

# *Chapitre 2*

## *Conception d'amplificateurs opérationnels de transconductance*

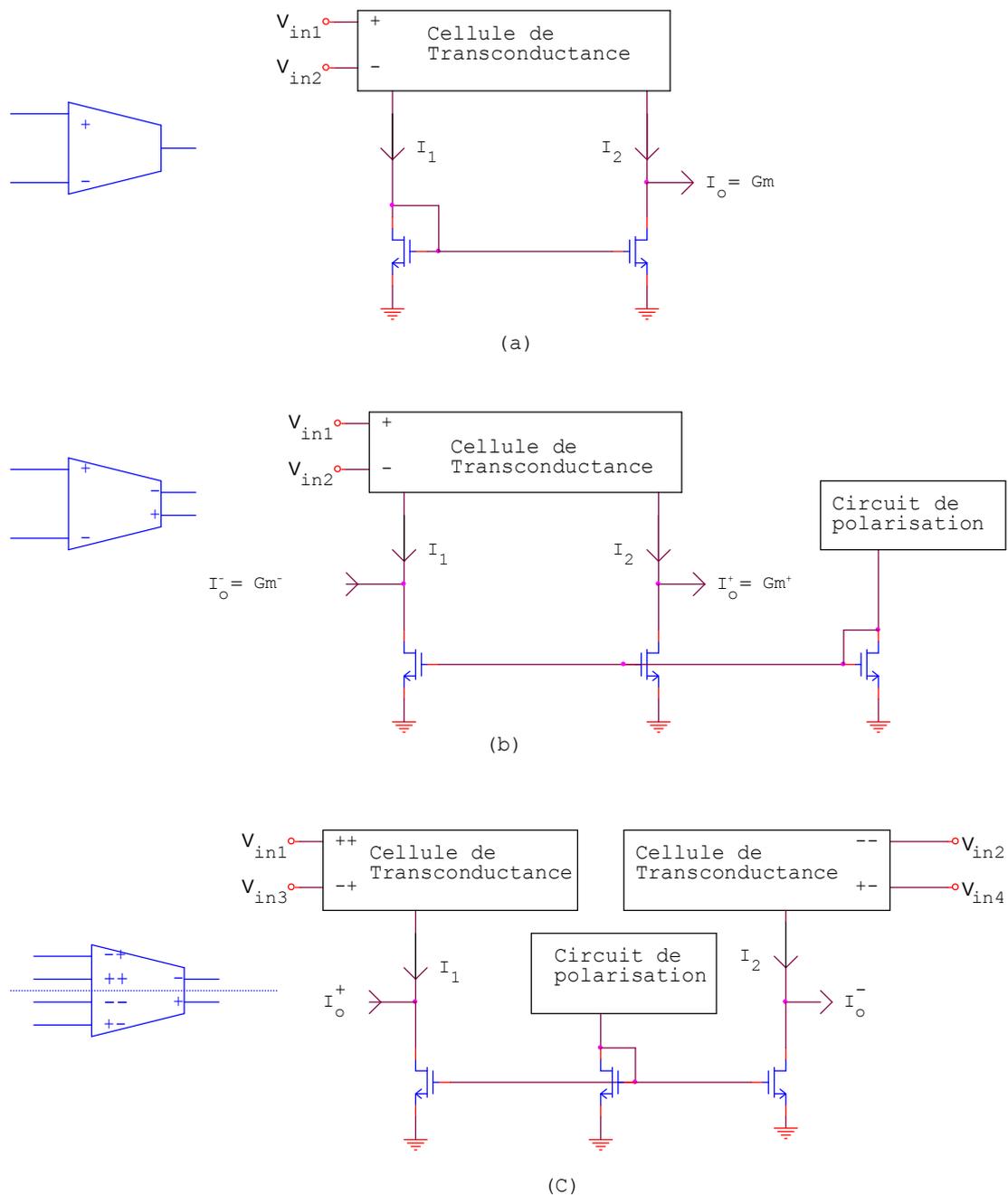
### **2.1 INTRODUCTION**

L'amplificateur Opérationnel de Transconductance, appelé OTA ou cellule de transconductance  $G_m$ , avec comme entrée la tension et comme sortie le courant, réalise un processus de conversion tension courant qui permet d'obtenir une transconductance. Ainsi, plusieurs architectures d'OTA ont été proposées afin de répondre aux exigences de diverses applications. On distingue plusieurs grandes classes d'architecture d'OTA: OTA avec sortie simple et OTA avec multiple sorties, ainsi que des OTAs avec plusieurs entrées et plusieurs sorties. Ces différentes classes sont obtenues en ajoutant quelques améliorations sur les OTAs à sortie simple.

### **2.2 REALISATION STRUCTURELLE D'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL DE TRANSCONDUCTANCE**

La plupart des amplificateurs opérationnels de transconductance ont la même structure de base "sortie unique", on peut ajouter sur cette structure de base des circuits qui permettent d'avoir plusieurs entrée en tension et plusieurs sorties de courant. La structure de base est donnée pour une sortie unique est représentée sur la figure 2.1, cette structure permet d'avoir une transconductance  $G_m$  à partir de la différence entre les courants  $I_1$  et  $I_2$ , obtenue à partir de la conversion de tension entrée  $\Delta V = V_{in1} - V_{in2}$ , par la cellule de transconductance comme montré sur la figure 2.1a, et on ajoute un circuit de polarisation (figure 2.1b) qui permet d'éliminer les non linéarités sur chaque branche. Cette structure générale permet d'avoir une double sortie en courant avec des transconductances de même valeur absolue mais de signe contraire comme est montré sur la figure 2.1b, ou  $G_m^+ = |G_m^-|$ .

Cet amplificateur de transconductance différentielle permet de réaliser plus de fonction que le circuit OTA à sortie unique. Pour avoir plus d'entrée en tension et sortie en courant on ajoute deux ou plusieurs structures simples qui permettent la conversion tension-courant comme est montré dans la figure 2.1c, et en utilisant le même circuit de polarisation qui élimine les non linéarités.



**Figure 2.1 :** (a) Structure d'un OTA sortie unique.  
 (b) Structure d'un OTA différentielle.  
 (c) Structure d'un OTA différentielle avec quatre entrées.

### 2.3 AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL DE TRANSCONDUCTANCE SIMPLE

L'architecture de base pour réaliser l'amplificateur opérationnel de transconductance à sortie unique est représentée sur la figure 2.2 [2]. Cette structure a été utilisée comme étage d'entrée dans la plupart des amplificateurs opérationnels.

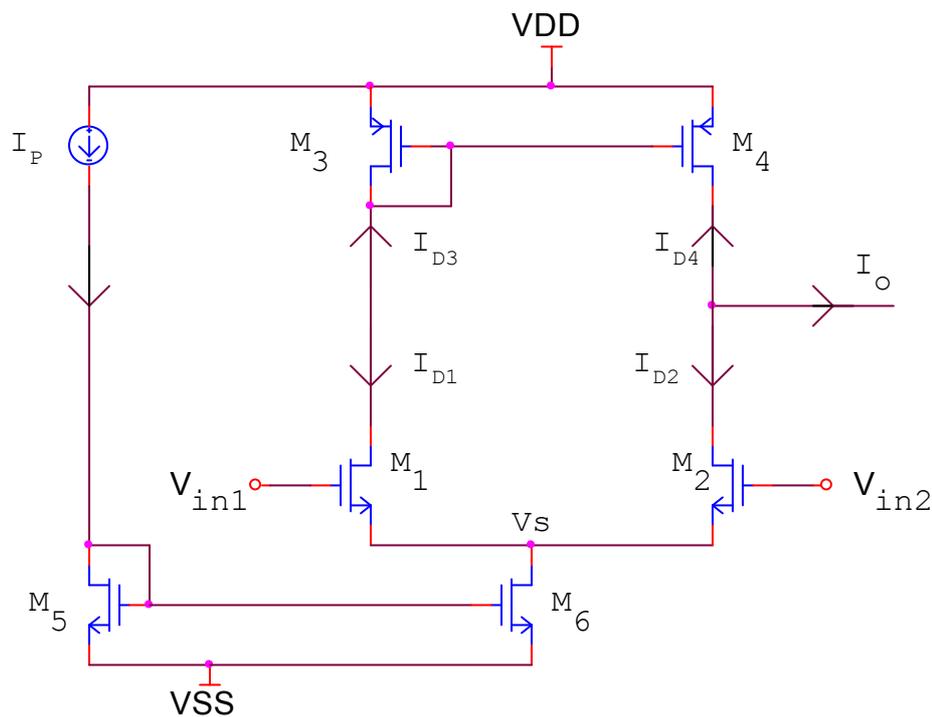


Figure 2.2 : Amplificateur opérationnel de transconductance simple.

