

# Chapitre 3

## Réalisation des filtres a base de la cellule Gm-C

### 3.1 INTRODUCTION

Les techniques d'OTAs sur lesquelles sont branchées une capacité sur la sortie dont la définition équivalente est symbolisée par Gm-C sont généralement employées pour concevoir des filtres dans le domaine de petits signaux. La simulation de la résistance par l'OTA permet de réaliser des filtres de type Gm-C ou OTA-C, équivalent aux filtres passifs. L'OTA avec plusieurs entrées et sorties permet d'obtenir des filtres plus performants, que celui de l'OTA simple.

### 3.2 CARACTERISTIQUE DE L'INTEGRATEUR Gm -C

Essentiellement, le rôle de la cellule Gm est de convertir la tension appliquée à ses bornes d'entrée en courant proportionnel à la valeur de sa transconductance. Pour obtenir un intégrateur, il suffit d'y ajouter une charge capacitive à sa sortie [7,11]. On obtient alors le circuit présenté à la figure 3.1.

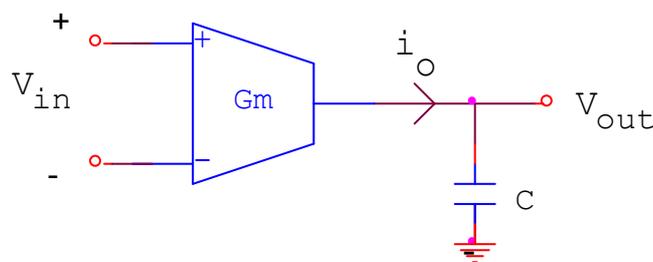


Figure 3.1 : Simple intégrateur Gm-C.

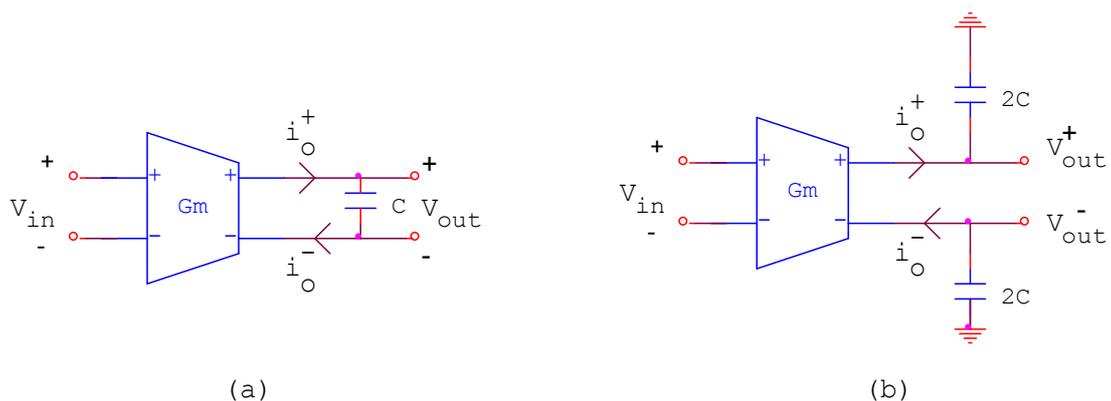
Si tout le courant généré par la cellule  $G_m$  se dirige vers la capacité  $C$ , ce qui donne une tension entre la borne de capacité c'est-à-dire si la tension  $V_{out}$ , alors la fonction de transfert de l'intégrateur tel que démontrée par les équations (3.1) est :

$$i_{out}(s) = G_m \times V_{in}(s) \quad (3.1a)$$

$$V_{out}(s) = \frac{i_o}{sC} = \frac{G_m}{sC} V_{in}(s) \quad (3.1b)$$

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{G_m}{sC} \quad (3.1c)$$

Il y a d'autres réalisations d'intégrateur  $G_m$ - $C$  présentée sur la figure 3.2, réalisée à partir d'OTA différentielle. Sur la figure 3.2 est montrée deux réalisations différentes d'un intégrateur différentiel, bien que le circuit (figure 3.2 (b)) a quatre fois la valeur de capacité que l'autre, cette façon de relier les capacités donne une sortie en courant positive et négative qui génère deux tensions  $V_{out}^+$  et  $V_{out}^-$  [4,7,11], quoi que les deux circuits donnés ont la même formule de l'intégrateur, ceci à partir de l'étude sur le courant pour chaque figure.



