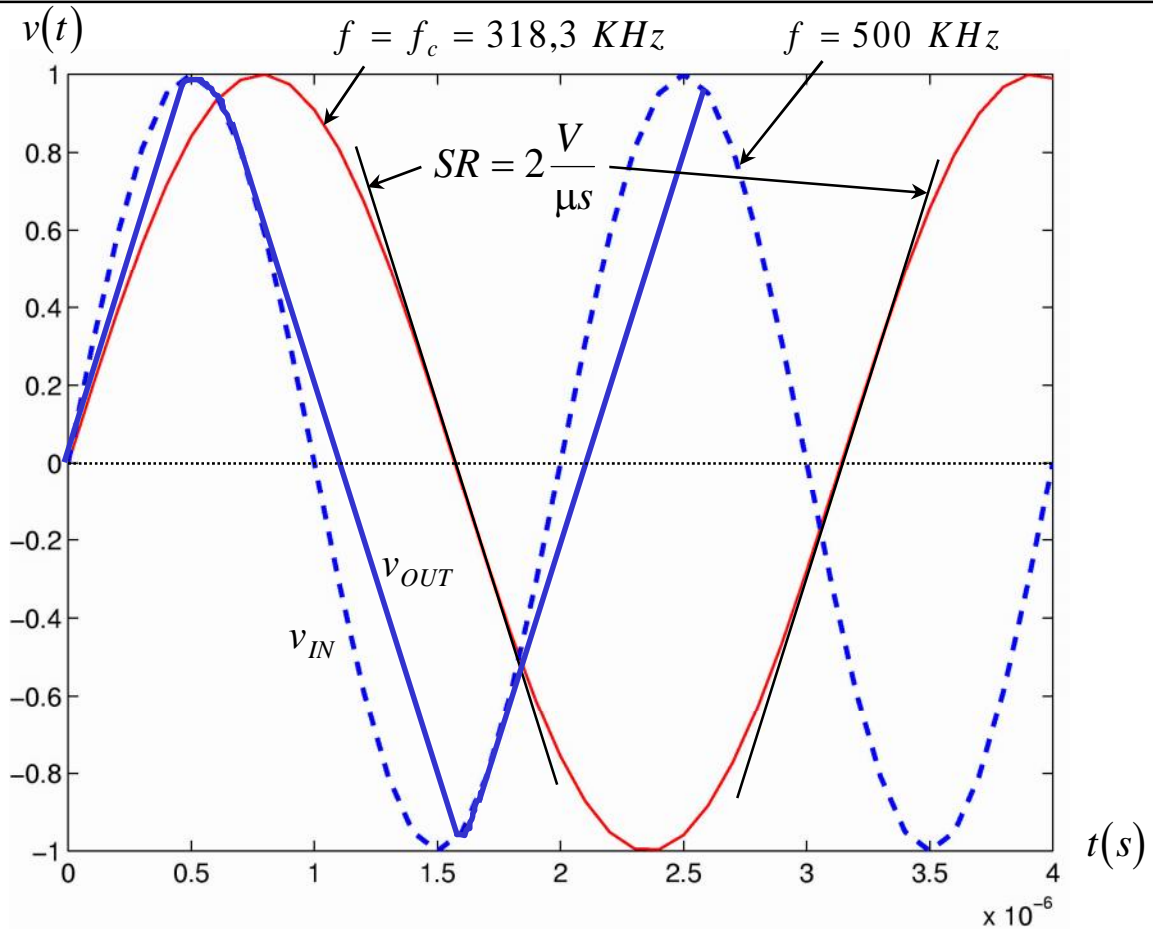
Remarques :

- 1) Le slew-rate à la descente (SR_-) n'est en général pas égal au slew-rate à la montée (SR_+).
- 2) Si la bande passante de l'amplificateur opérationnel était infinie, le slew-rate serait nul, car $v_{IN-} = v_{OUT}$ resterait égal à v_{IN+} ($\varepsilon = 0$)!

Bande passante à pleine puissance :

Supposons que l'ampop monté en suiveur soit attaqué par une tension sinusoïdale :

$$v_{IN}(t) = A \cdot \sin(\omega \cdot t) = A \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$$



La pente maximale du signal d'entrée est donnée par :

$$p_{\max} = \left. \frac{dv_{IN}(t)}{dt} \right|_{t=0} = A \cdot \omega = 2 \cdot \pi \cdot A \cdot f$$

Or, pour que l'ampop réponde linéairement (la sortie suit l'entrée), cette pente maximale doit être inférieure au slew-rate (on suppose $SR = SR_+$, sinon, on est limité par le plus petit des slew-rate!). Ceci définit une fréquence maximale au dessus de laquelle l'ampop distordra le signal en sortie (cf. courbe)

$$A \cdot \omega = 2 \cdot \pi \cdot A \cdot f \leq SR \Rightarrow f_c = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot A}$$

Si A_{OUT} représente la dynamique de sortie, on appelle **bande passante à pleine puissance** la fréquence de coupure f_M défini par :

$$f_M = \frac{SR}{2 \cdot \pi \cdot A_{OUT}}$$

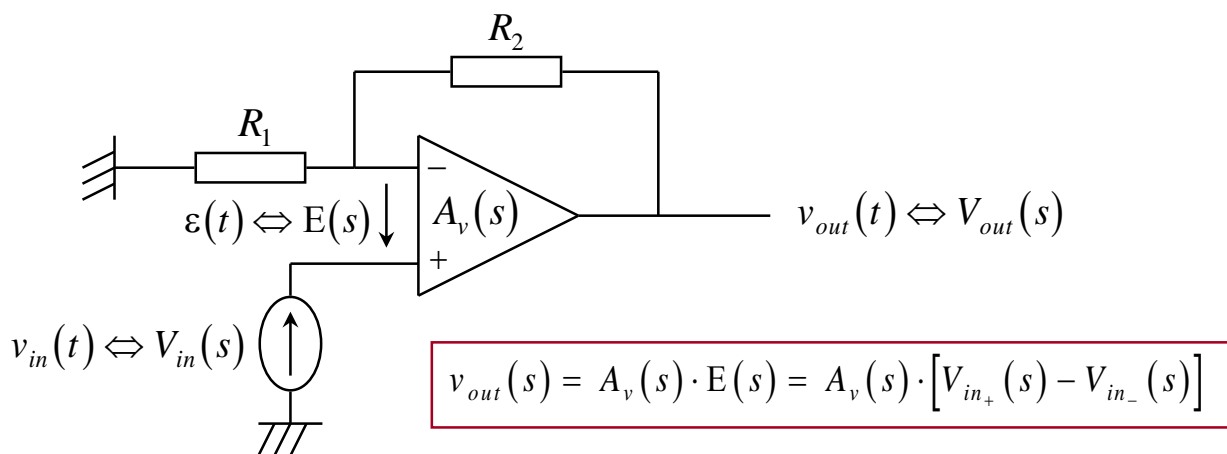
Remarque : Il est important de donner l'amplitude avec laquelle la bande passante à pleine puissance a été mesurée.

II.2 Caractéristiques petits signaux

II.2.1 Bande passante - Produit gain-bande passante

Montage de base d'un amplificateur opérationnel :

➔ C'est le montage amplificateur non inverseur

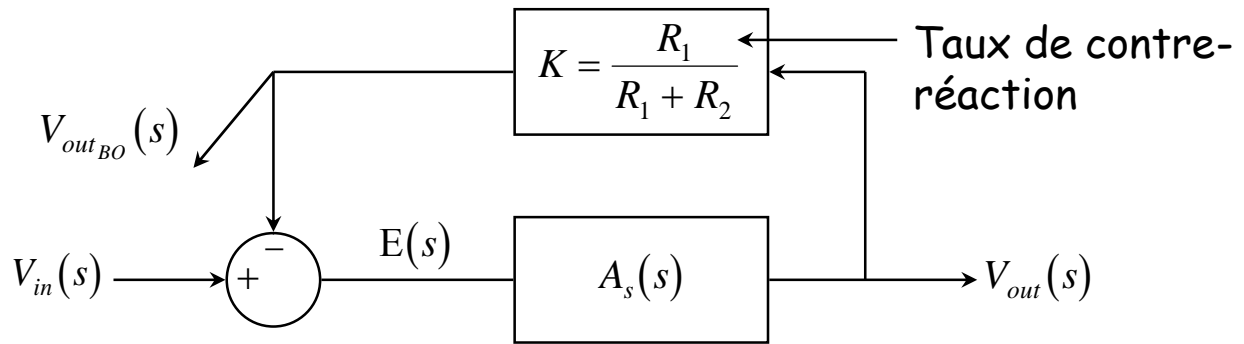


$A_v(s)$: Fonction de transfert du système, i.e. rapport de la transformée de Laplace du signal de sortie sur la transformée du signal d'entrée $\varepsilon(t)$ pour des conditions initiales nulles.

L'impédance d'entrée (sur la borne -)   tant supposée infinie, la tension $V_{in-}(s)$ vaut :

$$V_{in-}(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}(s) \text{ et } V_{out}(s) = A_v \cdot \left[V_{in}(s) - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}(s) \right]$$

On peut traduire cette relation par le bloc diagramme suivant :



On définit (cf. cours d'automatique de base) :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot A_v(s) = A_{v_{BO}}(s) : \text{Gain de boucle}$$

Il représente le gain du système en boucle ouverte $\frac{V_{out_{BO}}(s)}{V_{in}(s)}$

Le gain du système en boucle fermée, s'exprime quant à lui par :

$$V_{out}(s) = A_v \cdot \left[V_{in}(s) - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_{out}(s) \right] \Leftrightarrow A_{v_{BF}}(s) = \frac{A_v(s)}{1 + A_{v_{BO}}(s)}$$

Fonction de transfert d'un amplificateur opérationnel :

Pour des raisons de stabilité, on s'arrange le plus souvent pour rendre la fonction de transfert $A_v(s)$ du premier ordre. En réalité, elle est du second ordre, voire plus, mais on place le pôle secondaire et les suivants si loin qu'on peut les négliger en première approximation. On a alors :

$$A_v(s) = A_{v_0} \cdot \frac{1}{1 - \frac{s}{p_d}}$$

A_{v_0} : Gain statique

p_d : Pole (dominant)

Remarque : Le pôle est négatif pour que le système soit stable.

Produit gain-bande passante :

La bande passante (   3dB) est définie par la fréquence f_b telle que :

$$p_d = -2 \cdot \pi \cdot f_b$$

Le produit gain-bande passante est alors donné par :

$$GBW = A_{v_0} \cdot f_b$$

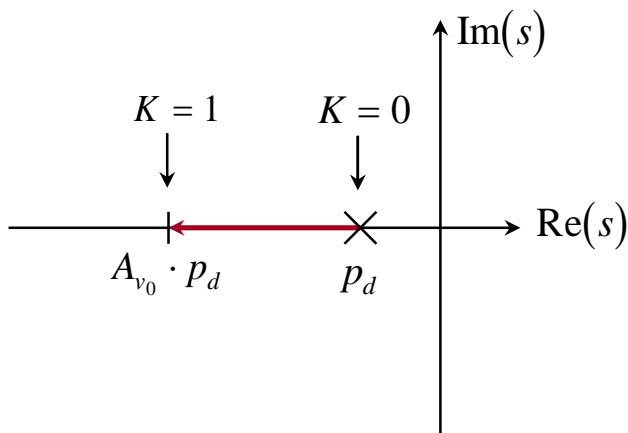
Remarque : Le GBW est parfois exprimé en pulsation (rad/s)

$$GBW = A_{v_0} \cdot |p_d|$$

Int  ret du produit gain-bande passante :

La fonction de transfert du système bouclé s'exprime alors par :

$$A_{v_{BF}}(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_{v_0} \cdot \frac{1}{1 - \frac{s}{p_d}}}{1 + \frac{A_{v_0} \cdot K}{1 - \frac{s}{p_d}}} = \frac{A_{v_0}}{1 + K \cdot A_{v_0}} \cdot \frac{1}{1 - \frac{s}{(1 + K \cdot A_{v_0}) \cdot p_d}}$$



Position du pôle du système bouclé pour $0 < K < 1$ dans le plan des s

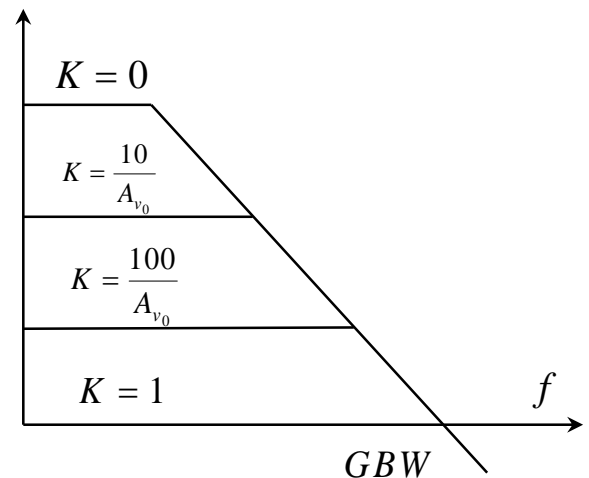


Diagramme de Bode en amplitude ($A_{v_0} = 1000 = 60\text{dB}$)

Le produit gain-bande passante du système en boucle fermée vaut :

$$GBW_{BF} = \frac{A_{v_0}}{1 + K \cdot A_{v_0}} \cdot (1 + K \cdot A_{v_0}) \cdot p_d = A_{v_0} \cdot p_d = GBW$$

Ainsi, le GBW du système bouclé est égale au GBW de l'amplificateur opérationnel et ne dépend pas du taux de contre-réaction. Cette propriété n'est valable que pour un système du premier ordre, ou approximativement du premier ordre.

D'autre part, le GBW représente la bande passante de l'amplificateur opérationnel monté en suiveur!