Ce circuit représenté sur la figure 2.2 est composé de trois éléments :-

- a- La cellule différentielle réalisée par une paire de source couplée de type N ( $M_1$  et  $M_2$ ), est une cellule de différentielle simple qui permet de convertir les tensions d'entrée  $V_{in1}$  et  $V_{in2}$  en un courant à la sortie de leur drain qui sont donnés à partir des relations suivante concernant les transistors MOS dans la région de saturation :

$$I_{D1} = \frac{I_P}{2} + \beta \Delta V \sqrt{\frac{I_P}{2\beta} - \left(\frac{\Delta V}{2}\right)^2} \quad (2.1a)$$

$$I_{D2} = \frac{I_P}{2} + \beta \Delta V \sqrt{\frac{I_P}{2\beta} - \left(\frac{\Delta V}{2}\right)^2} \quad (2.1b)$$

b- Un circuit de polarisation qui permet de faire varier la transconductance  $G_m = f(I_P)$  en fonction d'une source de courant variable  $I_P$ . Pour ne pas affecter la tension de grille-source  $V_{GS1}$  et  $V_{GS2}$  par la tension de polarisation, on ajoute un miroir de courant composé par les transistors  $M_5$  et  $M_6$ .

c- Un circuit miroir de courant composé par les transistors MOS de type P ( $M_3$  et  $M_4$ ) qui permet de copier le courant  $I_{D3} = -I_{D1}$  en un courant  $I_{D4} = I_{D3}$ , ce qui donne le courant de sortie, qui est la différence entre les courants  $I_{D4}$  et  $I_{D2}$ , comme suit:

$$I_o = -I_{D4} - I_{D2} = I_{D1} - I_{D2} \quad (2.2)$$

Le courant de sortie obtenu pour une tension d'entrée  $\Delta V = V_{in1} - V_{in2}$  :

$$I_o = \begin{cases} \Delta V \sqrt{2I_P \beta} \sqrt{1 - \frac{\beta}{2I_P} (\Delta V)^2} & \text{pour } |\Delta V| \leq \sqrt{\frac{I_P}{\beta}} \\ I_P \text{ sign}(\Delta V) & \text{pour } |\Delta V| > \sqrt{\frac{I_P}{\beta}} \end{cases} \quad (2.3)$$

La tension maximale nécessaire pour le fonctionnement de la paire de source couplée

( $M_1$  et  $M_2$ ) opérant dans la régions de saturation, est donnée par  $\sqrt{\frac{I_P}{\beta}}$ , par exemple

pour  $\left(\frac{W}{L}\right)_{M1, M2} = \frac{50\mu}{6\mu}$  et  $I_P = 200\mu A$ , on trouve la plage de fonctionnement théorique

$$\sqrt{\frac{I_P}{\beta}} = 614.3mV, \text{ ceci est montré sur la figure 2.3.}$$

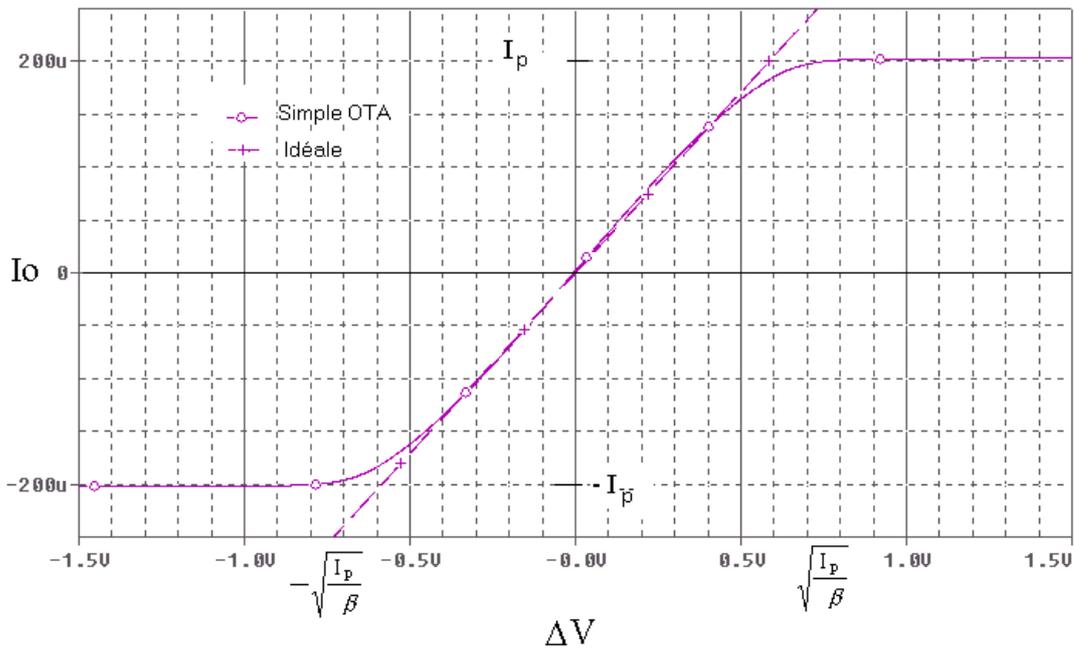


Figure 2.3: Courant de sortie de l' OTA à sortie unique en fonction de la tension d'entrée.

### 2.3.1 Linéarité

La linéarité obtenue par la méthode du courant de sortie de l'OTA en fonction de la tension d'entrée, ce qui donne la transconductance non linéaire d'après l'équation (2.3)[1], sur l' intervalle de tension qui assure le fonctionnement de l'OTA .

$$G_m = \frac{\partial I_o}{\partial \Delta V} = \frac{\sqrt{2I_p\beta} \left[ 1 - \frac{\beta}{I_p} \Delta V^2 \right]}{\sqrt{1 - \frac{\beta}{2I_p} \Delta V^2}} \quad (2.4)$$

Pour pouvoir étudier la linéarité de l'OTA on fait un développement en série de l'équation (2.3). On obtient pour le courant de sortie la relation suivante :

$$I_o = \sqrt{2I_p\beta} \times \Delta V + \left( 0 - \frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{\beta^{3/2}}{\sqrt{I_p}} \times \Delta V^3 + 0 - \dots \right) \quad (2.5a)$$

$$I_o = a_1 \times \Delta V + a_2 \times \Delta V^2 + a_3 \times \Delta V^3 \quad (2.5b)$$

La première harmonique  $a_1$  donne la transconductance ( $a_1=Gm$ ), la troisième harmonique  $a_3$  est responsable de la non linéarité. Pour avoir une bonne linéarité on doit minimiser  $a_3$  par rapport à  $a_1$ . La valeur de la transconductance  $Gm = \sqrt{2I_p \beta}$  est donnée pour la plage de tension  $|\Delta V| < \sqrt{I_p / \beta}$  est représentée sur la figure 2.3. La linéarité est qualifiée comme le rapport entre la troisième harmonique  $a_3$  et la premier harmonique  $a_1$ , qui donne une condition sur les caractéristiques statiques des transistors composant l'OTA :

$$HD_3 = \frac{1}{2} \times \frac{a_3}{a_1} \times \Delta V^2 = \frac{\beta}{16I_p} \times \Delta V^2 \quad (2.5c)$$

Une bonne linéarité est donnée par une minimisation de  $\beta$  qui est déterminée par les dimensions (W/L) des transistors  $M_1$  et  $M_2$ , ce qui donne une grande plage de la linéarité. La figure suivant figure 2.4 montre la non linéarité de l'OTA simple, pour

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{M1,M2} = \frac{50\mu}{6\mu} \text{ et } I_p=200\mu A,$$

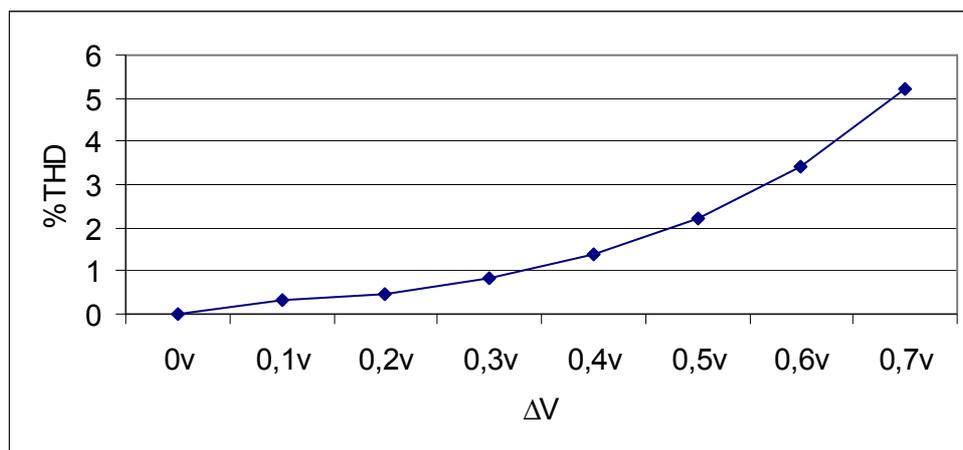
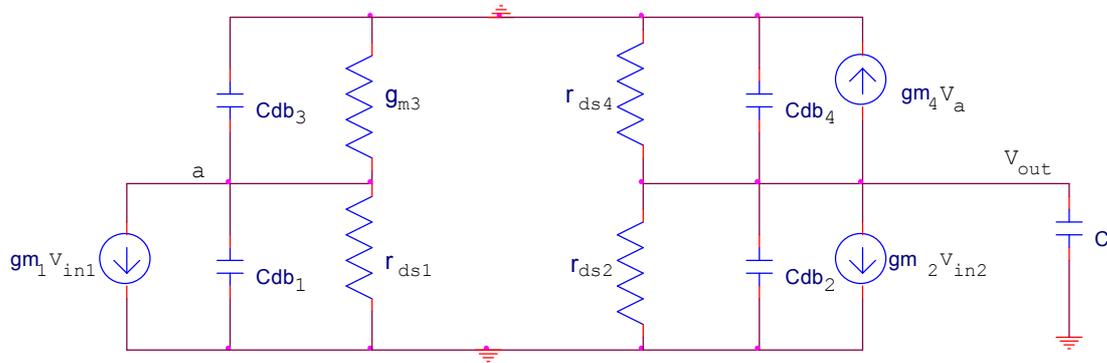


Figure 2.4 : La non linéarité de transconductance sur la plage de tension d'entrée  $\Delta V$ .