**Figure 3.2 : Intégrateur différentiel réalisé par la cellule de transconductance différentielle  $G_m$ .**

- Sur la figure 3.2a on trouve :

$$V_{\text{out}} = \frac{i_0^+}{sC} = \frac{|i_0^-|}{sC} = \frac{Gm}{sC} V_{\text{in}} \quad (3.2)$$

- Sur la figure 3.2b on trouve :

$$i_0^+(s) = +Gm \times V_{\text{in}}(s) \quad (3.3a)$$

$$i_0^-(s) = -Gm \times V_{\text{in}}(s) \quad (3.3b)$$

et la tension différentielle de sortie est :

$$V_{\text{out}} = V_{\text{out}+} - V_{\text{out}-} = \frac{i_0^+}{s2C} - \frac{i_0^-}{s2C} = \frac{Gm}{sC} V_{\text{in}} \quad (3.4)$$

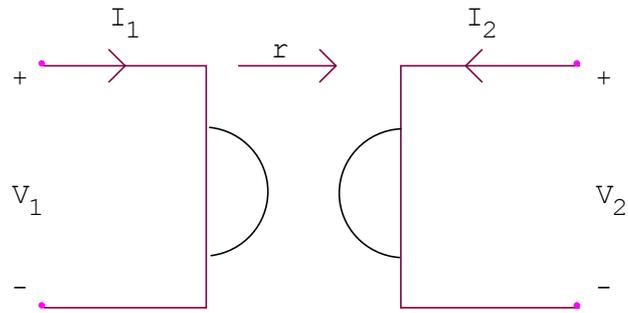
A partir de ces équations (3.2) et (3.4) on obtient la même formule de l'intégrateur:

$$\frac{V_{\text{out}}(s)}{V_{\text{in}}(s)} = \frac{Gm}{sC} \quad (3.3e)$$

### 3.3 SYNTHÈSE DE GYRATEUR

#### 3.3.1 Gyrateur

En 1948 Tellegen a présenté le gyrateur comme un élément de l'électronique idéal [11]. Un gyrateur idéal est un élément à deux ports passifs et non accordables comme représenté schématiquement sur la figure 3.3, et défini par la formule montrée dans l'équation (3.5), où  $r$  est la résistance du gyrateur.