II.2.2 Marge de phase

Réponse indicielle du système bouclé:

En toute rigueur, l'amplificateur opérationnel réel est mieux modélisé par un système du second ordre avec un pôle dominant p_d et un pôle non dominant p_{nd} :

$$A_v(s) = A_{v_0} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{s}{p_d}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{p_{nd}}\right)} = A_{v_0} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{s}{\omega_d}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{nd}}\right)}$$

Lorsque l'on boucle le système comme précédemment (en amplificateur non inverseur), le nouveau système obtenu est du second ordre et sa fonction de transfert peut se mettre sous la forme :

$$A_{v_{BF}}(s) = \frac{A_v(s)}{1 + A_{v_{BO}}(s)} = \frac{A_{v_0} / (1 + K \cdot A_{v_0}) \cdot \omega_0^2}{s^2 + (2 \cdot \zeta \cdot \omega_0) \cdot s + \omega_0^2} = \frac{A_{v_{BF0}} \cdot \omega_0^2}{(s + \zeta \cdot \omega_0)^2 + (1 - \zeta^2) \cdot \omega_0^2}$$

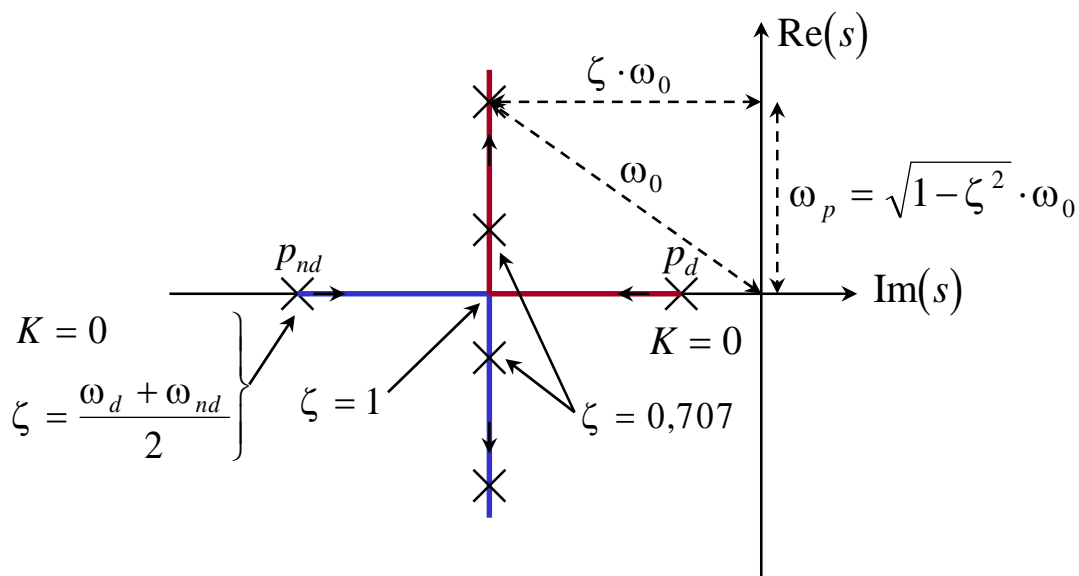
$$A_v(s) = A_{v_{BF0}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{s}{p_1}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{p_2}\right)} \quad \text{avec} \quad p_{1/2} = -\zeta \cdot \omega_0 \pm \sqrt{(\zeta^2 - 1) \cdot \omega_0^2}$$

$$\omega_0 = \sqrt{(1 + K \cdot A_{v_0}) \cdot \omega_d \cdot \omega_{nd}} : \text{Fréquence de résonance}$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_d + \omega_{nd}}{\sqrt{(1 + K \cdot A_{v_0}) \cdot \omega_d \cdot \omega_{nd}}} : \text{Facteur d'amortissement}$$

N.B. : $\zeta \downarrow$ lorsque $K \uparrow$

La position des pôles du système bouclé pour K allant de 0 à ∞ varie selon le diagramme suivant dans le plan des s :



En terme de diagramme de Bode, la réponse fréquentielle en amplitude présentera un pic «de résonance» à la pulsation ω_p pour $\zeta < 0,707$.

En terme de réponse indicielle, l'évolution temporelle du signal présentera un dépassement pour $\zeta < 1$. D'autre part, le temps d'établissement du signal sera minimal pour $\zeta = 0,707$.

Cette dernière propriété est importante car dans tout système actif, on cherche à minimiser les temps d'établissement des signaux. **On cherchera donc toujours à ce que le système bouclé soit tel que $\zeta \approx 0,707$** (avec un ω_0 aussi grand que possible).

Remarques :

1) Expression de la réponse indicielle d'un système du second ordre :

$$v_{OUT}(t) = \left[1 + \frac{1}{\sqrt{1-\zeta^2}} e^{-\zeta\omega_0 t} \sin\left(\omega_0 \sqrt{1-\zeta^2} \cdot t + \arctan\left(\frac{\sqrt{1-\zeta^2}}{\zeta}\right)\right) \right] \cdot u(t)$$

indice en entrée \longleftarrow

2) Temps de premier pic :

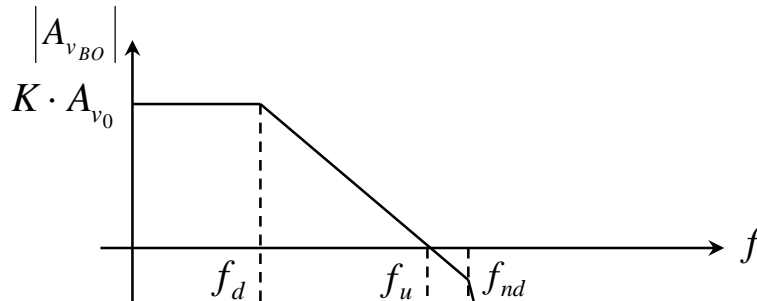
$$t_p = \frac{\pi}{\omega_0 \cdot \sqrt{1-\zeta^2}}$$

Marge de phase :

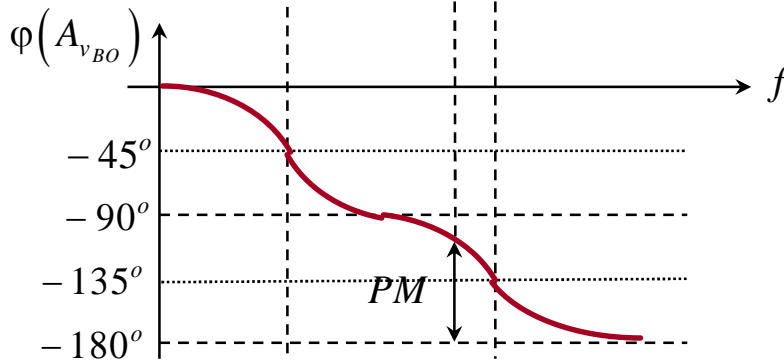
Plutôt que de travailler avec le coefficient d'amortissement , le concepteur de CI préfère travailler avec la marge de phase (du système en boucle ouverte!).

Définition : La marge de phase d'un système correspond au déphasage supplémentaire négatif qu'il faut ajouter au signal de sortie pour qu'il présente un déphasage de -180° à la fréquence unitaire (fréquence pour laquelle le gain vaut 1 ou 0dB).

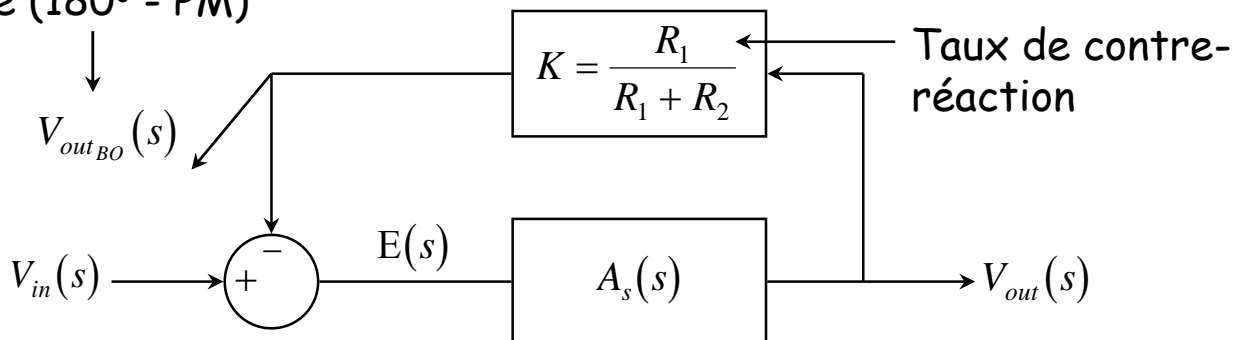
N.B. : On parle de la marge de phase d'un système en BOUCLE OUVRETE.



PM : Marge de phase



Signal déphasé
de $(180^\circ - PM)$



Si la marge de phase est proche de 0° , le système bouclé auto-oscillera!

Lien entre la marge de phase (du système en BO) et le facteur d'amortissement (du système en BF):

Pour $\zeta \leq 1$ on peut montrer que PM est donnee par :

$$PM = \arccos\left(\sqrt{1 + 4 \cdot \zeta^2} - 2 \cdot \zeta^2\right)$$

$$\zeta = 0,707 \Leftrightarrow PM = 67^\circ$$

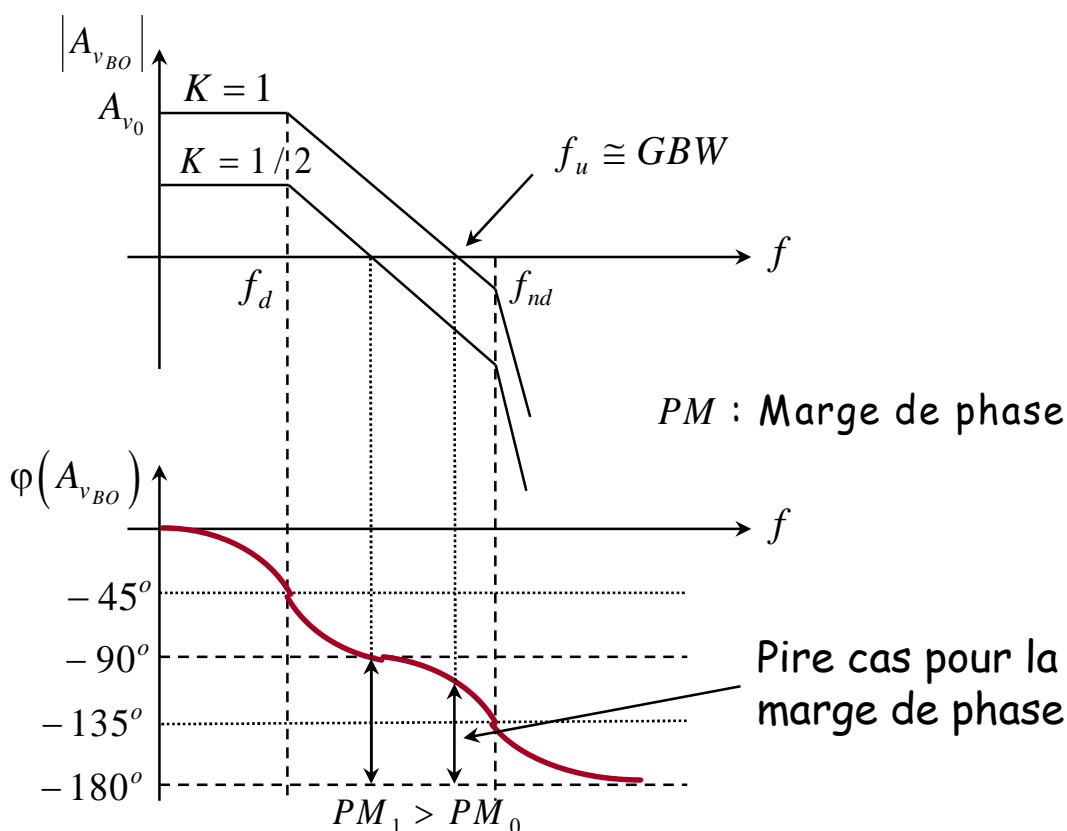
Ainsi, nous devons concevoir le système (en boucle ouverte) de telle sorte que sa marge de phase soit de 67° .

Application à l'amplificateur opérationnel :

A priori, on ne connait pas le taux de contre réaction K qui sera appliqué à l'amplificateur opérationnel. Or K peut varier de 0 (R_2 infinie - boucle ouverte)    1 (montage en suiveur).

D'après les divers diagrammes de Bode correspondant à divers K , on constate que le pire cas pour la marge de phase est obtenu pour $K = 1$. Le diagramme de Bode correspondant est alors celui de l'amplificateur seul.

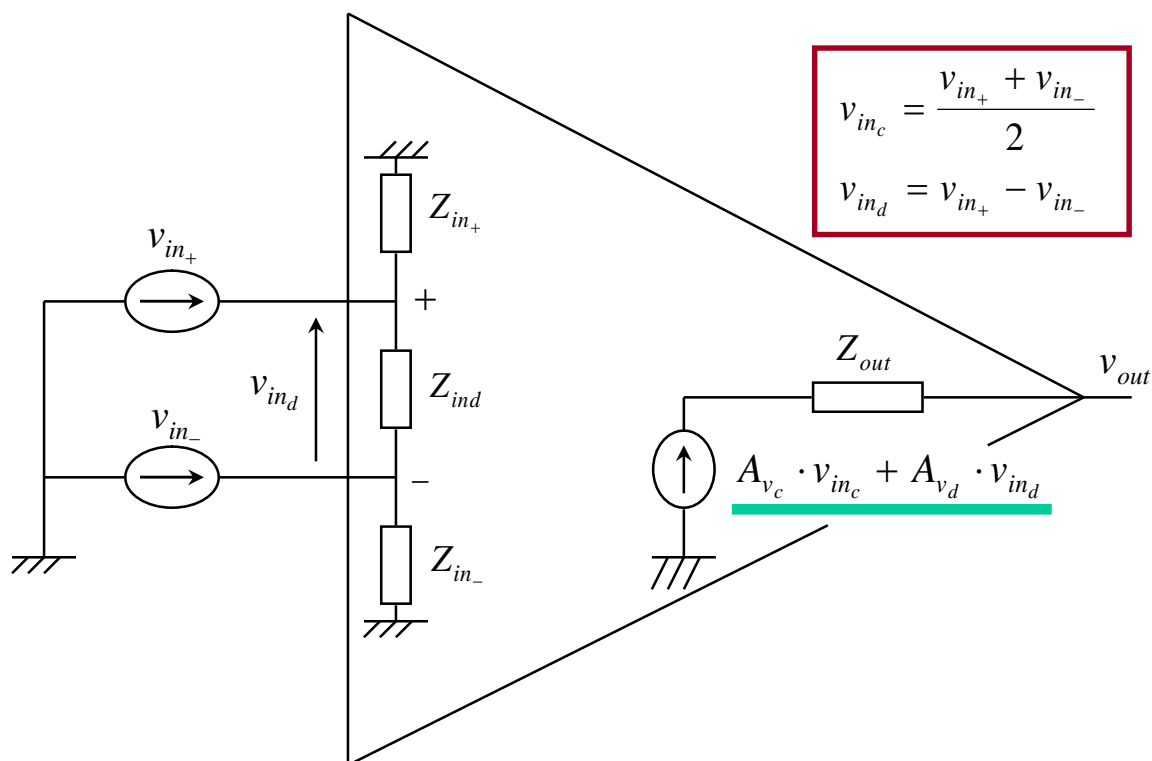
Ainsi, on choisira de concevoir l'amplificateur opérationnel de telle sorte que SA marge de phase soit de 67° .



Remarque : Lorsque l'amplificateur est intégré dans un système, on connait d'avance la façon dont il va être bouclé. Ainsi, on peut concevoir l'amplificateur de telle sorte qu'après bouclage le facteur d'amortissement soit de 0,707. Le système établira alors sa sortie le plus rapidement possible.

II.2.3 Impédances d'entrée - Impédances de sortie

L'amplificateur comportant deux noeuds à l'entrée et un noeud à la sortie, les impédances peuvent être définies comme suit :



L'impédance d'entrée en mode commun vaut alors : $Z_{inc} = \frac{Z_{in+} \cdot Z_{in-}}{Z_{in+} + Z_{in-}}$

Z_{ind} : Impédance d'entrée en mode différentiel

Remarque : Si $Z_{in+} \neq Z_{in-}$, le courant retournant à la source $-v_{in-}/2$ ne sera pas égal au courant fourni par la source $v_{in+}/2$ en mode purement différentiel!