### 2.3.2 L'étude en AC d'un OTA Simple

L'analyse AC est nécessaire pour vérifier la bande passante de l'OTA sur laquelle est branchée une capacité à la sortie de faible valeur.



**Figure 2.5 : Modèle en petit signaux de l'OTA à sortie unique.**

Le modèle petit signaux pour un OTA simple à sortie unique en considérant les transistors dans la région de saturation est représenté sur la figure 2.5 [6], la tension sur la nœud (a) agit entre les transistors  $M_3$  et  $M_1$ , les résistances et capacités parallèles sur la figure 2.5 sont données par:

résistance: 
$$g = \frac{1}{r_{ds2}} + \frac{1}{r_{ds4}} \quad (2.6a)$$

parasité Capacité: 
$$C_p = C_{db4} + C_{db2} \quad (2.6b)$$

la transconductance: 
$$G_m = g_{m1} = g_{m2} \quad (2.6c)$$

où la tension différentielle d'entrée est  $V_{in} = V_{in1} - V_{in2}$ . La fonction de transfert de cette simple OTA:

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{G_m}{g + s(C_p + C)} \quad (2.7)$$

Pour une grande impédance de sortie  $g$  et une capacité faible  $C_p$ , on donne un intégrateur, qui est plus proche de  $H(s) = \frac{G_m}{C_s}$  de l'OTA idéale, pour cela il faut

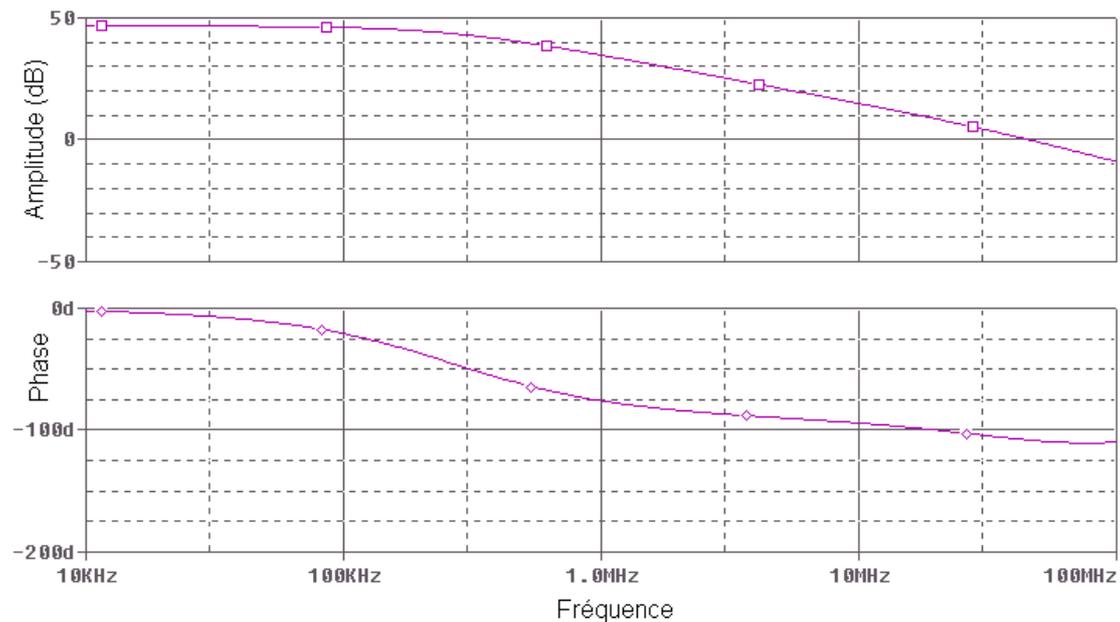
donnée une dimension des transistors  $M_3$  et  $M_4$  minimum par rapport à  $M_1$  et  $M_2$ . Pour

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{M1,M2} = \frac{50\mu}{6\mu}, \left(\frac{W}{L}\right)_{M3,M4} = \frac{10\mu}{6\mu} \quad \text{et une capacité de sortie } C = 1\text{pf} \quad \text{avec un}$$

courant de polarisation  $I_p = 200\mu\text{A}$ , on obtient par simulation le gain

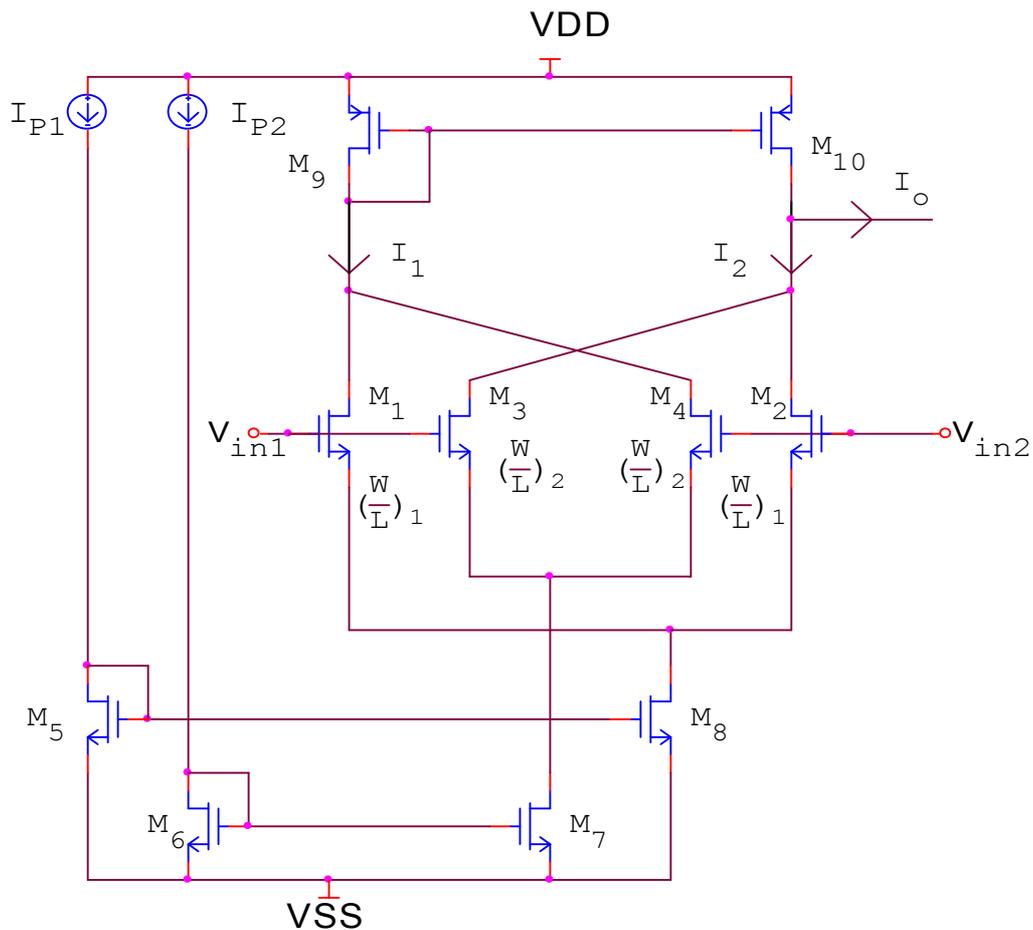
$$A_{dB} = H(0) = \frac{G_m}{g} = 46.7\text{db} \quad \text{et la fréquence de coupure } f = \frac{g}{2\pi(C_p + C)} \approx 466\text{khz}. \quad \text{Les}$$

résultats de simulations donnée sur la figure 2.6 montre que l'OTA n'est pas tout a fait un intégrateur idéal ceci est du à l'effet interne de l'OTA (la résistance  $g$  et la capacité parasité  $C_p$ ).



**Figure 2.6 : La fonction de transfert de l'OTA à sortie unique.**

### 2.3.3 Linéarité par variation sur la structure de l'étage d'entrée



**Figure 2.7 : Amplificateur opérationnel de transconductance avec un nouvel étage d'entrée.**

Cet étage d'entrée est construit à partir de deux étages d'entrées différentiels simples entrecroisés. Quelques ajouts demeurent nécessaires afin de contrôler la transconductance avec source de courant sur chaque étage, on obtient le circuit représenté à la figure 2.7 [1]. Rappelons d'abord que cet étage représente une évaluation d'une architecture ou l'on désirait améliorer la non linéarité, cette méthode de croisement fait une différence de deux courants de chaque cellule qui est déjà donné par l'équation (2.3), et qui donne une nouvelle formule du courant de sortie donnée par l'équation (2.8). Pour un courant de polarisation  $I_{P1} > I_{P2}$ , on trouve la formule suivante pour une plage de tension d'entrée  $\Delta V$ :

$$I_O = \Delta V \sqrt{2I_{P1}\beta_1} \sqrt{1 - \frac{\beta_1}{2I_{P1}} \Delta V^2} - \Delta V \sqrt{2I_{P2}\beta_2} \sqrt{1 - \frac{\beta_2}{2I_{P2}} \Delta V^2} \quad \left. \vphantom{I_O} \right\} \quad (2.8)$$

pour  $|\Delta V| \leq \sqrt{\frac{I_{P2}}{\beta_2}}$

Pour une condition sur  $\beta_1 \neq \beta_2$  et  $I_{P1} \neq I_{P2}$ , on ne néglige pas la transconductance pour une faible tension d'entrée, donc on trouve la formule suivante :

$$I_O = \left( \sqrt{2I_{P1}\beta_1} \Delta V - \frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{\beta_1^{3/2}}{\sqrt{I_{P1}}} \Delta V^3 \right) - \left( \sqrt{2I_{P2}\beta_2} \Delta V - \frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{\beta_2^{3/2}}{\sqrt{I_{P2}}} \Delta V^3 \right) \quad (2.9a)$$

$$I_O = \left( \sqrt{2I_{P1}\beta_1} - \sqrt{2I_{P2}\beta_2} \right) \Delta V - \left( \frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{\beta_1^{3/2}}{\sqrt{I_{P1}}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} \times \frac{\beta_2^{3/2}}{\sqrt{I_{P2}}} \right) \Delta V^3 \quad (2.9b)$$