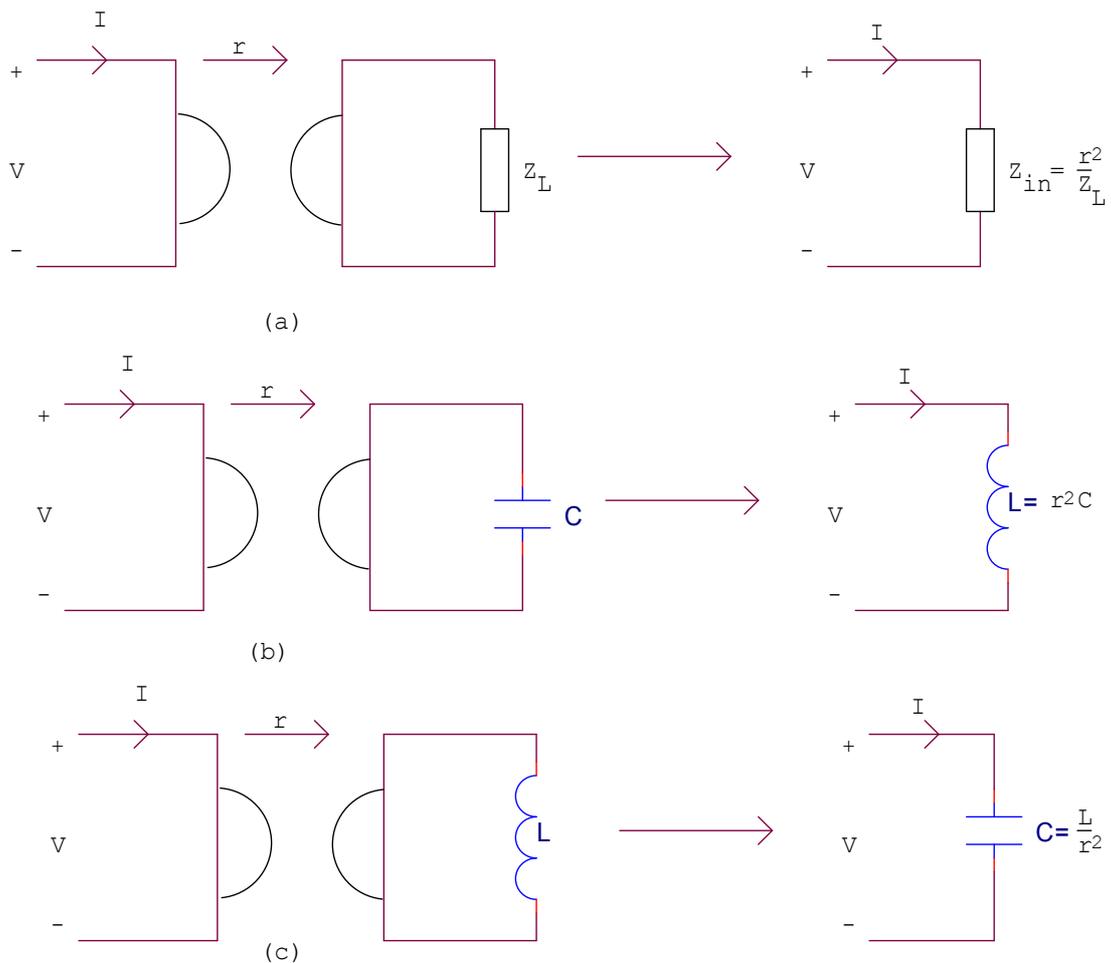
**Figure 3.3 : Symbole de gyrateur.**

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -r \\ r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Un gyrateur Chargé par une impédance  $Z_L$  comme montré dans la figure 3.4a donne son équivalent par utilisation de l'équation (3.5), une impédance d'entrée de formule:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{r^2}{Z_L} \quad (3.6)$$

Donc par cette méthode, on obtient l'équivalent de l'inductance par gyrateur chargé par une capacité comme montrée sur la figure 3.4b, et l'équivalent d'une capacité par un gyrateur chargé par une inductance comme montré sur la figure 3.4c.



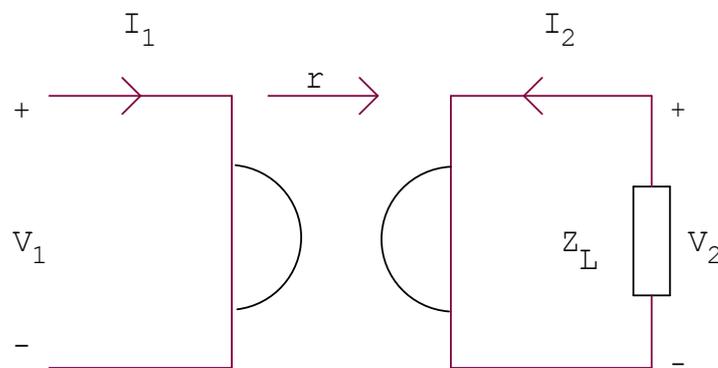
**Figure 3.4 : L'équivalent d'un gyrateur chargé par un élément passif.**

### 3.3.2 Réalisation de gyrateur avec des transconductances

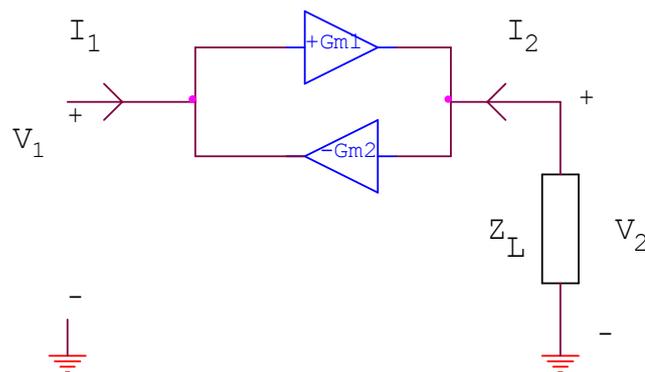
Un gyrateur réel peut être construit avec des éléments actifs tels que des op-amps ou des transconductances. Pour les filtres en haute fréquence, la réalisation de gyrateur avec des transconductances est préférable (résistance de gyrateur simulée par les transconductances) [11,12]. La réalisation du gyrateur réel figure 3.5a est donnée dans la figure 3.5b, qui est composée par deux transconductances; un avec entrée inverseuse et l'autre avec entrée non inverseuse. Les relations entre courants et tension dans la figure 3.5b sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -r \\ r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{Gm_1} \\ \frac{1}{Gm_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

La formule 3.7 est donnée pour un gyrateur réel lorsque  $r = \frac{1}{Gm_1} = \frac{1}{Gm_2}$ . Mais il est nécessaire de modifier les deux transconductances  $Gm_1$  et  $Gm_2$  à partir du gyrateur dans la figure 3.5 et que le facteur  $r^2$  soit remplacé par  $\frac{Z_L}{Gm_1 \cdot Gm_2}$ . Ce modèle de gyrateur est utilisé pour la simulation de l'inductance.



(a)



(b)

**Figure 3.5 : a) Modèle de gyrateur b) Réalisation de modèle gyrateur par la transconductance.**

Une méthode pour mettre en application le gyrateur flottant avec deux gyrateurs est donnée par la figure 3.6a. Un gyrateur flottant est nécessaire pour la simulation des inductances flottantes. Le gyrateur flottant construit à partir de transconductance est donné par la figure 3.6b.