Z_{out} : Impédance de sortie

II.3 Autres caractéristiques

II.3.1 Taux de réjection du mode commun - CMRR

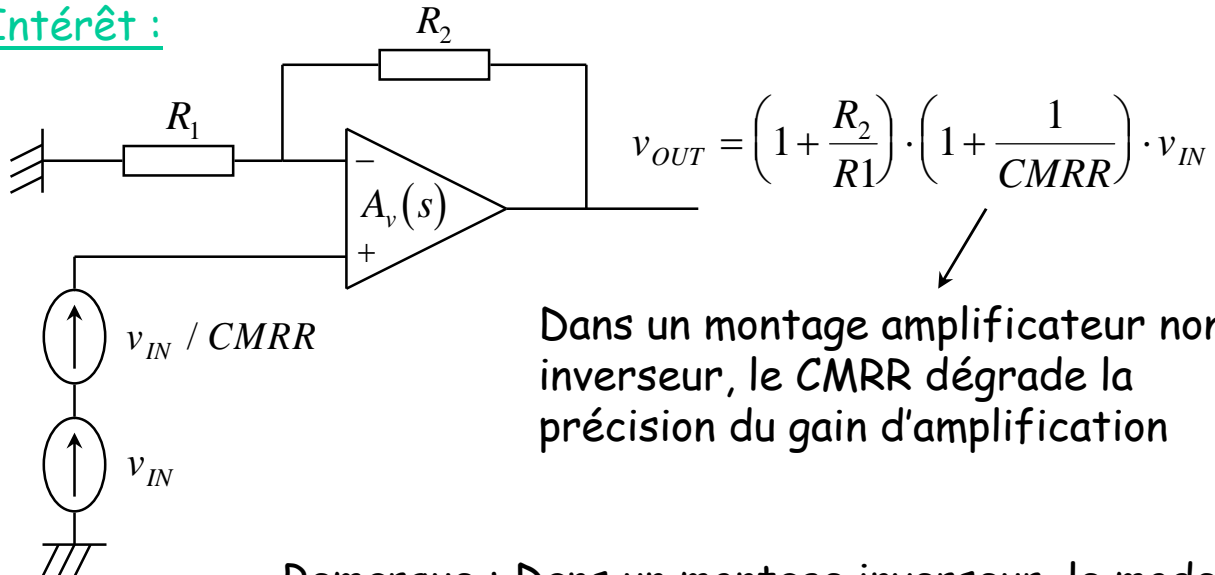
Définition :

Il est défini par le rapport du gain en mode différentiel sur le gain en mode commun.

$$CMRR = \frac{A_{v_d}}{A_{v_c}}$$

N.B. : Il dépend de la fréquence!

Intérêt :



Dans un montage amplificateur non inverseur, le CMRR dégrade la précision du gain d'amplification

Remarque : Dans un montage inverseur, le mode commun est nul et n'influe donc pas sur le gain du système

II.3.2 Taux de réjection de l'alimentation - PSRR

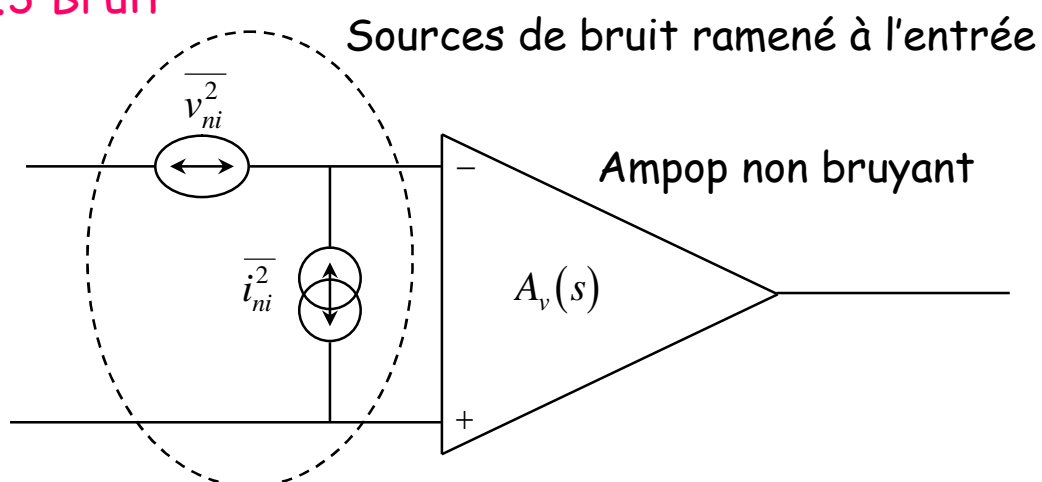
Jusqu'à maintenant, les alimentations ont été considérées comme parfaites. Or la tension à leurs bornes peut varier, notamment par les couplages parasites à l'intérieur même du CI. Ce point peut être crucial dans les circuits mixtes car les horloges des parties digitales génèrent souvent des fluctuations sur les pistes d'alimentation des parties analogiques....

A l'instar du CMRR, on définit le PSRR comme le rapport du gain entre la sortie et l'alimentation sur le gain différentiel. Si l'amplificateur est alimenté par deux tensions symétriques, V_{DD} et V_{SS} , on définit deux PSRR :

$$PSRR_{v_{dd}} = \frac{A_{v_d}}{v_{out} / v_{dd}} \quad \text{et} \quad PSRR_{v_{ss}} = \frac{A_{v_d}}{v_{out} / v_{ss}}$$

N.B. : Le PSRR dépend de la fréquence

II.3.3 Bruit

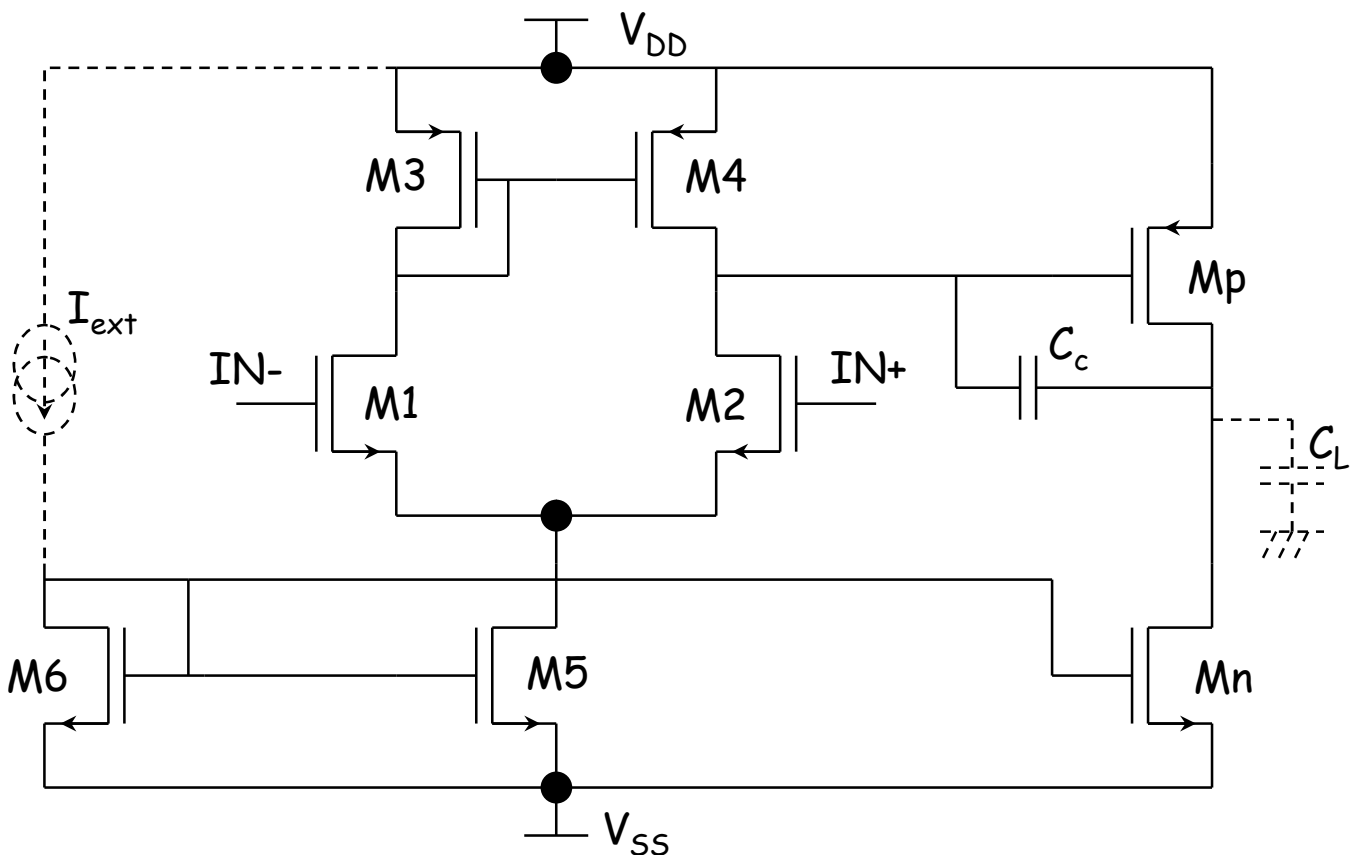


II.4 Conclusion

Les caractéristiques principales d'un amplificateur opérationnel sont les caractéristiques larges et petits signaux listées aux paragraphes II.1 et II.2.

Beaucoup d'autres caractéristiques peuvent avoir une importance de premier plan dans certaines applications. Nous avons cité le CMRR, le PSRR et le bruit. Nous aurions p   aussi citer la consommation, la charge maximale admissible...

III Amplificateur opérationnel de transconductance



Titre:
Cr   par:
Date de cr  atio

DEA I&M - TC2



Amplificateur Opérationnel de Transconductance OTA - Miller

Exemple d 'une réalisation

Conception d'un OTA Miller

I Plan de conception de l'OTA Miller

I.1 Schéma   lectrique

I.2 Jeu de caractéristiques de l'OTA Miller

I.2.1 Dynamique d'entrée en mode commun

I.2.2 Dynamique de sortie

I.2.3 Offset

I.2.4 Gain statique

I.2.5 Produit gain-bande passante

I.2.6 Marge de phase

I.2.7 Slew-rate

I.2.8 Charge

I.2.9 Bruit

I.3 Jeu d'équations de premier dimensionnement

II Premier dimensionnement d'un OTA Miller - Exemple de réalisation

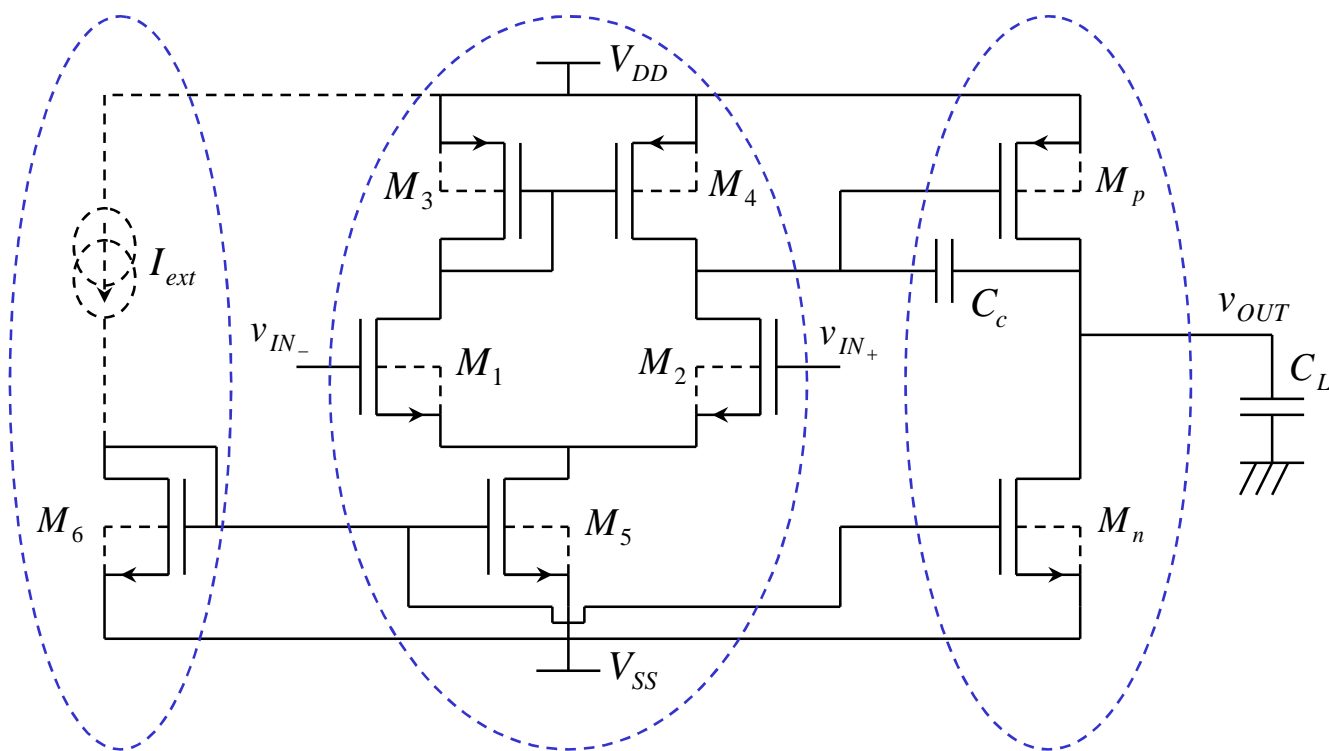
II.1 Cahier des charges

II.2 Résolution du jeu d'équations

II.3 Conclusion

I Plan de conception de l'OTA Miller

I.1 Schéma   lectrique



Etage de
polarisation

Etage différentiel
d'entrée

Etage de gain
et de sortie

L'étage différentiel d'entrée permet de rejeter le mode commun et de commencer à amplifier le mode différentiel. L'étage de gain permet d'achever l'amplification du mode différentiel. Ici, il sert aussi d'étage de sortie. L'étage de polarisation permet de polariser par l'injection d'un seul courant externe les deux étages de l'OTA. Enfin, la capacité C_c permet de compenser l'OTA pour que sa marge de phase soit de 67° .

I.2 Jeu de caractéristiques d'un OTA Miller

La conception d'un amplificateur opérationnel (OTA Miller) demande d'établir au préalable le jeu d'équations liant les caractéristiques de l'amplificateur aux dimensions et courants de polarisation du circuit.

L'expérience montre qu'un jeu de caractéristiques suffisant peut être le suivant :

- Dynamique d'entrée en mode commun : $[CMR_-, CMR_+]$
- Dynamique de sortie : $[OUT_-, OUT_+]$
- Offset : V_{off}
- Gain statique (différentiel) : A_{v0}
- Produit gain-bande passante : GBW
- Marge de phase : PM
- Slew rate : SR
- Charge : C_L

Remarque : Ce jeu n'est pas exhaustif, puisque pour certaines application, on être amené à considérer le $CMRR$, le $PSRR$, la consommation, le bruit, la surface de silicium,..... Inversement, certaines de ces caractéristiques ne sont pas indispensables au dimensionnement des transistors. Certaines peuvent être par exemple remplacées par des caractéristiques comme le $CMRR$...

Il nous faut donc maintenant établir une ou plusieurs équations pour chacune de ces caractéristiques.

I.2.1 Dynamique d'entrée en mode commun

Elle est déterminée par la dynamique d'entrée en mode commun de l'étage différentiel. On a :

$$CMR_- = V_{SS} + V_{T_n} + \sqrt{\frac{I_5}{K P_n \cdot W_1 / L_1}} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_5}{K P_n \cdot W_5 / L_5}}$$

$$CMR_+ = V_{DD} + V_{T_p} + V_{T_n} - \sqrt{\frac{I_5}{K P_p \cdot \frac{W_3}{L_3}}}$$

I.2.2 Dynamique de sortie

Elle est déterminée par la dynamique de sortie de l'étage de gain (qui sert aussi d'étage de sortie). On a :

$$OUT_- = \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{K P_n \cdot W_n / L_n}} + V_{SS}$$

$$OUT_+ = V_{DD} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{K P_p \cdot W_p / L_p}}$$

I.2.3 Offset

L'offset de l'OTA se divise en un **offset systématique** et un **offset aléatoire**.