Pour le terme du troisième ordre de l'équation (2.9) c'est la même valeur obtenue pour la distorsion harmonique maximum (équation 1.13) qu'on doit éliminer pour obtenir une bonne linéarité, donc on trouve alors la condition sur la dimension des transistors MOS de cette cellule qui est montrée par l'équation (2.10) :

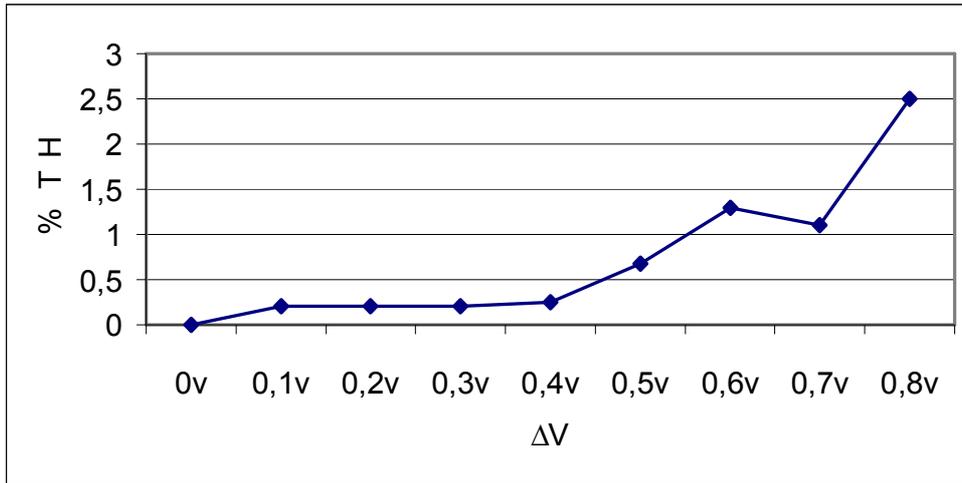
$$\left[ \frac{\left( \frac{W}{L} \right)_1}{\left( \frac{W}{L} \right)_2} \right]^{3/2} = \left[ \frac{I_{P1}}{I_{P2}} \right]^{1/2} \quad (2.10)$$

La transconductance linéaire est donnée par la différence entre la transconductance de deux cellules mais pour une faible tension d'entrée:

$$G_m = G_{m1} - G_{m2} = \sqrt{2I_{P1}\beta_1} - \sqrt{2I_{P2}\beta_2} \quad (2.11)$$

La non-linéarité de transconductance est montrée sur la figure 2.8 suivante, pour

$$I_{P1} = 200\mu A \text{ et } I_{P2} = 100\mu A \text{ avec } \left( \frac{W}{L} \right)_1 = \frac{50\mu}{6\mu} \text{ et } \left( \frac{W}{L} \right)_2 = \frac{40\mu}{6\mu} .$$



**Figure 2.8: La non linéarité de transconductance en fonction de la plage de tension d'entrée  $\Delta V$ .**

### 2.3.4 Linéarité par variation du courant de polarisation

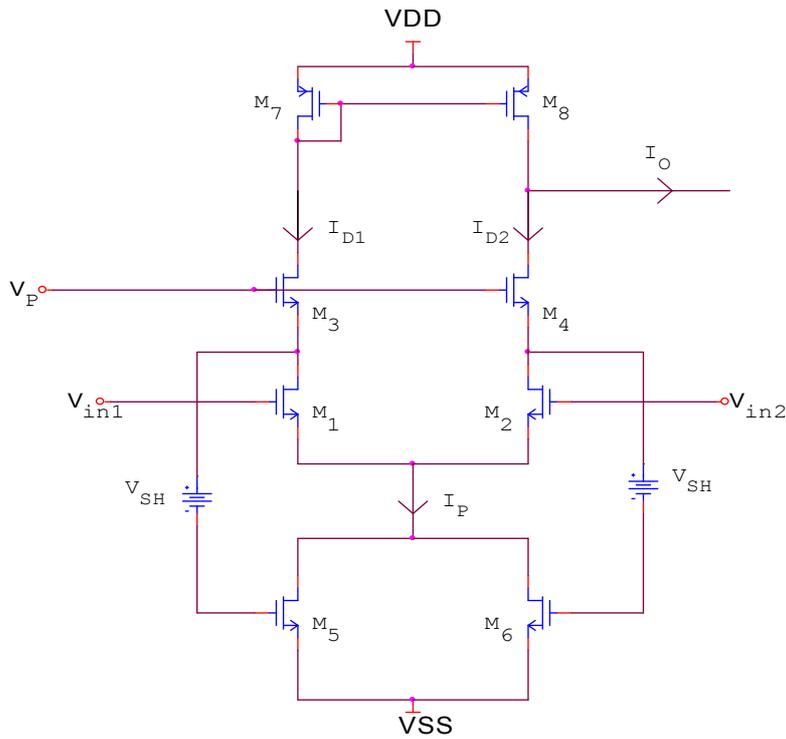
Pour avoir une performance sur la linéarité pour un OTA simple de la figure 2.2 on propose un circuit qui permet de varier le courant de polarisation en fonction de la tension d'entrée selon la relation suivante :

$$I_p = I'_p + \beta' \Delta V^2 \quad (2.12)$$

Soit l'équation 2.12 dans l'équation 2.3 on obtient la relation suivante:

$$I_o = \begin{cases} \Delta V \sqrt{2I'_p \beta} \sqrt{1 - \frac{\beta - 2\beta'}{2I'_p} \Delta V^2} & \text{pour } |\Delta V| \leq \sqrt{\frac{2I'_p}{\beta}} \\ I'_p + \beta' \Delta V^2 & \text{pour } |\Delta V| > \sqrt{\frac{2I'_p}{\beta}} \end{cases} \quad (2.13)$$

On obtient une transconductance linéaire  $G_m = \sqrt{2I'_p \beta}$  pour  $\beta' = \beta/2$ , où le circuit qui génère ce courant de polarisation, est montré dans la figure 2.9 [1,5].



**Figure 2.9 : Amplificateur opérationnel de transconductance polarisé par un courant variant en fonction de la tensions d'entrée.**

Ce nouvel amplificateur contient une cellule différentielle présentée par six transistors  $M_1$ - $M_6$  comme montré sur la figure 2.9, où chaque drain est lié par l'autre source, les transistors  $M_1$  et  $M_2$  permettent la conversion tension-courant qui est la sortie sur chaque branche de  $M_3$  et  $M_4$ . La cellule  $M_1$  et  $M_2$  polarisée par le courant  $I_P$  qui est généré par les transistors  $M_5$  et  $M_6$  à partir de la copie de la différence de la tension d'entrée  $\Delta V$  aux grilles de  $M_5$  et  $M_6$  en série avec à la tension de conduite  $V_{SH}$  sur la figure 2.9, les résultats donnés pour la tension grille-source de  $M_5$  et  $M_6$  est:

$$V_{GS5} = V_{CM} - \frac{\Delta V}{2} \quad (2.14a)$$

$$V_{GS6} = V_{CM} + \frac{\Delta V}{2} \quad (2.14b)$$

Où :

$$V_{CM} = \frac{V_P - V_{SH} - V_{SS}}{2} \quad (2.15)$$

$V_P$ : La tension de polarisation sur la grille de  $M_3$  et  $M_4$  ( $V_P > V_{SH} + V_{SS}$ ) donc en sommant les courants de draine de  $M_5$  et  $M_6$  on trouve le nouveaux courant de polarisation :

$$I_P = I_{D5} + I_{D6} = 2\beta_{5,6}(V_{CM} - V_T)^2 + \beta_{5,6} \cdot \Delta V^2 \quad (2.16)$$

Alors l'équation (2.16) est la même que celle de (2.12) pour  $\beta' = \beta_{5,6}$  et  $I_P' = 2\beta_{5,6}(V_{CM} - V_T)^2$ , ce qui donne une transconductance linéaire pour une grande plage de tension d'entrée par rapport à l'OTA. Les sources de tension flottantes  $V_{SH}$  peuvent être réalisées par une paire de transistor MOS double dont l'un est relié comme une diode, polarisé par un courant  $I_P$  comme représenté sur la figure 2.10 par les transistors ( $M_{a1}, M_{a2}$ ) et ( $M_{b1}, M_{b2}$ ). La non linéarité est représentée par la figure

2.11 en fonction de la tension d'entrée, pour  $I_P = 200\mu A$  et  $\left(\frac{W}{L}\right)_{M1, M2} = \frac{50\mu}{6\mu}$ .

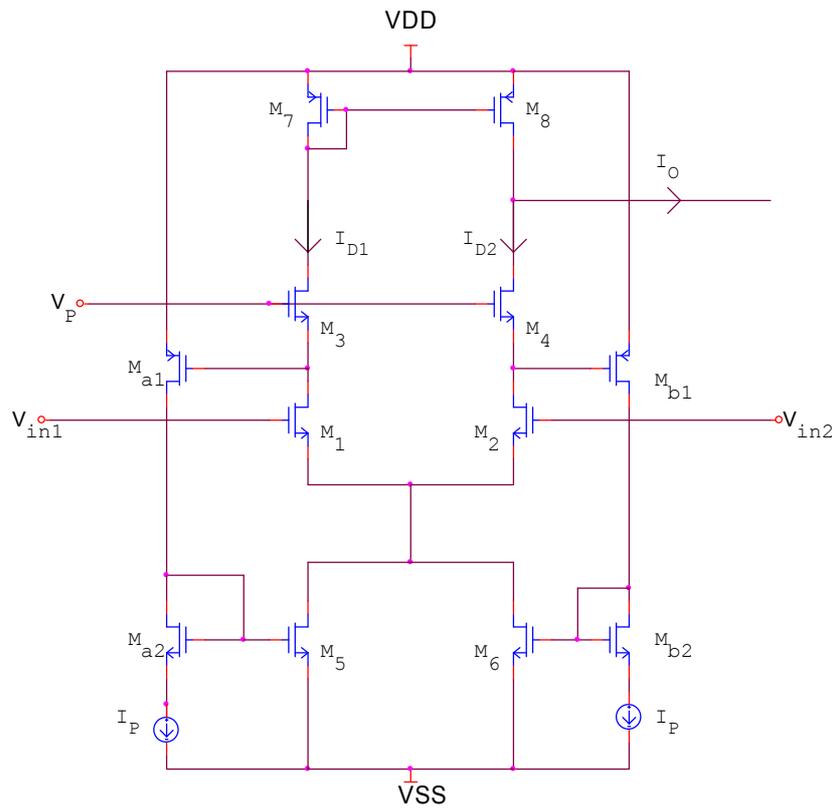


Figure 2.10: Remplacement de la tension de conduite  $V_{SH}$  de la figure 2.9 par une paire de transistor MOS.

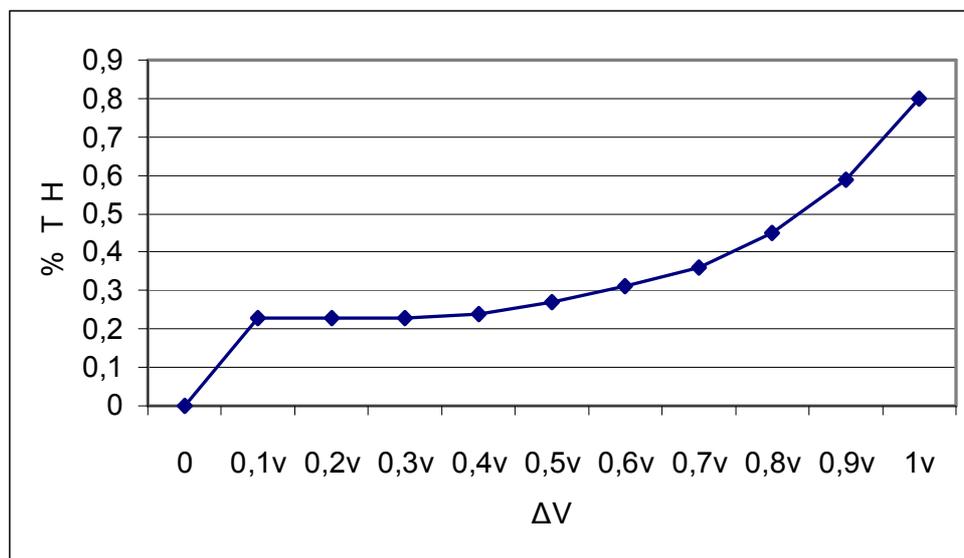


Figure 2.11: La non linéarité de transconductance en fonction de la tension d'entrée  $\Delta V$ .

## 2.4 AMPLIFICATEUR DIFFERENTIEL DE TRANSCONDUCTANCE

Sur la figure 2.12 est représentée une implémentation de l'amplificateur opérationnel de transconductance différentielle simple (structure de base) avec deux sortie, pour chaque demi-circuit, le premier demi-circuit est réalisé par les transistors MOS  $M_1$  et  $M_3$ , le deuxième par  $M_2$  et  $M_4$ . Les deux demi-circuit sont polarisés par la branche qui contient le transistor  $M_7$  et le courant de polarisation  $I_p$ . La paire de source couplée est polarisée par un circuit qui contient les transistors  $M_5$  et  $M_6$  et par un courant de polarisation  $2I_p$ . Pour les signaux de tension d'entrée  $V_{in1}$  et  $V_{in2}$  on obtient un courant de sortie sur chaque demi-circuit  $I_o^+$  et  $I_o^-$  [6,7].

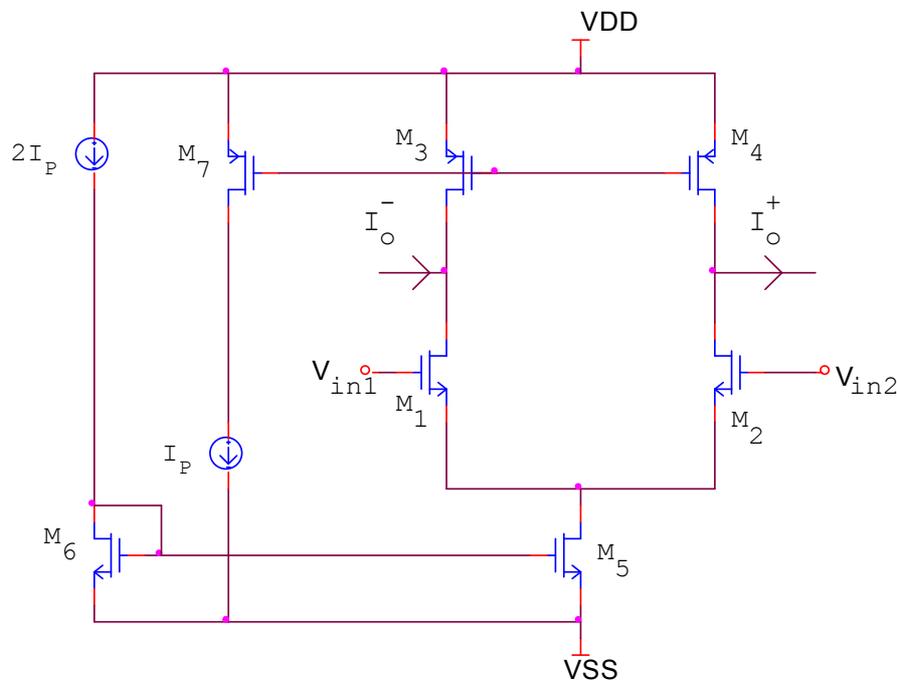


Figure 2.12 : Amplificateur différentiel de transconductance simple.

Le sujet de cette section est d'obtenir une transconductance différentielle linéaire. Pour ce type d'amplificateur l'étude en DC conduit aux équations suivantes où les courants de drains des transistors  $M_1$  et  $M_2$  sont dans leur région de saturation  $|\Delta V| < (2I_p/\beta)^{1/2}$  :-

$$I_{D1} = I_p + \beta \Delta V \sqrt{\frac{I_p}{\beta} - \left(\frac{\Delta V}{2}\right)^2} \quad (2.17a)$$

$$I_{D2} = I_p - \beta \Delta V \sqrt{\frac{I_p}{\beta} - \left(\frac{\Delta V}{2}\right)^2} \quad (2.17b)$$

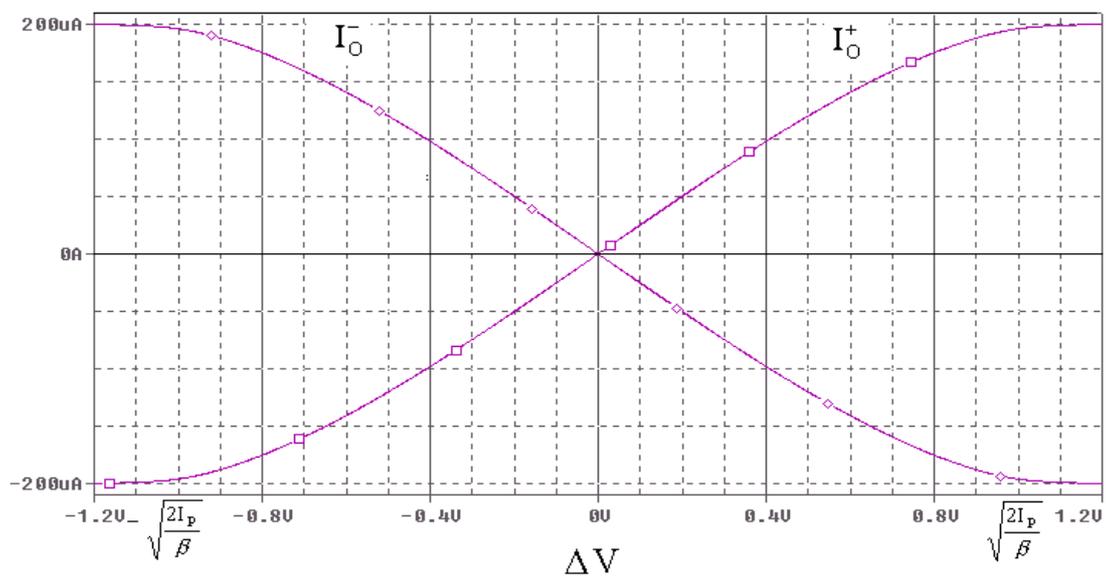
Le courant de sortie est donné par:

$$I_O^+ = I_{D1} - I_p = \sqrt{\beta I_p} \sqrt{1 - \frac{\beta}{I_p} \left(\frac{\Delta V}{2}\right)^2} \Delta V \quad (2.18a)$$

$$I_O^- = I_{D2} - I_p = -\sqrt{\beta I_p} \sqrt{1 - \frac{\beta}{I_p} \left(\frac{\Delta V}{2}\right)^2} \Delta V \quad (2.18b)$$

Donc les courants de sortie sur chaque branche en fonction de la tension sont

représentés sur la figure suivante, pour  $I_p = 200 \mu A$  et  $\left(\frac{W}{L}\right)_{M1, M2} = \frac{50 \mu}{6 \mu}$ :



**Figure 2.13 :** Les courants de sortie sur chaque branche  $I_O^+$  et  $I_O^-$ , par variation de la tension d'entrée.