L'**offset systématique** provient d'un décalage entre le point de polarisation en sortie de l'étage différentiel et le point de basculement (de polarisation en entrée) de l'étage de gain. Cet offset peut donc être annulé en équilibrant correctement les deux étages.

Titre:
Cr   par:
Date de cr  atio

L'offset aléatoire provient, quant lui, des dispersions dans les paramètres électriques des composants intégrés (deux transistors de mêmes dimensions n'auront pas les mêmes caractéristiques). En considérant chaque source de dispersion, on peut établir une expression de cet offset aléatoire. Néanmoins, cet offset ne peut pas être s'annuler. Tout au plus, on peut le minimiser en dessinant correctement les masques du circuit et en jouant sur les dimensions des transistors. Typiquement, un OTA en technologie CMOS présente un offset de 10mV. Pour descendre en dessous, il est nécessaire d'utiliser des techniques de compensation actives (ou de trier les circuits produits!).

Offset systématique :

Le point de fonctionnement en sortie de l'étage différentiel est donné par (cf. III.3.1 - Blocs de base) :

$$V_{OUT_0} = V_{DD} + V_{T_p} - \sqrt{\frac{I_5}{K P_p \cdot W_3 / L_3}}$$

D'autre part, le point de fonctionnement en entrée de l'étage de gain est déterminé par le courant de polarisation I_n et W_p/L_p . Il vaut (cf. III.1.1 - Blocs de base) :

$$V_{IN_0} = V_{DD} + V_{T_p} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{K P_p \cdot W_p / L_p}}$$

Ainsi, l'offset systématique sera nul si :

$$V_{IN_0} = V_{OUT_0} \Rightarrow \sqrt{\frac{I_5}{K P_p \cdot W_3 / L_3}} = \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{K P_p \cdot W_p / L_p}} \Rightarrow I_n = \frac{W_p / L_p}{W_3 / L_3} \cdot \frac{I_5}{2}$$

Offset aléatoire :

Les dispersions des caractéristiques affectent aussi bien l'étage différentiel que l'étage de gain. Néanmoins, si des dispersions ont lieu sur l'étage de gain, entrainant un décalage de son point de basculement (i.e. de son point de fonctionnement en entrée), l'effet en terme de tension d'offset ramenée à l'entrée sera divisé par le gain de l'étage différentiel. Par exemple, le point de basculement de l'étage de gain peut être décalé de 5mV par rapport au point de polarisation en sortie de l'étage différentiel (supposé parfait); l'offset en entrée ne sera que de $5/100=50\mu\text{V}$ si le gain de l'étage différentiel est de 100!

En conclusion, seules les dispersions sur les caractéristiques des transistors de l'étage de gain contribuent à l'offset aléatoire.

Les principales dispersions    considérer sont :

ΔV_{TH} : Dispersions sur les tensions de seuil

$\Delta\left(\frac{W}{L}\right)$: Dispersions sur les dimensions

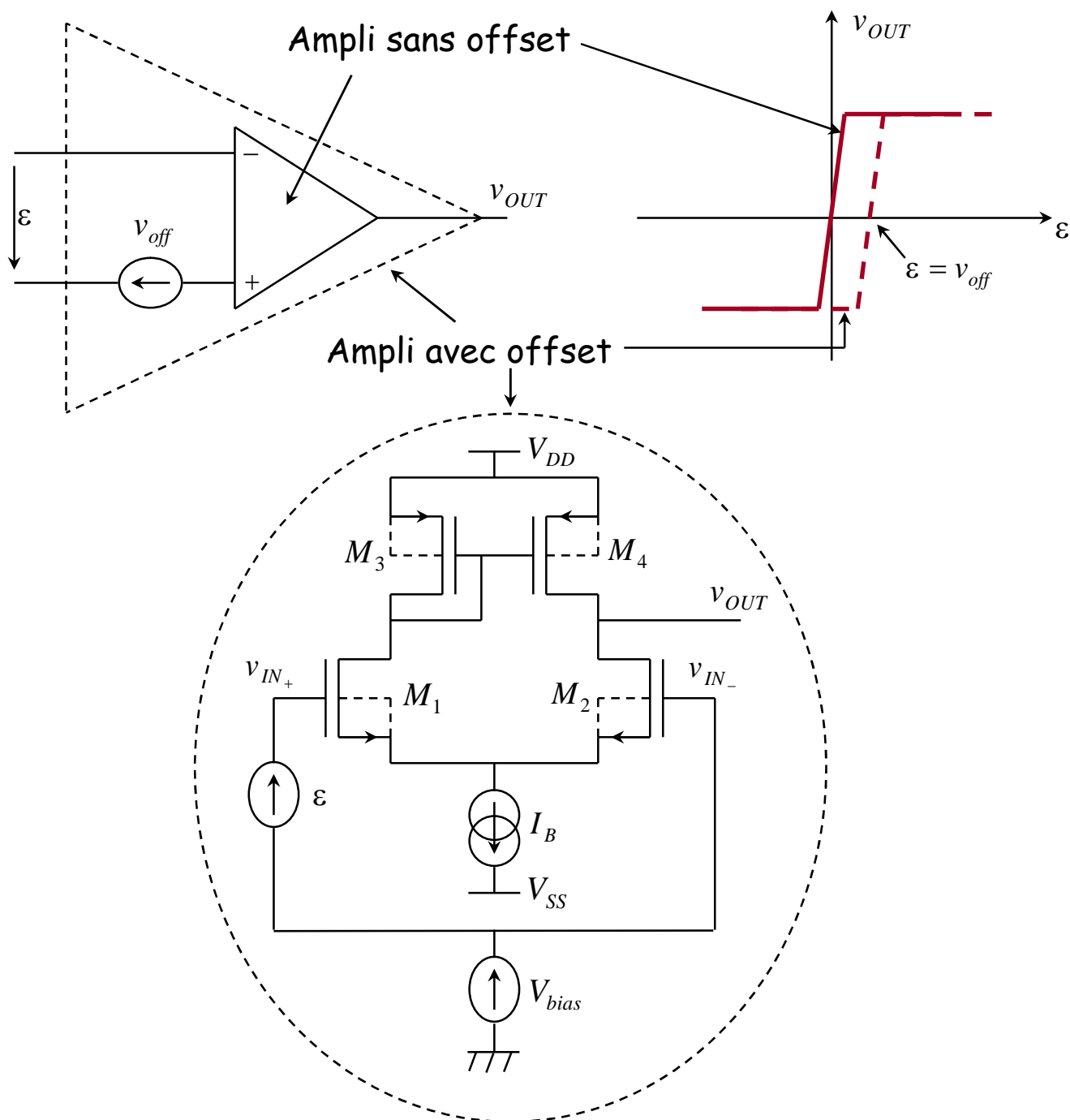
$\Delta\lambda$: Dispersions sur la conductance de sortie

ΔKP : Dispersions sur le paramètre de tranconductance

Ces dispersions affectent aussi bien les transistors d'entrée M_1 et M_2 que les transistors de charge active M_3 et M_4 .

Titre:
Cr   par:
Date de cr  atio

Convention :



Offset d   à des dispersions dans la paire différentielle d'entrée M_1/M_2 :

a) Offset d   à un ΔV_{TH} :

On suppose $\Delta V_{T_n} = V_{T_{n2}} - V_{T_{n1}} \Rightarrow V_{T_{n2}} = V_{T_n}$ et $V_{T_{n1}} = V_{T_n} - \Delta V_{T_n}$

$$I_1 = \frac{1}{2} \cdot KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (V_{GS_0} + \varepsilon - V_{T_n} + \Delta V_{T_n})^2 = \frac{1}{2} \cdot KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (V_{GS_0} - V_{T_n})^2$$

Si $\varepsilon = v_{off}$

$$v_{off} = -\Delta V_{T_n}$$

N.B. : C'est en général la principale source d'offset

b) Offset d   à un $\Delta \lambda$:

On suppose $\lambda_1 = \lambda_2 - \Delta \lambda = \lambda - \Delta \lambda$

Si $\varepsilon = v_{off}$, $V_{DS_1} = V_{DS_2} = V_{DS_0}$. On a alors

$$\left. \begin{aligned} I_1 &= \frac{1}{2} \cdot KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (V_{GS_0} + \varepsilon - V_{T_n})^2 \cdot [1 + (\lambda - \Delta \lambda) \cdot V_{DS_0}] \\ I_2 &= \frac{1}{2} \cdot KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot (V_{GS_0} - V_{T_n})^2 (1 + \lambda \cdot V_{DS_0}) \end{aligned} \right\} \text{avec } I_1 = I_2$$

$$\Rightarrow (V_{GS_0} + v_{off} - V_{T_n})^2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS_0} - \Delta \lambda \cdot V_{DS_0}) = (V_{GS_0} - V_{T_n})^2 (1 + \lambda \cdot V_{DS_0})$$

$$\left[2 \cdot v_{off} \cdot (V_{GS_0} - V_{T_n}) + \cancel{v_{off}^2} \right] \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS_0} - \cancel{\Delta \lambda \cdot V_{DS_0}}) - \Delta \lambda \cdot V_{DS_0} \cdot (V_{GS_0} - V_{T_n})^2$$

Les termes en $\Delta\lambda \cdot v_{off}$ et v_{off}^2 sont négligeables car du second ordre.

$$\Delta\lambda \cdot V_{DS0} \cdot (V_{GS0} - V_{Tn})^2 = 2 \cdot v_{off} \cdot (V_{GS0} - V_{Tn}) \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS0})$$

$$v_{off} = \frac{\Delta\lambda \cdot V_{DS0} \cdot (V_{GS0} - V_{Tn})}{2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS0})} = \frac{\Delta\lambda \cdot V_{DS0} \cdot I_{DSsat0}}{2 \cdot (1 + \lambda \cdot V_{DS0}) \cdot \frac{V_{GS0} - V_{Tn}}{I_{DSsat0}}} = \frac{\Delta\lambda \cdot V_{DS0} \cdot I_{DSsat0}}{g_{m1}}$$

Interprétation : $\lambda_1 = \lambda - \Delta\lambda \Rightarrow I_1 = \frac{I_B}{2} - \underbrace{\Delta\lambda \cdot V_{DS0} \cdot \frac{I_B}{2}}_{i_{ds}}$

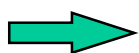
➔ Petit courant i_{ds} se rajoutant au courant $I_B/2$. i_{ds} est ramené à l'entrée en divisant par la transconductance g_{m1} .

N.B. : L'inversion de signe provient de la conversion $2 \rightarrow 1$ de M_3/M_4 .

Conclusion : Il faut augmenter g_{m1} (en augmentant W_1/L_1), ou diminuer I_1 et V_{DS0} pour minimiser cet offset.

c) Offset d   à un ΔKP_n :

$$KP_1 = KP_n - \Delta KP_n \Rightarrow i_{ds} = -\frac{\Delta KP_n}{KP_n} \cdot \frac{I_B}{2} \Rightarrow v_{off} = \frac{\frac{\Delta KP_n}{KP_n} \cdot \frac{I_B}{2}}{\sqrt{2 \cdot KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{I_B}{2}}}$$



Il faut W_1/L_1 grand (i.e. $V_{GS} - V_{TH}$ petit) pour minimiser cet offset.

d) Offset d   à un $\Delta(W/L)$:

$$\frac{W_1}{L_1} = \frac{W}{L} - \Delta\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{W}{L} - \frac{\Delta W}{L} - \frac{W \cdot \Delta L}{L^2} = \frac{W}{L} \cdot \left(1 - \frac{\Delta W}{W} - \frac{\Delta L}{L}\right) \Rightarrow i_{ds} = -\frac{\Delta(W/L)}{W/L} \cdot \frac{I_B}{2}$$

$$v_{off} = \frac{\left(\frac{\Delta W}{W} - \frac{\Delta L}{L}\right) \cdot \frac{I_B}{2}}{\sqrt{2 \cdot KP_n \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{I_B}{2}}} = \frac{\left(\frac{\Delta W}{W} - \frac{\Delta L}{L}\right) \cdot \frac{I_B}{2}}{\frac{2 \cdot I_B / 2}{V_{GS0} - V_{Tn}}} = \frac{\left(\frac{\Delta W}{W} - \frac{\Delta L}{L}\right) \cdot (V_{GS0} - V_{Tn})}{2}$$

➔ Pour minimiser cet offset, il faut augmenter L et W et diminuer $(V_{GS0} - V_{Tn})$, i.e. augmenter W/L ou diminuer I_B .

e) Conclusion - Contribution de la paire différentielle M_1/M_2 à l'offset :

$$v_{off} = -\Delta V_{Tn} + \frac{\frac{I_B/2}{g_{m1}}}{2} \cdot \left[\Delta\lambda_n \cdot V_{DS0} + \frac{\Delta KP_n}{KP_n} + \left(\frac{\Delta W_1}{W_1} - \frac{\Delta L_1}{L_1}\right) \right]$$

Offset d   à des dispersions dans la charge active M_3/M_4 :

Par un raisonnement identique, on obtient :

$$v_{off} = \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \cdot \Delta V_{Tp} - \frac{I_B / 2}{g_{m1}} \cdot \left[\frac{\Delta KP_p}{KP_p} + \left(\frac{\Delta W_3}{W_3} - \frac{\Delta L_3}{L_3}\right) - \Delta\lambda_p \cdot V_{GSp0} \right]$$

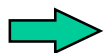
Le premier terme demande de minimiser le rapport g_{m3}/g_{m1} . Attention, si $g_{m2} > g_{m1}$ la dispersion sur les tensions de seuil des transistors PMOS peut devenir le terme prépondérant de l'offset. Le deuxième terme, tout comme le premier, demande d'augmenter g_{m1} (par une augmentation de W_1/L_1), de diminuer I_B , i.e., de diminuer $V_{GS0} - V_{Tn}$.

Expression générale de l'offset aléatoire :

$$v_{off} = -\Delta V_{Tn} + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \cdot \Delta V_{Tp} + \frac{I_B / 2}{g_{m1}} \cdot \left[\frac{\Delta KP_n}{KP_n} - \frac{\Delta KP_p}{KP_p} + \left(\frac{\Delta W_1}{W_1} - \frac{\Delta L_1}{L_1} \right) - \left(\frac{\Delta W_3}{W_3} - \frac{\Delta L_3}{L_3} \right) + \Delta \lambda_n \cdot V_{DSn0} + \Delta \lambda_p \cdot V_{GSp0} \right]$$

Conclusion :

En général, on choisit g_{m1} grand, et l'on essaye de minimiser I_B pour minimiser la consommation. Ainsi, le terme ΔV_{Tn} est le terme prépondérant.



Dans la plupart des cas, c'est la dispersion sur la tension de seuil des NMOS de la paire différentielle d'entrée qui détermine l'offset aléatoire.



Utilisation de structure «common centroid» pour minimiser cette dispersion.