On obtient la transconductance différentielle des deux sorties en courant avec des signes opposés (équation 2.19).

$$Gm^+ = |Gm^-| = \frac{\sqrt{I_p \beta} \left[ 1 - \frac{\beta}{2I_p} \Delta V^2 \right]}{\sqrt{1 - \frac{\beta}{I_p} \left( \frac{\Delta V}{4} \right)^2}} \quad (2.19)$$

### 2.4.1 Etude en AC

le modèle de l'OTA différentiel en AC est représenté sur la figure 2.14, en ajoutant un condensateur C entre les noeuds de sorties,  $V_{out}^+$  et  $V_{out}^-$  [7].

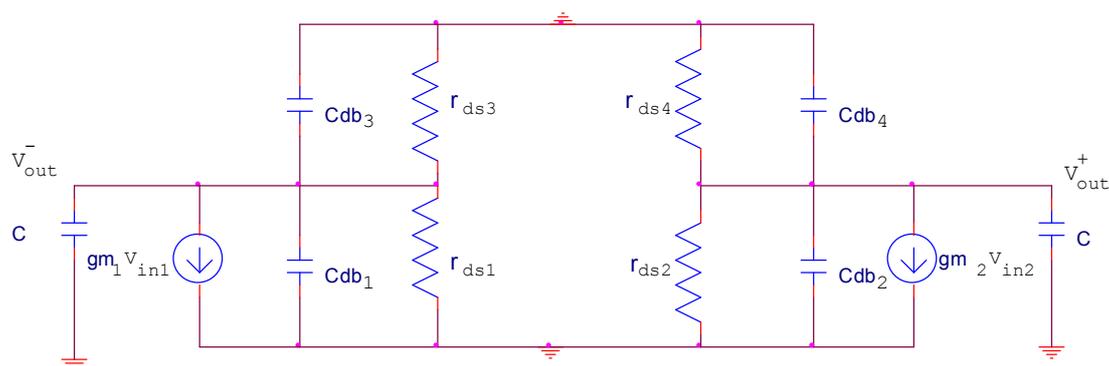


Figure 2.14 : Modèle petit signal équivalent du circuit de la figure 2.14.

A partir de simplification donnant les équivalences entre les capacités parallèles et les résistances parallèles on obtient:

$$g_o = \frac{1}{r_{ds1}} + \frac{1}{r_{ds3}} \quad (2.20a)$$

$$C_p = C_{db1} + C_{db3} \quad (2.20b)$$

Donc on trouve les équations entre l'entrée et sortie sur chaque branche de la figure 2.14 :

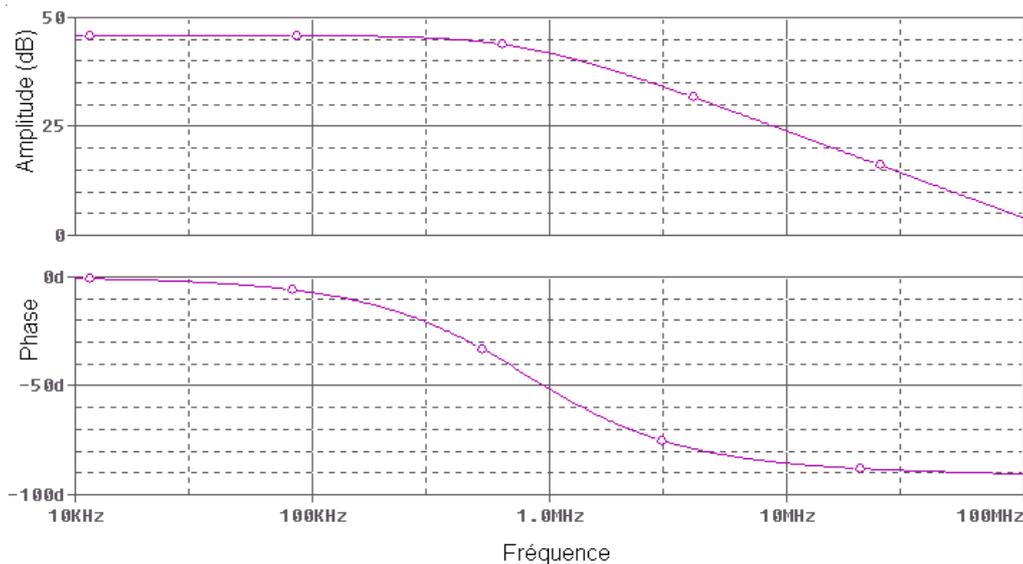
$$-gm_1 V_{in1} = (go + s(Cp + C)) V_{out}^- \quad (2.21a)$$

$$-gm_2 V_{in2} = (go + s(Cp + C)) V_{out}^+ \quad (2.21b)$$

La différence entre ces deux équations, permet d'obtenir la fonction de transfert :

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{gm}{go + s(C + C_p)} \quad (2.22)$$

Pour  $V_{out} = V_{out}^+ - V_{out}^-$ , Le graphe de cette équation est représenté sur la figure 2.15.



**Figure 2.15 : La fonction de transfert de l'OTA différentiel Simple.**

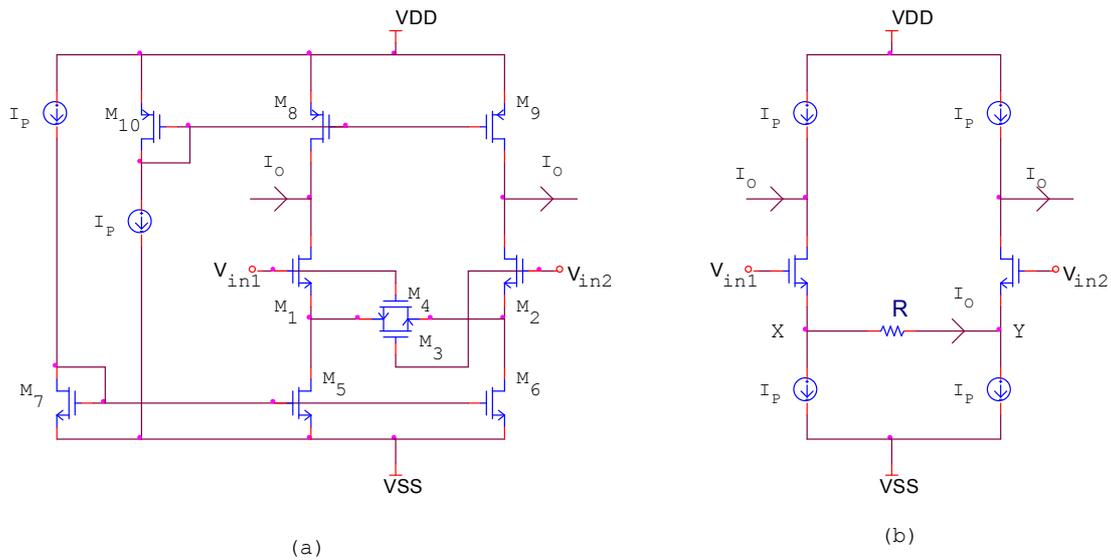
Donc le gain en DC à  $G = \frac{gm_1}{go} \approx 42\text{db}$ , et la fréquence de coupure est

$f_c = \frac{go}{2\pi(Cp + 2C)} = 500 \text{ KHz}$ , La capacité de la sortie parasite  $Cp$  modifie seulement

la valeur effective de la capacité  $C$ , mais garde la forme de la fonction de transfert de l'intégrateur.