On atteint facilement des offsets inférieurs ou égal à 10mV

I.2.4 Gain statique

Il est donné par le produit du gain statique de l'étage différentiel, A_{v1} , avec celui de l'étage de sortie, A_{v2} . On a :

$$A_{v1} = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3}} \quad \text{et} \quad A_{v2} = -\frac{g_{mp}}{g_{dsn} + g_{dsp}}$$

Ainsi

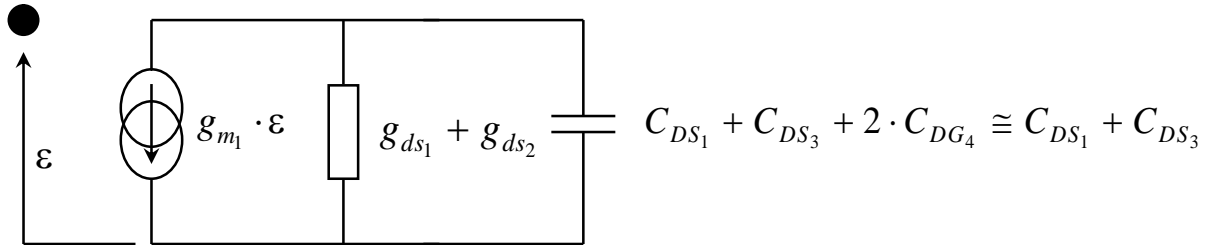
$$A_{v0} = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3}} \cdot \frac{g_{mp}}{g_{dsn} + g_{dsp}} = \frac{\sqrt{KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot I_5}}{\frac{I_5}{2} \left(\frac{1}{V_{En} L_1} + \frac{1}{V_{Ep} L_3} \right)} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot KP_p \cdot \frac{W_p}{L_p} \cdot I_n}}{\frac{I_n}{2} \left(\frac{1}{V_{En} L_n} + \frac{1}{V_{Ep} L_p} \right)}$$

I.2.5 Produit gain-bande passante

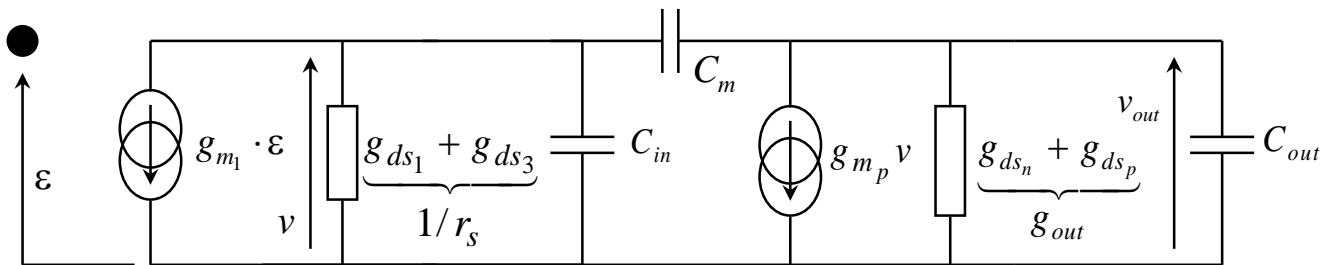
Comportement fréquentiel de l'OTA :

L'OTA comporte 3 noeuds, le noeud de sortie, le noeud en sortie de l'étage différentiel et le noeud sur le drain de M_1 (les résistances des sources v_{IN+} et v_{IN-} sont négligeables si bien qu'il n'y a pas lieu de considérer les pôles d  s aux noeuds d'entrée). L'étude de l'étage différentiel seul nous a montré que le pôle d   au troisième noeud est très éloigné car la capacité à ce noeud voit une impédance de $1/g_{m3}$. Ainsi, seuls deux noeuds restent en jeu pour déterminer le pôle dominant et le pôle non dominant.

D'un point de vue petits signaux, l'étage différentiel peut donc se modéliser par :



En rajoutant le schéma équivalent petits signaux de l'étage de sortie, on obtient comme schéma pour l'OTA :



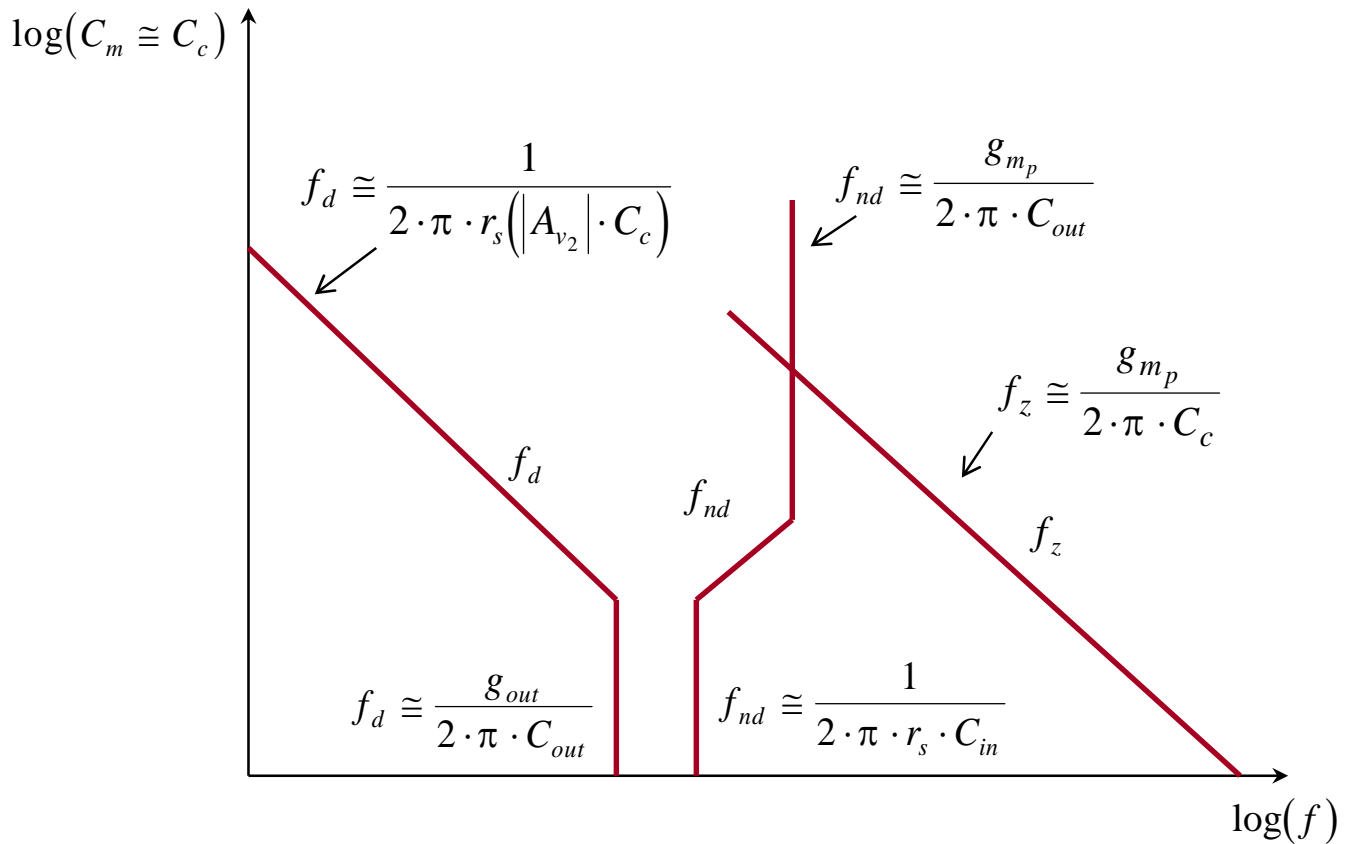
$$C_{in} \cong C_{DS1} + C_{DS3} + C_{GS_p}, \quad C_{out} = C_{DS_p} + C_{DG_n} + C_{DS_n} + C_L \quad \text{et} \quad C_m = C_{DG_p} + C_c$$

C'est le même schéma que pour une étage amplificateur classique à charge active en remplaçant v_{in} par $-g_{m1} \cdot \epsilon / (g_{ds1} + g_{ds3})$. Le calcul de la fonction de transfert donne donc (cf. III.1.2 - Blocs de base) :

$$A_v = A_{v0} \cdot \frac{1 - s \cdot \frac{C_m}{g_{m_p}}}{1 + \left[r_S \cdot (C_{in} + M \cdot C_m) + \frac{C_{out}}{g_{out}} \right] \cdot s + \frac{r_S}{g_{out}} \cdot \underbrace{(C_m \cdot C_{in} + C_m \cdot C_{out} + C_{in} \cdot C_{out})}_{C^2} \cdot s^2}$$

$$M = 1 + \frac{1}{r_S \cdot g_{out}} - A_{v2} \cong -A_{v2}$$

Le calcul des pôles en fonction de la capacité de compensation fournit alors le diagramme suivant :



En général, la marge de phase de 67° nécessite une capacité de compensation assez élevée. On aura donc :

$$f_d \cong \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot r_s (|A_{v_2}| \cdot C_c)} \Rightarrow \boxed{GBW = A_{v_1} \cdot A_{v_2} \cdot f_d = \frac{g_{m_1}}{2 \cdot \pi \cdot C_c}}$$

$$\boxed{f_{nd} \cong \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_{out}} \cong \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_L} \text{ et } f_z \cong \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_c}}$$

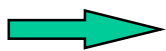
I.2.6 Marge de phase

Elle est donnée par (attention, il y a un zéro positif) :

$$PM = 180^\circ - \underbrace{\text{Arctg}\left(\frac{GBW}{f_d}\right)}_{\cong 90^\circ} - \text{Arctg}\left(\frac{GBW}{f_{nd}}\right) - \text{Arctg}\left(\frac{GBW}{f_z}\right)$$

$$PM \cong 90^\circ - \text{Arctg}\left(\frac{GBW}{f_{nd}}\right) - \text{Arctg}\left(\frac{GBW}{f_z}\right)$$

On a tout intérêt à maintenir le zéro positif loin du GBW pour minimiser son influence sur la marge de phase. Si l'on choisit de le placer à 10xGBW, il ne réduira la marge de phase que de $\text{arctg}(1/10)=5,7^\circ$. D'autre part, si l'on choisit de placer le pôle non dominant à 3xGBW, ce dernier réduira la marge de phase de $\text{arctg}(1/3)=18,5^\circ$ seulement. Ainsi, la $PM = 90 - 18,5 - 5,7 \approx 67^\circ$



On choisit $f_z \geq 10 \cdot GBW$ et $f_{nd} \geq 3 \cdot GBW$

$$\left. \begin{aligned} f_z &= \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_c} = 10 \cdot GBW \\ f_z &= \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_L} = 3 \cdot GBW \end{aligned} \right\} \Rightarrow 10 \cdot C_c = 3 \cdot C_L \Rightarrow C_c = \frac{3}{10} \cdot C_L$$

Ainsi, pour $C_c \geq \frac{3}{10} \cdot C_L \Leftrightarrow \frac{1}{C_L} \geq \frac{3}{10} \cdot \frac{1}{C_c} \Leftrightarrow \frac{g_{m_p}}{C_L} \geq \frac{3}{10} \cdot \frac{g_{m_p}}{C_c}$, il suffira de

choisir g_{m_p} assez grand de telle sorte que $f_z = \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_c} \geq 10 \cdot GBW$, pour

avoir :

$$f_{nd} = \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_L} \geq \frac{3}{10} \cdot \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_c} \geq 3 \cdot GBW$$

I.2.7 Slew-rate :

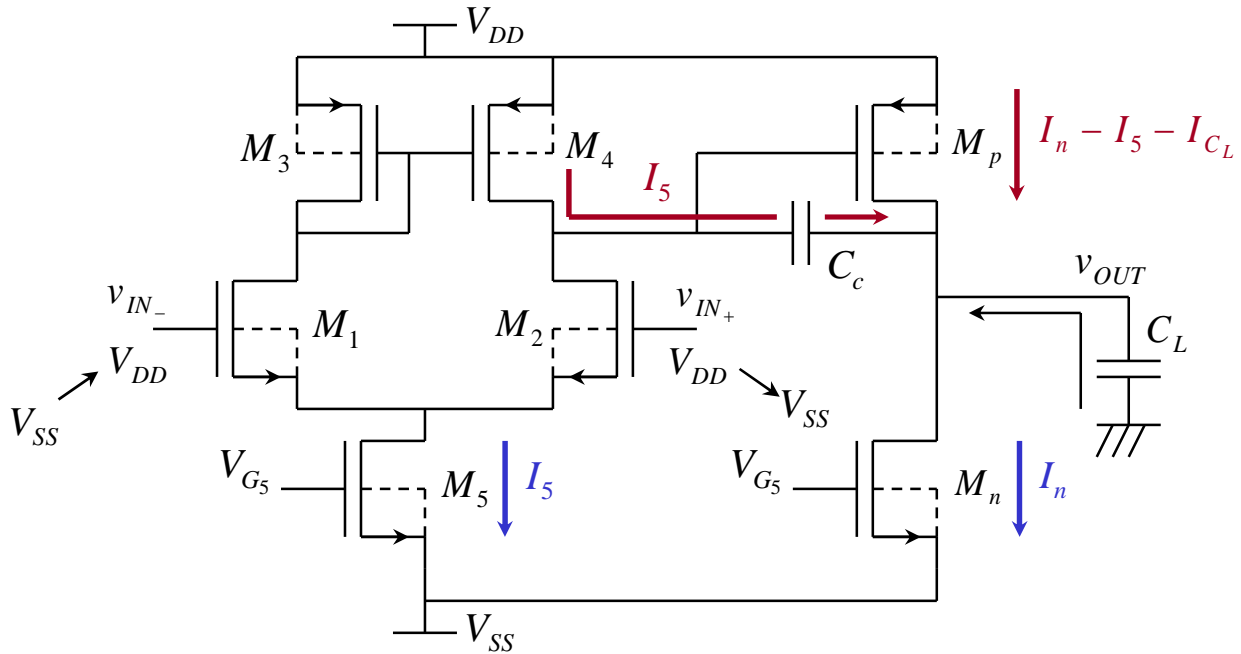
Il représente la vitesse maximale à la quelle varie la tension de sortie pour une attaque de l'ampop en larges signaux. Deux cas sont à considérer selon que la sortie décroît ou croît.

1) Slew-rate à la descente SR_- :

On suppose que simultanément, l'entrée négative passe brusquement de V_{SS}   V_{DD} et l'entrée positive de V_{DD}   V_{SS} . La sortie va donc passer de V_{DD}   V_{SS} .

Initialement, M_3 est bloqué ainsi que M_4 . Aucun courant ne passe dans les deux branches de l'étage différentiel. Le potentiel sur le drain de M_5 est nul ($I_5=0$) ainsi que sur le drain de M_2 (sinon il y aurait un courant dans M_2). M_p est donc passant avec un $|V_{GS}|$ de $V_{DD}-V_{SS}$ et v_{OUT} est proche de V_{DD} pour placer M_p en linéaire de telle sorte que $I_p=I_n$.

Titre:
Cr   par:
Date de cr  atio



Les changements brusques à l'entrée rendent passant M_1 et bloquent M_2 . Rapidement M_5 passe en saturation et délivre le courant I_5 qui passe entièrement dans la branche M_1/M_3 . Le potentiel V_{Gp} sur la grille de M_p monte très rapidement et se positionne de telle sorte que le courant I_n constant passe dans M_p . Pendant que V_{Gp} monte, v_{OUT} descend légèrement (de la tension de saturation de M_p) pour rendre M_p saturé. Ainsi :

$$V_{Gp} = V_{DD} + V_{Tp} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{KP_p \cdot W_p / L_p}} = cste$$

M_4 laisse passer le même courant que M_3 , i.e. I_5 . Or M_2 est bloqué et $V_{GSp} = cste$. Ce courant ne peut donc que s'écouler à travers C_c :

$$I_5 = C_c \cdot \frac{d(V_{Gp} - v_{OUT})}{dt} = -C_c \cdot \frac{dv_{OUT}}{dt} \Rightarrow \boxed{SR_- = \frac{dv_{OUT}}{dt} = -\frac{I_5}{C_c}}$$

Remarques :

1) La capacité de charge C_L fournit un courant qui passera dans M_n :

$$I_{C_L} = -C_L \cdot \frac{dv_{OUT}}{dt} = -C_L \cdot \frac{I_5}{C_c} = cste$$

2) En toute rigueur, ce n'est pas le courant I_n qui passe dans M_p mais le courant $I_n - I_5 - I_{C_L}$. Ainsi V_{Gp} se positionne à un potentiel légèrement plus élevé que celui supposé auparavant.

3) Le raisonnement que nous avons mené n'est valable que si M_p reste passant. Or si $I_5 + I_{C_L}$ devient supérieur à I_n , M_p se bloque et le SR_- ne sera plus limité par C_c , mais par C_L . On dit dans ce cas que l'on a une limitation externe du slew-rate, le cas général étant une limitation interne par C_c :

$$I_5 + I_{C_L} = \left(1 + \frac{C_L}{C_c}\right) \cdot I_5 \geq I_n \Rightarrow I_{C_L} = I_n - I_5 \Rightarrow SR_- = -\frac{I_n - I_5}{C_L}$$

2) Slew-rate à la montée SR_+ :

De la même manière, on montre que

$$SR_+ = \frac{I_5}{C_c}$$

Remarque : A la montée, il n'y a pas de limitation externe du slew rate car V_{Gp} peut toujours se positionner assez bas (V_{GSp} élevée) de telle sorte que M_p fournisse assez de courant pour charger C_L tout en fournissant I_5 et I_n .

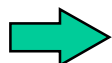
I.2.8 Charge :

Il est important de fournir dans les spécifications de l'amplificateur opérationnel la charge que ce dernier verra. Beaucoup d'expressions que nous avons établies dépendent de C_L .

Lorsque l'amplificateur est conçu spécifiquement pour une application à l'intérieur d'un ASIC, on connaît parfaitement la charge à laquelle il sera soumis. On le dimensionne alors juste pour cette charge. Généralement, ceci permet de limiter la consommation à ce qui est strictement nécessaire.

En revanche si l'amplificateur opérationnel est conçu pour plusieurs applications, il faudra tenir compte de la charge maximale qu'il pourra supporter.

Enfin, si cette charge est résistive, il faut en tenir compte correctement pour que l'étage de sortie puisse fournir le courant à la charge.



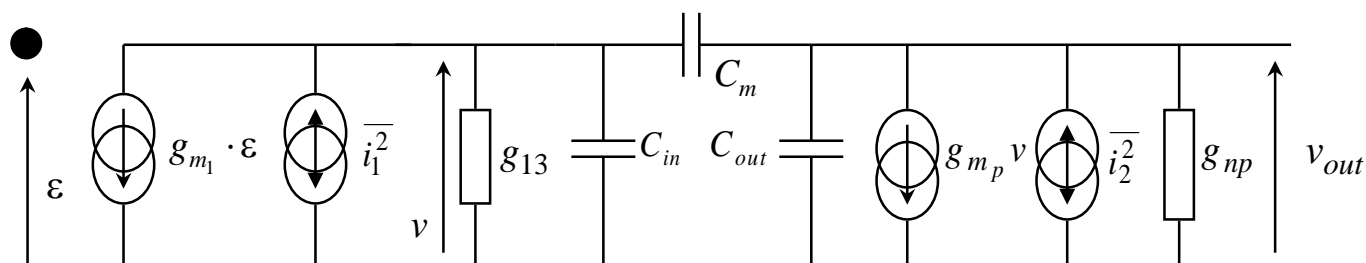
Les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel ne sont valables que pour une charge, ou une charge maximale donnée.

I.2.9 Bruit :

Le bruit de l'OTA Miller se calcule en rajoutant les sources de bruit de chacun des huit transistors.

On remarque tout d'abord que le courant de bruit de M6 est miroit   dans M5 et s'additionne au courant de bruit de M5. Le courant de bruit résultant subit le même traitement que le courant de bruit de M5 dans un étage différentiel (c.f. III.3.4). Sa contribution au bruit total sera donc très faible et nous le négligerons dans ce qui suit.

Le schéma incluant les sources de bruit est donné par :



où l'on a noté :

$\overline{i_1^2} = 2 \cdot \overline{i_{ds_1}^2} + 2 \cdot \overline{i_{ds_3}^2}$ est le courant de bruit d   l'étage différentiel

$\overline{i_1^2} = \overline{i_{ds_n}^2} + \overline{i_{ds_p}^2}$ est le courant de bruit d   l'étage de gain

$g_{13} = g_{ds_1} + g_{ds_3}$ et $g_{np} = g_{ds_n} + g_{ds_p}$

Après quelques calculs, on trouve pour la tension de bruit en sortie ($\varepsilon = 0$) :

$$\overline{v_{out}^2} = \frac{\left| g_{m_p} - s \cdot C_m \right|^2 \cdot \overline{i_1^2} + \left| g_{13} + s \cdot (C_{in} + C_m) \right|^2 \cdot \overline{i_2^2}}{\left[\underbrace{\left[g_{np} + s \cdot (C_m + C_{out}) \right] \cdot \left[g_{13} + s \cdot (C_{in} + C_m) \right] + s \cdot C_m \cdot (g_{m_p} - s \cdot C_m)}_{g_{13} \cdot g_{np} \cdot (1-s/p_d) \cdot (1-s/p_{nd})} \right]^2}$$

Soit encore :

Un nouveau zéro : $p'_z = -\frac{g_{13}}{C_{in} + C_m}$

$$\overline{v_{out}^2} = \underbrace{\left| A_v(s) \right|^2}_{\text{Gain de l'OTA}} \cdot \frac{\overline{i_1^2}}{g_{m_1}^2} + \underbrace{A_{v20}^2}_{\text{Gain statique du second étage}} \cdot \left| \frac{1 + s \cdot \frac{C_{in} + C_m}{g_{13}}}{(1-s/p_d) \cdot (1-s/p_{nd})} \right|^2 \cdot \frac{\overline{i_2^2}}{g_{m_p}^2}$$

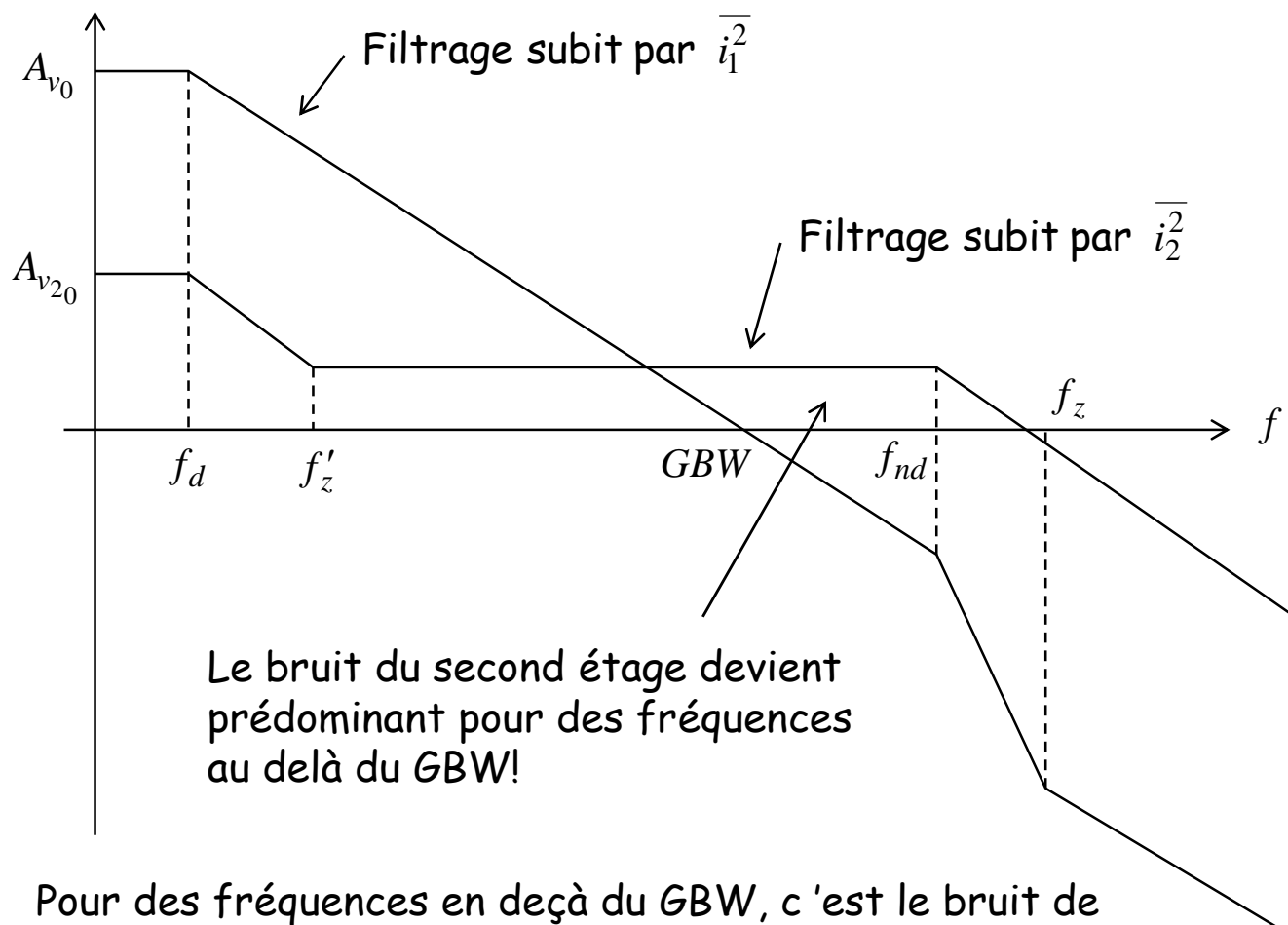
Gain de l'OTA

Gain statique du second étage

➔ En sortie, le bruit de l'étage différentiel se retrouve filtré par la fonction de transfert de l'OTA.

➔ En revanche, le bruit du second étage se trouve lui aussi filtré mais avec une fonction de transfert possédant un zéro assez dominant!

La plupart du temps, ce zéro se trouve en de   du GBW, et l'on a :



Pour des fréquences en de   du GBW, c'est le bruit de l'étage différentiel qui prédomine.

Néanmoins, bien souvent, on ne considère que le bruit de l'étage différentiel car dans une chaîne instrumentale, par exemple, on trouve la plupart du temps un filtre passe-bas qui coupe avant le GBW. Ainsi en sortie de la chaîne, le bruit d   au second étage est coupé.

Attention toutefois car tout dépend du système dans lequel est inclus l'OTA!

Remarque :

Le bruit en $1/f$ d   à l'étage de sortie est toujours négligeable par rapport au bruit en $1/f$ d   à l'étage différentiel, car les bruit en $1/f$ ne sont important qu'à basses fréquences.

Pour le bruit thermique, tout dépend si on est au delà, ou en de   du GBW.

Bruit total en sortie :

En considérant que seul le bruit d   à l'étage d'entrée nous importe, et en ne tenant compte que du bruit thermique, on a :

$$\overline{v_{outTOT}^2} = \int_0^{\infty} |A_v(f)|^2 \frac{\overline{i_1^2}}{g_{m1}^2} \cdot df \approx \frac{16}{3} \cdot \frac{kT}{g_{m1}} \cdot \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right) \times \frac{\pi}{2} \cdot GBW = \frac{4}{3} \cdot \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}}\right) \cdot \frac{k \cdot T}{C_c}$$

Si d'autre part $g_{m3} \ll g_{m1}$, la puissance totale de bruit en sortie, donc le niveau rms de la tension de bruit en sortie ne dépend que de la capacité de compensation C_c !

Bruit équivalent en entrée :

Il suffit de diviser le bruit en sortie par le module au carré de $A_v(f)$:

$$\overline{E_{eq}(s)} = \frac{\overline{i_1^2}}{g_{m1}^2} + \frac{1}{A_{v10}^2} \cdot \left| \frac{1 - s \cdot \frac{g_{mp}}{C_m}}{1 + s \cdot \frac{C_{in} + C_m}{g_{13}}} \right|^2 \cdot \frac{\overline{i_2^2}}{g_{mp}^2} \cong \frac{\overline{i_1^2}}{g_{m1}^2}$$

└─ pour $f < GBW$

I.3 Jeu d'équations de premier dimensionnement

$$CMR_- = V_{SS} + V_{T_n} + \sqrt{\frac{I_5}{KP_n \cdot W_1 / L_1}} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_5}{KP_n \cdot W_5 / L_5}}$$

$$CMR_+ = V_{DD} + V_{T_p} + V_{T_n} - \sqrt{\frac{I_5}{KP_p \cdot \frac{W_3}{L_3}}}$$

$$OUT_- = \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{KP_n \cdot W_n / L_n}} + V_{SS} \quad OUT_+ = V_{DD} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{KP_p \cdot W_p / L_p}}$$

$$I_n = \frac{W_p / L_p}{W_3 / L_3} \cdot \frac{I_5}{2} \quad SR_+ = \frac{I_5}{C_c}$$

$$A_{v1} = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3}} = -\frac{\sqrt{KP_n \cdot W_1 / L_1 \cdot I_5}}{\frac{I_5}{2} \cdot \left(\frac{1}{V_{E_n} \cdot L_1} + \frac{1}{V_{E_p} \cdot L_3} \right)}$$

$$A_{v2} = -\frac{g_{m_p}}{g_{ds_n} + g_{ds_p}} = -\frac{\sqrt{2 \cdot KP_p \cdot W_p / L_p \cdot I_n}}{I_n \cdot \left(\frac{1}{V_{E_n} \cdot L_n} + \frac{1}{V_{E_p} \cdot L_p} \right)}$$

$$GBW = \frac{g_{m1}}{2 \cdot \pi \cdot C_c} \text{ et } f_{nd} \cong \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_L} \text{ et } f_z \cong \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_c}$$

$$C_c = \frac{3}{10} \cdot C_L \text{ et } f_{nd} = \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_L} \geq \frac{3}{10} \cdot \frac{g_{m_p}}{2 \cdot \pi \cdot C_c} \geq 3 \cdot GBW$$

$$E_{eq} = \frac{16}{3} \cdot \frac{k \cdot T}{g_{m1}} \cdot \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right) = \frac{16}{3} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot q \cdot \frac{1}{\sqrt{KP_n \cdot W_1 / L_1 \cdot I_5}} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{KP_p \cdot W_3 / L_3}{KP_n \cdot W_1 / L_1}} \right)$$

II Premier dimensionnement d 'un OTA Miller

II.1 Cahier des charges

On désire réaliser un OTA Miller dont les caractéristiques sont :

Alimentations symétriques $\pm 2,5V$

Charge d'au plus 5pF

Dynamique d'entrée en mode commun d'au moins $\pm 1,5V$

Dynamique de sortie d'au moins $\pm 2V$

Gain statique d'au moins 80dB

Produit gain-bande passante d'au moins 40MHz

Marge de phase d'au moins 67°

Slew rate d'au moins $10V/\mu s$

Bruit thermique en entrée inférieure $\bar{\text{a}} 10 nV/\sqrt{Hz}$

II.2 Résolution du jeu d'équations

Ce jeu d'équations étant non linéaire, il n'existe pas de méthode analytique systématique pour le résoudre. Dans la pratique, on commence par résoudre les équations les plus simples (celles contenant le moins d'inconnues) pour éliminer un maximum d'inconnues puis on termine par les plus compliquées.