## 2.4.2 Linéarisations de l'amplificateur différentiel de transconductance

Une nouvelle structure est obtenue en ajoutant sur l'amplificateur différentiel de transconductance, entre les sources de transistors  $M_1$  et  $M_2$  deux transistors MOS couplés  $M_3$  et  $M_4$  comme montré sur la figure 2.16a. Ces deux transistors  $M_3$  et  $M_4$  jouent le rôle d'une résistance, ils permettent d'améliorer la linéarité. L'architecteur simplifié montre le sens des courants montrés sur la figure 2.16b [7,8]. Ces courants sont donnés par :



**Figure 2.16 : (a) Cellule différentielle de transconductance opérant dans la région ohmique (b) simplification sur la circulation de courant sur la figure (a).**

$$I_P + I_O = \beta(V_{in1} - V_X - V_T)^2 \quad (2.23a)$$

$$I_P - I_O = \beta(V_{in2} - V_Y - V_T)^2 \quad (2.23b)$$

$$V_X - V_Y = R \times I_O \quad (2.23c)$$

$V_X$  et  $V_Y$  sont des tensions entre les bornes de la résistance (figure 2.16 (b)), donc on obtient les équations de tension d'entrée :

$$V_{in1} = \sqrt{\frac{I_p}{\beta}} \times \sqrt{1 + \frac{I_o}{I_p}} + V_x \quad (2.24a)$$

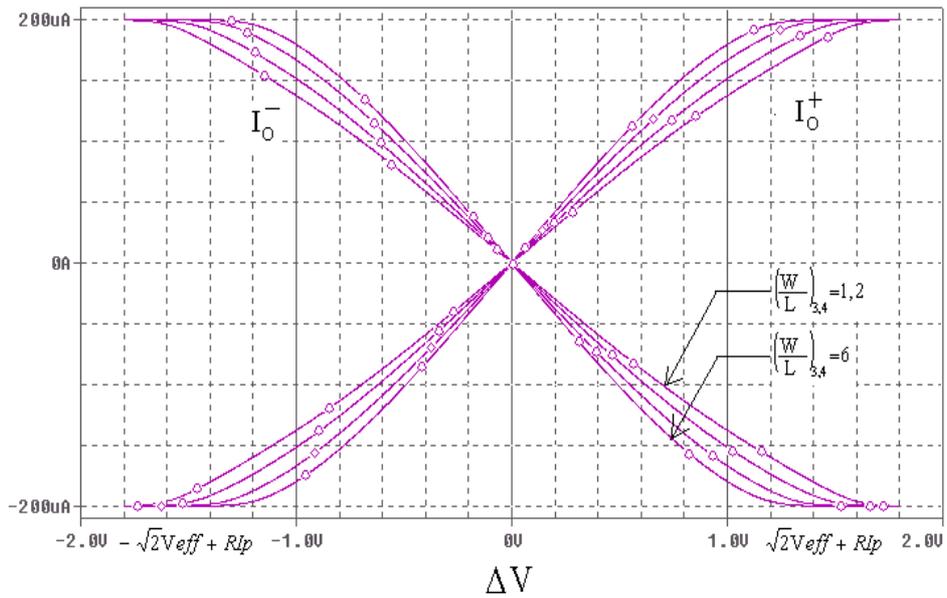
$$V_{in2} = \sqrt{\frac{I_p}{\beta}} \times \sqrt{1 - \frac{I_o}{I_p}} + V_y \quad (2.24b)$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{I_p}{\beta}} = Cst \quad (2.24c)$$

Par la différence entre (2.24a) et (2.24b) on trouve la relation entre la tension d'entrée et le courant de sortie:

$$\Delta V = V_{in1} - V_{in2} = V_{eff} \left( \sqrt{1 + \frac{I_o}{I_p}} - \sqrt{1 - \frac{I_o}{I_p}} \right) + R I_o \quad (2.25)$$

Pour  $\Delta V = 0$  donc  $I_o = 0$ , on est limité par  $\Delta V \leq (\sqrt{2}V_{eff} + R I_p)$  pour  $I_o=I_p$ , donc on obtient une grande plage de transconductance par une augmentation sur la valeur de R, on trouve les sortie en courants qui sont représenté par la figure 2.17 en fonction des dimensions W/L des transistors M<sub>3</sub> et M<sub>4</sub>, pour  $I_p=200\mu A$  et  $\left(\frac{W}{L}\right)_{M1,M2} = \frac{50\mu}{6\mu}$ .



**Figure 2.17 : Les courants de sortie par rapport à la tension d'entrée  $\Delta V$ , pour chaque variation sur la dimension  $W/L$  de  $M_3$  et  $M_4$ .**

Pour avoir la formule de transconductance à partir de l'équation 2.25 on fait un développement, par la série de Maclaurin, pour obtenir la condition de linéarité.

$$\frac{\Delta V}{V_{eff}} = \frac{I_p \cdot R}{V_{eff}} \cdot \frac{I_O}{I_p} + \left( \sqrt{1 + \frac{I_O}{I_p}} - \sqrt{1 - \frac{I_O}{I_p}} \right) \quad (2.26)$$

$$= \left( 1 + \frac{I_p \cdot R}{V_{eff}} \right) \cdot \frac{I_O}{I_p} + \frac{1}{8} \cdot \left( \frac{I_O}{I_p} \right)^3 + \dots$$

Alors le troisième distorsion harmonique est donné par:

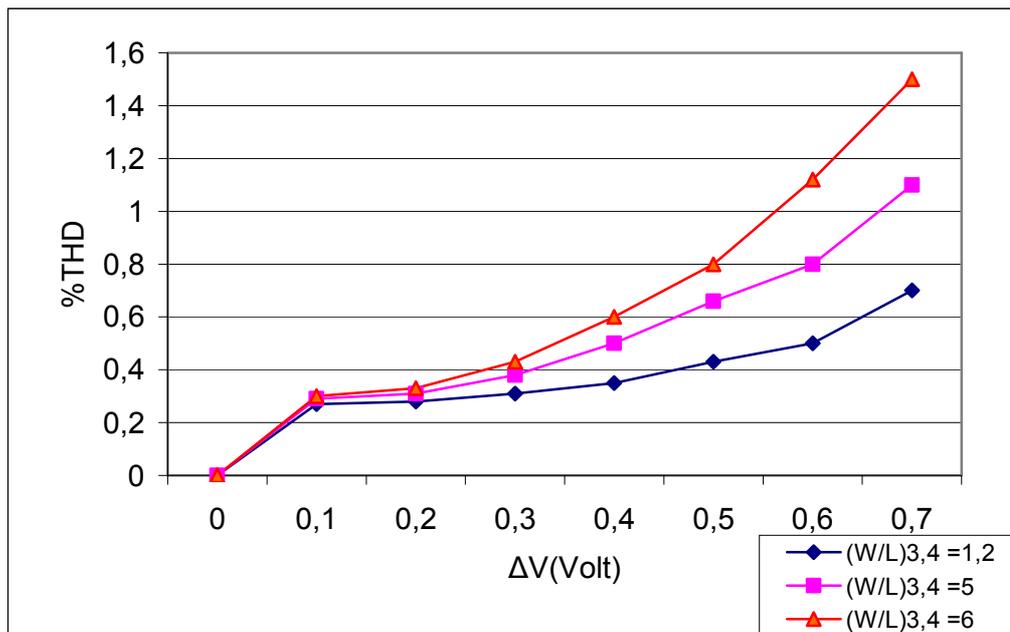
$$HD_3 = \frac{1}{8 \cdot \left( 1 + \frac{I_p \cdot R}{V_{eff}} \right)} \cdot \left( \frac{I_O}{I_p} \right)^2 \quad (2.27)$$

Pour minimiser la troisième distorsion harmonique  $HD_3$ , il faut avoir une grande valeur de résistance, par applications de cette condition on trouve que

la transconductance obtenue par la première distorsion harmonique (le terme linéaire) est:

$$Gm^+ = |Gm^-| = \frac{I_o}{\Delta V} = \frac{I_p}{V_{eff} \left( 1 + \frac{I_p \cdot R}{V_{eff}} \right)} = \frac{\sqrt{\beta \cdot I_p}}{1 + R \cdot \sqrt{\beta \cdot I_p}} \quad (2.28)$$

Sur la figure suivante est représentée, la non linéarité de la transconductance à partir de la variation de la résistance R, qui est donnée par la variation des dimensions W/L de  $M_{3,4}$  sur l'intervalle [1.2,6]. On obtient une grande linéarité pour une dimension  $\left(\frac{W}{L}\right)_{3,4}$  minimum (une grande valeur de résistance).



**Figure 2.18 : La variation de la non linéarité de transconductance en fonction de la tension d'entrée pour chaque dimension W/L de  $M_3$  et  $M_4$ .**



$$V_{in1} - V_{in4} = \sqrt{\frac{I_P}{\beta_{eq}}} - \sqrt{\frac{I_1}{\beta_{eq}}} \quad (2.29a)$$

$$V_{in2} - V_{in3} = \sqrt{\frac{I_P}{\beta_{eq}}} - \sqrt{\frac{I_2}{\beta_{eq}}} \quad (2.29b)$$

Ces deux équations donnés dans la région de saturation des transistors :

$$|\Delta V| \leq \sqrt{\frac{I_P}{\beta_{eq}}} \quad (2.29c)$$

Donc :

$$I_1 = I_P + \beta_{eq} \cdot (V_{in1} - V_{in4})^2 + 2\sqrt{I_P \beta_{eq}} \cdot (V_{in1} - V_{in4}) \quad (2.30a)$$

$$I_2 = I_P + \beta_{eq} \cdot (V_{in2} - V_{in3})^2 - 2\sqrt{I_P \beta_{eq}} \cdot (V_{in2} - V_{in3}) \quad (2.30b)$$

Alors par soustraction de courant  $I_P$  sur chaque branche de  $M_9$  et  $M_{10}$  (figure 2.19), la sortie de courant sur le coté positive et négative de la figure 2.19 est donné par:

$$I_O^+ = I_2 - I_P = \left[ \beta_{eq} \cdot (V_{in2} - V_{in3}) - 2\sqrt{I_P \beta_{eq}} \right] \cdot (V_{in2} - V_{in3}) \quad (2.31a)$$

$$I_O^- = I_1 - I_P = \left[ \beta_{eq} \cdot (V_{in1} - V_{in4}) + 2\sqrt{I_P \beta_{eq}} \right] \cdot (V_{in1} - V_{in4}) \quad (2.31b)$$

Ce qui donne la formule de la transconductance non linéaire sur chaque sortie:

$$Gm^+ = |Gm^-| = 2\beta_{eq} \cdot \Delta V - 2\sqrt{I_P \beta_{eq}} \quad (2.32)$$

en utilisant la condition de saturation de l'équation (2.29c) on obtient une performance sur la linéarité pour une faible tension d'entrée  $G_m \approx 2\sqrt{I_p \beta_{eq}}$ .