La condition sur la marge de phase nous permet de trouver C_c :

$$C_c = \frac{3}{10} \cdot C_L \Rightarrow C_c = \frac{3}{10} \times 5 = 1,5 \text{ pF}$$

La condition sur le slew rate nous permet alors de trouver I_5 :

$$SR = \frac{I_5}{C_c} \Rightarrow I_5 = \frac{10}{10^{-6}} \times 1,5 \cdot 10^{-12} = 15 \mu\text{A}$$

La condition sur la borne supérieure de la dynamique d'entrée permet ensuite de déterminer les dimensions de M_3 :

$$CMR_+ = V_{DD} + V_{T_p} + V_{T_n} - \sqrt{\frac{I_5}{K P_p \cdot \frac{W_3}{L_3}}} \geq 1,5 \text{ V}$$

$$\Rightarrow 2,5 - \sqrt{\frac{15}{40 \times W_3 / L_3}} - 0,843 + 0,896 \geq 1,5 \Rightarrow \frac{W_3}{L_3} \geq 0,34$$

On choisit donc $W_3 = 0,8 \mu\text{m}$ et $L_3 = 0,6 \mu\text{m}$ pour minimiser la surface de silicium occupée et les capacités parasites.

On peut aussi déterminer les dimensions de M_1 à partir du produit gain-bande passante :

$$GBW = \frac{\sqrt{K P_n \cdot W_1 / L_1 \cdot I_5}}{2 \cdot \pi \cdot C_c} \Rightarrow 40 \cdot 10^6 = \frac{\sqrt{120 \cdot 10^{-6} \cdot W_1 / L_1 \cdot 15 \cdot 10^{-6}}}{2 \cdot \pi \cdot 1,5 \cdot 10^{-12}}$$

$$\Rightarrow \frac{W_1}{L_1} = 79$$

On choisit donc $L_1 = 0,6 \mu m$ et $W_1 = 47,4 \mu m$

Nous pouvons alors calculer le bruit thermique ramené à l'entré :

$$E_{eq} = \frac{16}{3} \cdot \frac{k \cdot T}{q} \cdot q \cdot \frac{1}{\sqrt{K P_n \cdot W_1 / L_1 \cdot I_5}} \cdot \left(1 + \sqrt{\frac{K P_p \cdot W_3 / L_3}{K P_n \cdot W_1 / L_1}} \right)$$

$$= \frac{16}{3} \times \underbrace{25 \cdot 10^{-3}}_{\text{  température ambiante}} \times 1,6 \cdot 10^{-19} \times \frac{1 + \sqrt{\frac{40 \times 0,8 / 0,6}{120 \times 47,4 / 0,6}}}{\sqrt{120 \cdot 10^{-6} \times (47,4 / 0,6) \times 15 \cdot 10^{-6}}}$$

$$\Rightarrow E_{eq} = 2,36 \cdot 10^{-16} V^2 / Hz$$

ce qui correspond à un niveau rms de bruit thermique en entré :

$$v_{in_{th}} = \sqrt{2,36 \cdot 10^{-16}} = 15,4 nV / \sqrt{Hz} > 10 nV / \sqrt{Hz}$$

supérieur à la valeur requise par le cahier des charges!

Il faut donc augmenter g_{m1} pour diminuer le bruit thermique en entré. On constate immédiatement qu'il suffit de multiplier dans le rapport $15,4/10 = 1,54$ (car $g_{m3}/g_{m1} \ll 1$)

A priori, $g_{m_1} = \sqrt{KP_n \cdot W_1 / L_1 \cdot I_5}$. En fait, vue la taille de M1 (47,4/0,6), et le courant faible ($15/2 = 7,5\mu A$) qui passe dans M1, on peut se demander si M1 est bien en inversion forte. Pour se faire, il suffit de calculer le $V_{DS_{sat}}$ de M1 :

$$\frac{I_5}{2} = \frac{1}{2} \cdot KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot V_{DS_{sat}}^2 \Rightarrow V_{DS_{sat}} = \sqrt{\frac{I_5}{KP_n \cdot (W_1 / L_1)}} = \sqrt{\frac{15}{120 \times (47,4/0,6)}} \approx 40mV$$

M₁ est donc en inversion modérée. Son g_m ne varie donc pas vraiment proportionnellement à la racine carrée de son courant de polarisation, ni proportionnellement à son courant, le coefficient de proportionnalité étant entre les deux. Pour se faire, nous allons donc tout simplement multiplier I₅ par 1,54 ainsi que W₁/L₁. Dans ce cas, quelque soit la formule utilisée pour le g_m (en inversion forte ou en inversion faible), ce dernier se trouve multiplié par 1,54. D'autre part, le fait de multiplier W₁/L₁ par 1,54, permet de conserver le même $V_{DS_{sat}}$ pour M₁ et donc de ne pas détériorer le CMR₋ par l'augmentation de I₅.

En conclusion, on choisit

$$I_5 = 1,54 \times 15 \cong 25\mu A \quad \text{et} \quad \frac{W_1}{L_1} = \frac{25}{15} \times \frac{47,4}{0,6} = \frac{79}{0,6}$$

Cette augmentation de I₅ a détériorer le CMR₊. Il faut donc vérifier sa valeur :

$$CMR_+ = V_{DD} + V_{T_p} + V_{T_n} - \sqrt{\frac{I_5}{K P_p \cdot \frac{W_3}{L_3}}} = 2,5 - \sqrt{\frac{25}{40 \times \frac{0,8}{0,6}}} - 0,843 + 0,896$$

$$CMR_+ = 1,86V > 1,5V$$

Enfin, notre augmentation de I_5 , donc de g_{m1} a eu pour conséquence l'augmentation du slew-rate et du GBW, ce qui a priori n'est pas un problème.

Le nouveau GBW est maintenant de :

$$GBW = 1,54 \times 40 \text{ MHz} = 61,6 \text{ MHz}$$

et le nouveau slew-rate de :

$$SR = 1,54 \times 10 \text{ V} / \mu\text{s} = 15,4 \text{ V} / \mu\text{s}$$

La condition sur la borne inférieure de la dynamique d'entrée en mode commun permet alors de déterminer les dimensions de M_5 :

$$CMR_- = V_{SS} + V_{T_n} + \sqrt{\frac{I_5}{K P_n \cdot W_1 / L_1}} + \sqrt{\frac{2 \cdot I_5}{K P_n \cdot W_5 / L_5}} \leq -1,3V$$

$$-2,5 + \sqrt{\frac{25}{120 \times (79/0,6)}} + 0,896 + \sqrt{\frac{50}{120 \times W_5 / L_5}} \leq -1,5 \Rightarrow \frac{W_5}{L_5} \geq 102$$

Comme le cahier des charges ne nous impose pas de contrainte sur la surface de silicium occupée, nous choisirons L_5 non minimale pour rendre sa résistance de sortie assez grande et obtenir une bonne source de courant.

Nous choisissons par exemple $L_5 = 4\mu\text{m}$. Ainsi :

$$\frac{W_5}{L_5} = \frac{408}{4}$$

Remarque :

Le V_{DSsat} de M5 vaut :

$$V_{DSsat}(M5) = \sqrt{\frac{50}{120 \times 102}} = 64\text{mV}$$

M_5 sera donc très certainement en inversion modérée, mais plus proche de l'inversion forte que de l'inversion faible. La simulation permettra de vérifier tout cela.

La condition sur le zéro à plus de 10.GBW permet d'écrire que

$$\frac{g_{m_p}}{C_c} \geq 10 \cdot \text{GBW} = 10 \cdot \frac{g_{m_1}}{C_c} \Rightarrow g_{m_p} \geq 10 \cdot g_{m_1}$$

Combinée avec la condition pour un offset systématique nul, cette condition permet de déterminée des dimensions pour M_p :

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{2 \cdot KP_p \cdot \frac{W_p}{L_p} \cdot I_n} \geq 10 \cdot \sqrt{KP_n \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot I_5} \\ I_n = \frac{W_p / L_p}{W_3 / L_3} \cdot \frac{I_5}{2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{W_p}{L_p} \geq 10 \cdot \sqrt{\frac{KP_n}{KP_p} \cdot \frac{W_1}{L_1} \cdot \frac{W_3}{L_3}} = 23$$

On choisit donc $L_p = 0,6 \mu m$ et $W_p = 13,8 \mu m$

Ces dimensions permettent de calculer le courant I_n à partir de la condition sur l'offset systématique nul :

$$I_n = \frac{W_p / L_p}{W_3 / L_3} \cdot \frac{I_5}{2} = \frac{13,8 / 0,6}{0,8 / 0,6} \times \frac{25}{2} = 215,5 \mu A$$

On peut alors calculer la borne supérieure de la dynamique de sortie afin de voir si les dimensions de M_p suffisent pour atteindre la valeur voulue :

$$OUT_+ = V_{DD} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{K P_p \cdot W_p / L_p}} = 2,5 - \sqrt{\frac{2 \times 215,5}{40 \times 13,8 / 0,6}} = 1,82 \leq 2V$$

La borne supérieure de la dynamique de sortie est insuffisante. Il faut donc augmenter W_p/L_p tel que :

$$V_{DD} - \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{K P_p \cdot W_p / L_p}} = 2V \Rightarrow \frac{W_p}{L_p} = \frac{2 \cdot I_n}{K P_p \cdot (V_{DD} - 2)^2} = 43,1$$

On choisit donc : $L_p = 0,6 \mu m$ et $W_p = 26 \mu m$

Attention, puisque W_p/L_p a été multiplié par $26/13,8 = 1,88$, il faut penser à multiplier W_3/L_3 par la même quantité pour annuler l'offset systématique. Ainsi, on aura :

$$L_3 = 0,6 \mu m \text{ et } W_3 = 1,5 \mu m$$

Notons que ceci va de le sens de l'augmentation du CMR_+ , ce qui n'est pas un problème, mais plutôt un avantage.

Le transistor M_n étant polarisé par le même V_{GS} que M_5 , la condition sur l'offset systématique nul impose :

$$\frac{I_n}{I_5} = \frac{1}{2} \cdot \frac{W_p / L_p}{W_3 / L_3} = \frac{W_n / L_n}{W_5 / L_5} \Rightarrow \frac{W_n}{L_n} = \frac{1}{2} \cdot \frac{W_p / L_p}{W_3 / L_3} \cdot \frac{W_5}{L_5} = 884$$

Nous choisirons donc :

$$L_n = 0,6 \mu m \text{ et } W_3 = 530 \mu m$$

Ce rapport de W_n/L_n permet de déterminer la borne inférieure de la dynamique de sortie :

$$OUT_- = \sqrt{\frac{2 \cdot I_n}{K P_n \cdot W_n / L_n}} + V_{SS} = \sqrt{\frac{2 \times 215,5}{120 \times 884}} - 2,5 = -2,44 \leq -2V$$

Le cahier des charges étant vérifié vis à vis de OUT_- , nous conservons les dimensions calculées pour M_n .

Remarque : Le W_n est relativement élevé en raison du fort courant qui doit passer dans M_n et du très petit V_{DSSat} imposé par le miroir $M_6/M_5/M_n$.   tant donné que l'on a de la marge sur le V_{DSSat} de M_n (il doit être inférieur à 500mV pour que la condition sur OUT_- soit vérifiée), on peut découpler les deux miroirs de courant M_6/M_5 et M_6/M_n afin de choisir un V_{DSSat} de l'ordre de 500mV pour M_n (c.f. Autres exemples d'ampop I).

On peut facilement déterminer les dimensions de M_6 sachant que l'on choisit un courant de polarisation extérieur moyen, par exemple de $30\mu A$:

$$\frac{W_6}{L_6} = \frac{W_5}{L_5} \cdot \frac{I_{ext}}{I_5} = 102 \times \frac{30}{25} = 122,4 \Rightarrow W_6 = 489,6\mu m \text{ et } L_6 = 4\mu m$$

On a choisit $L_6 = 4\mu m$ pour que le miroir de courant M_6/M_5 soit bien dans le rapport voulu (si L_5 était diff  rent de L_6 , les tensions de seuil de M_5 et M_6 ne seraient pas rigoureusement identiques en raison de l'effet « canal court » ce qui rendrait erronée la relation classique du miroir de courant).

Remarque : Notons que L_6 et L_n ne sont pas identiques. Par conséquence il y aura un petit offset systématique que l'on éliminera en simulation.

Il nous reste maintenant à calculer le gain statique de l'OTA :

$$A_{v0} = A_{v1} \cdot A_{v2} = \frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3}} \cdot \frac{g_{m_p}}{g_{ds_n} + g_{ds_p}}$$

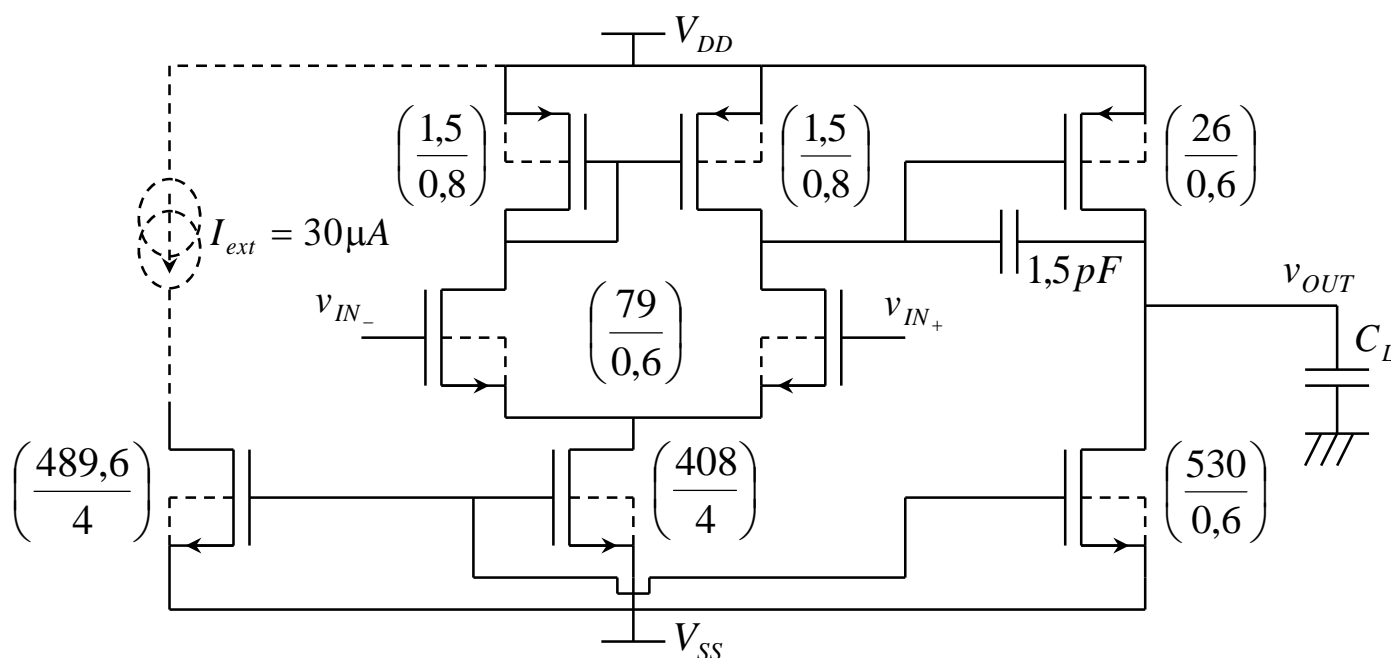
$$A_{v0} = \frac{\sqrt{KP_n \cdot W_1 / L_1 \cdot I_5}}{I_5 \cdot \left(\frac{1}{V_{E_n} \cdot L_1} + \frac{1}{V_{E_p} \cdot L_3} \right)} \cdot \frac{\sqrt{2 \cdot KP_p \cdot W_p / L_p \cdot I_n}}{I_n \cdot \left(\frac{1}{V_{E_n} \cdot L_n} + \frac{1}{V_{E_p} \cdot L_p} \right)}$$

On trouve :
$$A_{v_0} = \frac{486,8\mu s}{0,94\mu s} \times \frac{864,3\mu s}{16,16\mu s} = 628,5 \times 53,5 = 33625 \geq 10000$$

Le cahier des charges est donc vérifié. Si   a n'avait pas été le cas, il aurait fallu augmenter les L des transistors en augmentant leur W dans le même rapport (pour conserver les rapport W/L), cette technique pouvant être appliquée à l'étage différentiel ou à l'étage de gain.