A partir de la soustraction des courants  $I_O^+$  et  $I_O^-$  on obtient:

$$I_O = I_O^+ - I_O^- = 2\sqrt{I_p \beta_{eq}} \cdot [(V_{in1} - V_{in4}) - (V_{in2} - V_{in3})] \quad (2.33)$$

Donc on a obtenu une même valeur de transconductance sur les deux sorties en courants de valeur linéaires.

$$G_m = 2\sqrt{I_p \beta_{eq}} \quad (2.34)$$

Avec cette OTA à quatre entrées on peut réaliser une double entrée pour  $\Delta V = (V_{in1} - V_{in2}) = (V_{in3} - V_{in4})$  remplacée dans l'équation (2.31a) et (2.31b) qui permet d'obtenir une transconductance avec plus de performance de linéarité, de valeur  $G_m = 4\sqrt{I_p \beta_{eq}}$ . par cette méthode on donne une réalisation générale donnée par le circuit représenté sur la figure 2.19. Leur transconductance  $G_m = 4\sqrt{I_p \beta_{eq}}$  pour une double entrée, et  $G_m = 2\sqrt{I_p \beta_{eq}}$  pour quatre entrées.

Pour  $\left(\frac{W}{L}\right) = \frac{50\mu}{6\mu}$  et  $I_p = 400\mu A$  on trouve les résultats de simulation montrés sur les figures 2.20 et 2.21 qui expriment respectivement les équations (2.31) et (2.33). La linéarité de transconductance est montrée sur la figure 2.22, qui est donnée sur l'intervalle de saturation  $\Delta V < 2V$ .

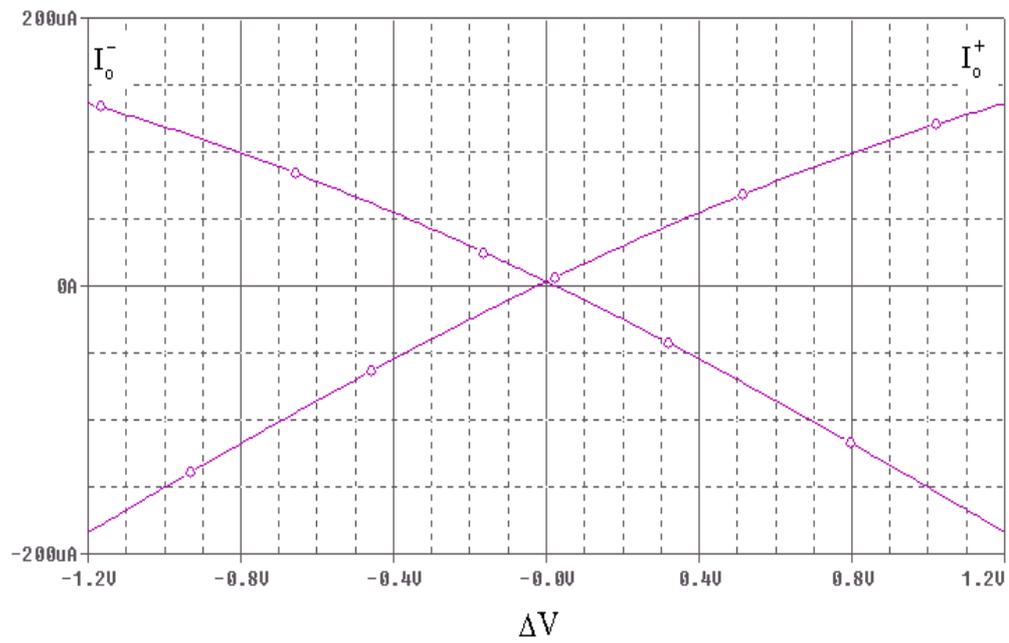


Figure 2.20: Les courants de sortie  $I_o^+$  et  $I_o^-$ , par variation de la tension d'entrée  $\Delta V$ .

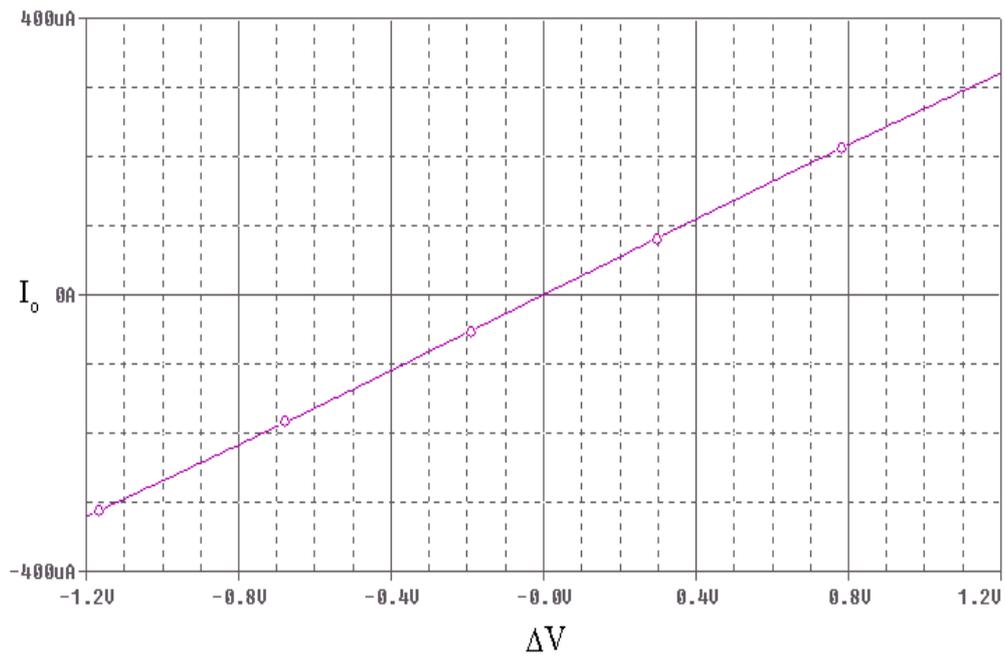
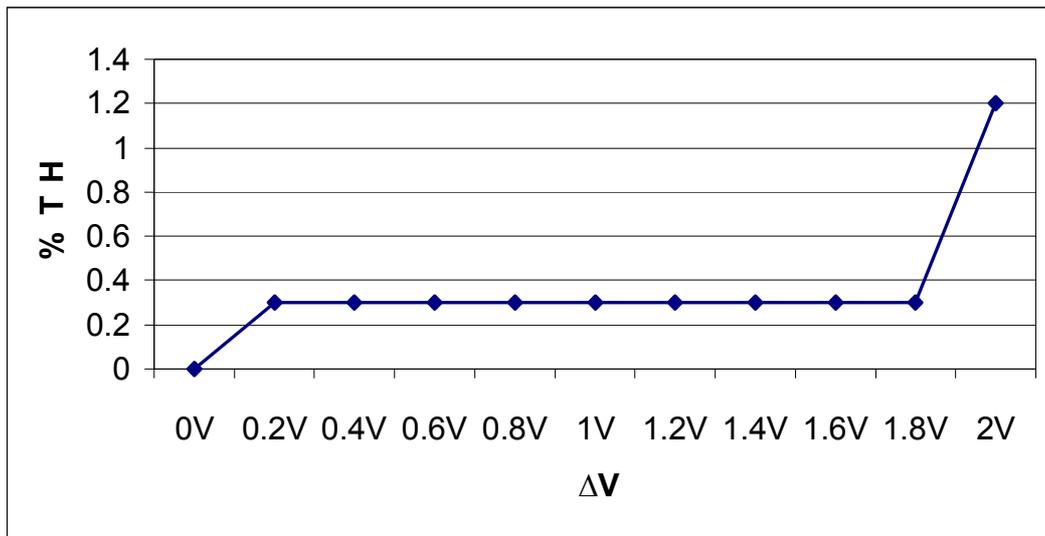


Figure 2.21: Le courant  $I_o = I_o^+ - I_o^-$ , par variation de la tension d'entrée  $\Delta V$ .



**Figure 2.22 : La non linéarité de transconductance du circuit amplificateur différentiel de transconductance en classe AB en fonction de la tension d'entrée  $\Delta V$ .**

## 2.6 CONCLUSION

Au cours du présent chapitre quelques architectures d'OTA à simple sortie, à deux sorties puis à quatre entrées et deux sorties ont été présentées. Les différentes configurations ont consisté à augmenter essentiellement la linéarité.

D'abord, à partir de l'OTA simple, la linéarité a été améliorée en proposant une structure à deux étages d'entrée entrecroisée au lieu d'un seul, et une autre structure qui est polarisée par un courant en fonction de la tension d'entrée.

Une autre structure d'OTA différentielle, opérant dans la région ohmique, qui permet d'augmenter la linéarité, a été également proposée. Cet OTA est réalisé en insérant l'équivalent d'une résistance, réalisé par deux transistors CMOS, entre les sources des transistors de l'étage d'entrée d'un OTA simple.

Enfin un OTA avec quatre entrées et deux sorties qui permet d'augmenter la linéarité a été réalisé en utilisant la méthode de transconductance en classe AB.