Ceci termine le premier dimensionnement de l'OTA. L'ensemble des caractéristiques doivent maintenant être vérifiée par simulation SPICE.

II.3 Conclusion



Titre:
Cr   par:
Date de cr  atio

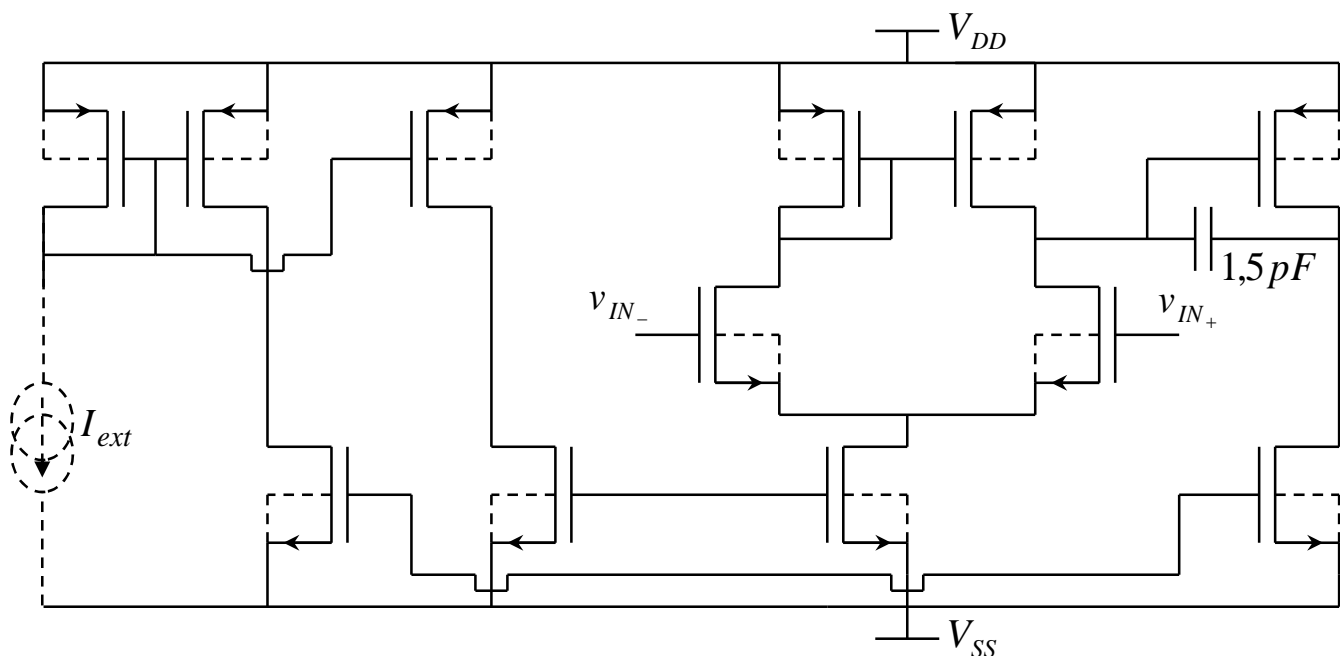
DEA I&M - TC2



Autres exemples d 'amplificateurs opérationnels

En combinant les divers étages de base que nous avons étudiés, il est possible de créer une grande variété d'amplificateurs opérationnels.

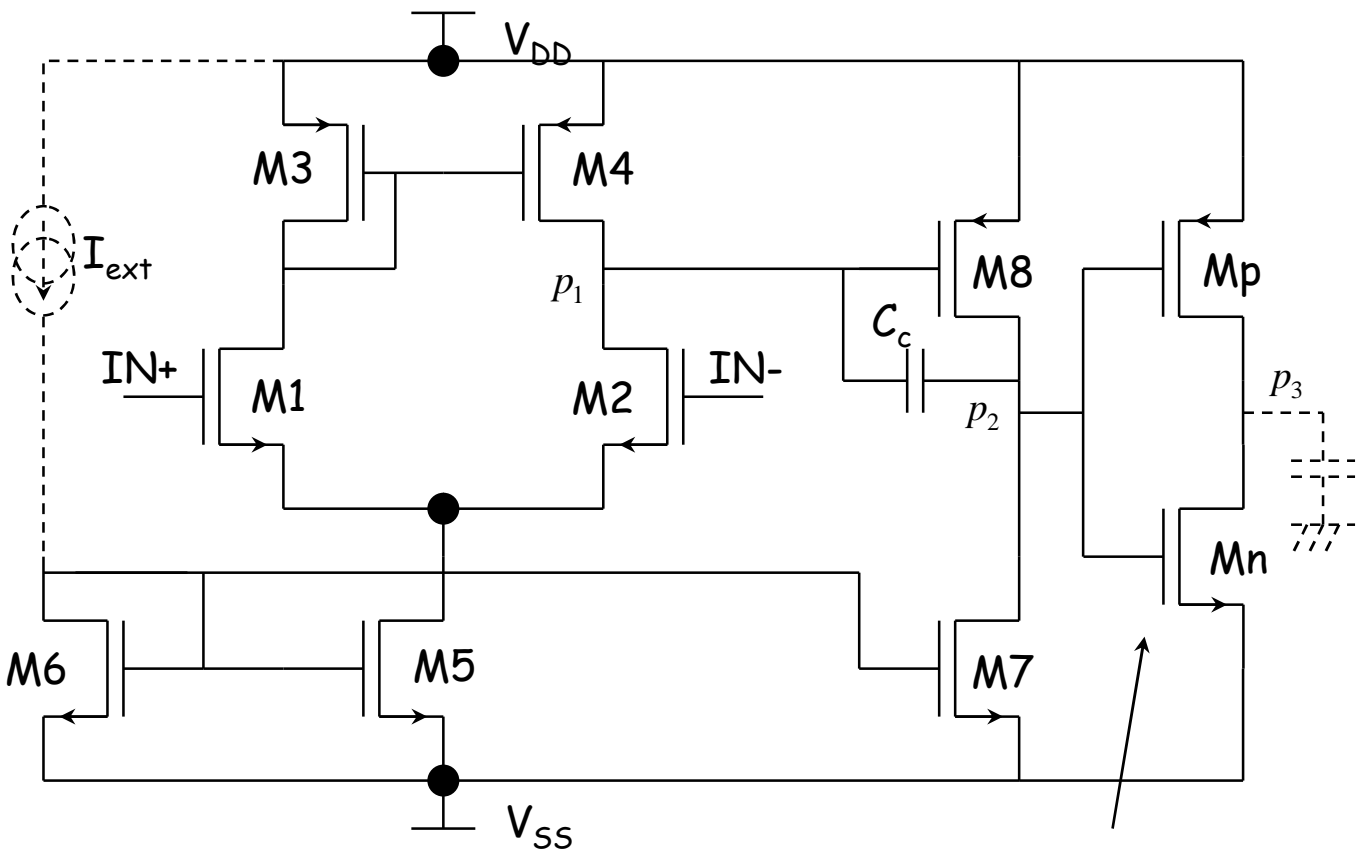
I OTA Miller   polarisations découplées



Une telle structure a l'avantage de ne pas lier la borne inférieure de la dynamique de sortie au V_{DSSat} du transistor polarisant l'étage différentiel.

II OTA avec étage de sortie

L'adjonction à l'OTA Miller d'un simple inverseur CMOS polarisé avec un fort courant pour rendre la résistance sortie petite constitue un étage de sortie de classe AB. On obtient alors un amplificateur opérationnel classique. Notons que l'étage de sortie consomme beaucoup et qu'il existe d'autres structures moins consommatrice (c.f. CMOS Analog Circuits design de P. Allen, 1987, Oxford University Press).

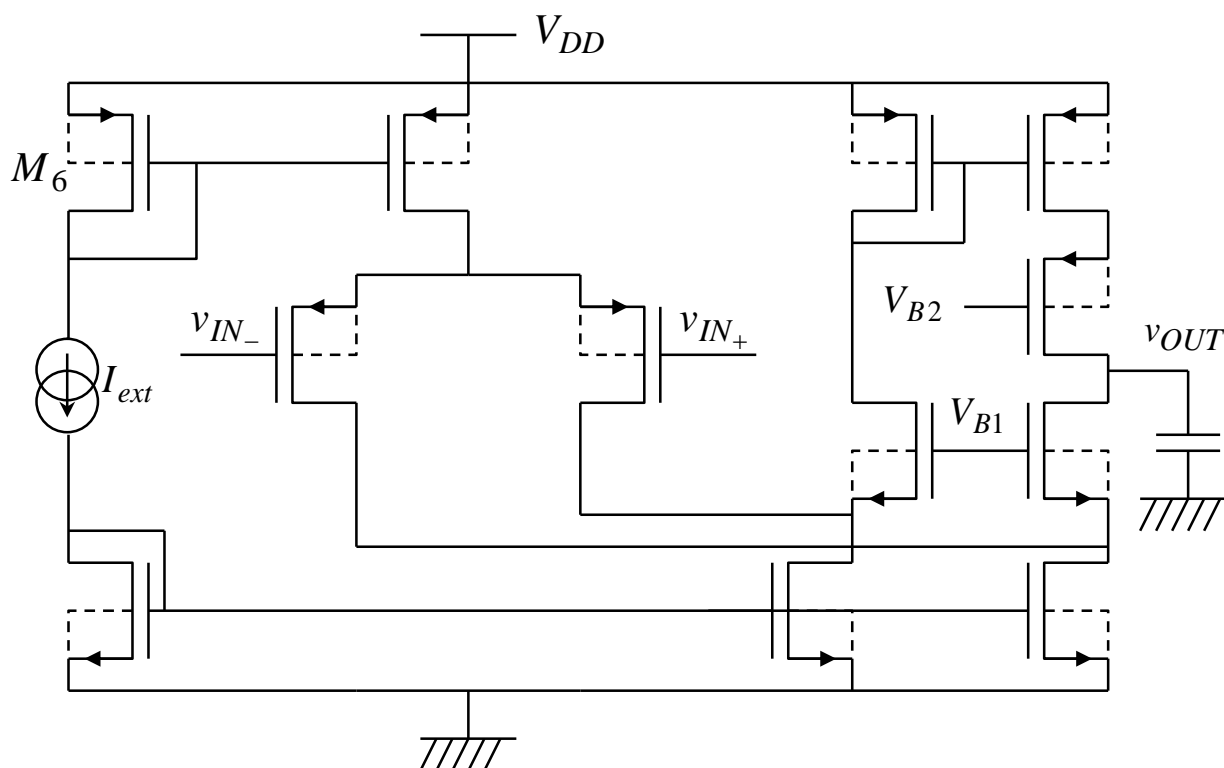


Etage de sortie de classe AB

Exemple de placement des pôles : $p_3 < p_1 < p_2$

III OTA simple cascod   replié

Cet OTA est dénommé simple car il ne possède qu'un seul étage différentiel, ce dernier étant cascod   replié. Notons qu'il possède un miroir de courant dans la charge active pour sortir sur une seul broche.

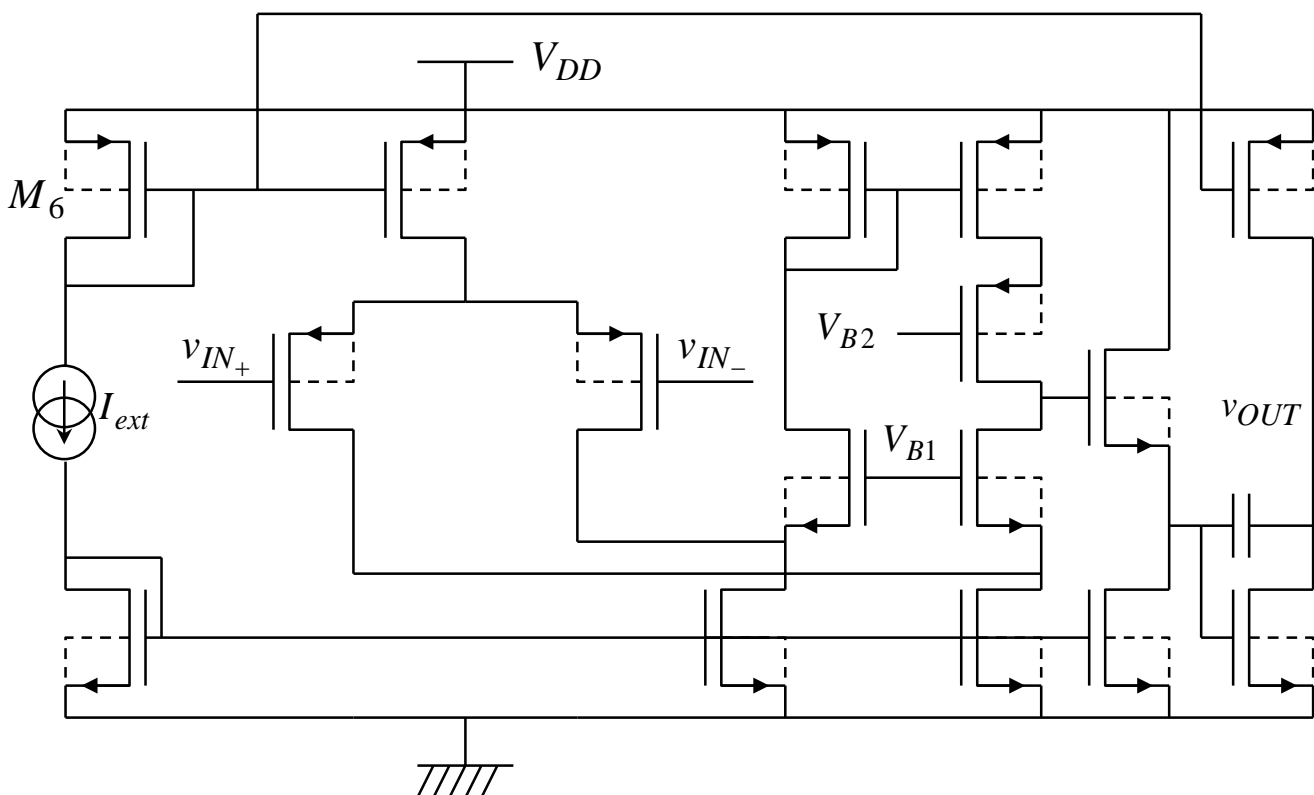


Les polarisation V_{B1} et V_{B2} sont obtenues par des structures comme celles présentées en IV (Blocs fonctionnels de bases)

Le GBW de cet OTA est directement lié à la capacité de charge C_L . Pour un C_L peu élevé, cet OTA peut atteindre un GBW très grand.

IV OTA Miller cascod   replié

On peut rajouté un étage de gain à l'OTA précédente de façon à augmenter son gain statique et sa dynamique de sortie. Pour pouvoir abaisser le O_{UT-} , on peut par exemple placer un étage suiveur entre la sortie de l'étage différentiel et l'entrée de l'étage de gain afin de décaler le point de polarisation vers le bas.



Titre:
Cr   par:
Date de cr  atio

V OTA symétrique