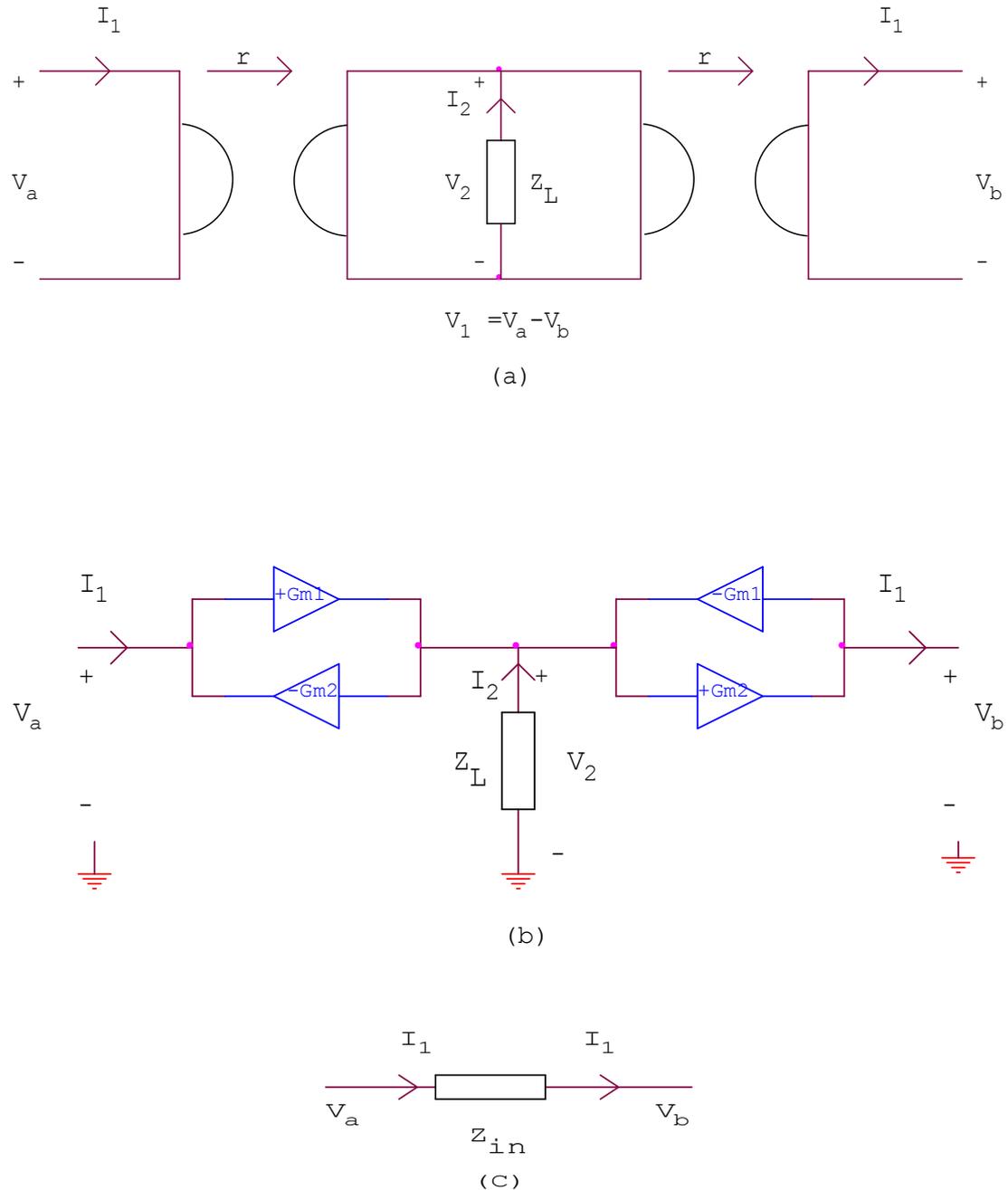


Figure 3.6 : a) Gyrateur flottant b) Gyrateur flottant construit par la transconductance c) L'équivalent de gyrateur flottant.

D'après la figure 3.6b on trouve les relations suivantes:

$$V_2 = -Z_L I_2 = -Z_L Gm_1 (V_b - V_a) \quad (3.8a)$$

$$I_1 = -Gm_2 V_2 \quad (3.8b)$$

En combinant les relations (3.8a) et (3.8b) on obtient l'impédance d'entrée:

$$\frac{(V_a - V_b)}{I_1} = \frac{1}{Gm_1 Gm_2 Z_L} \quad (3.9a)$$

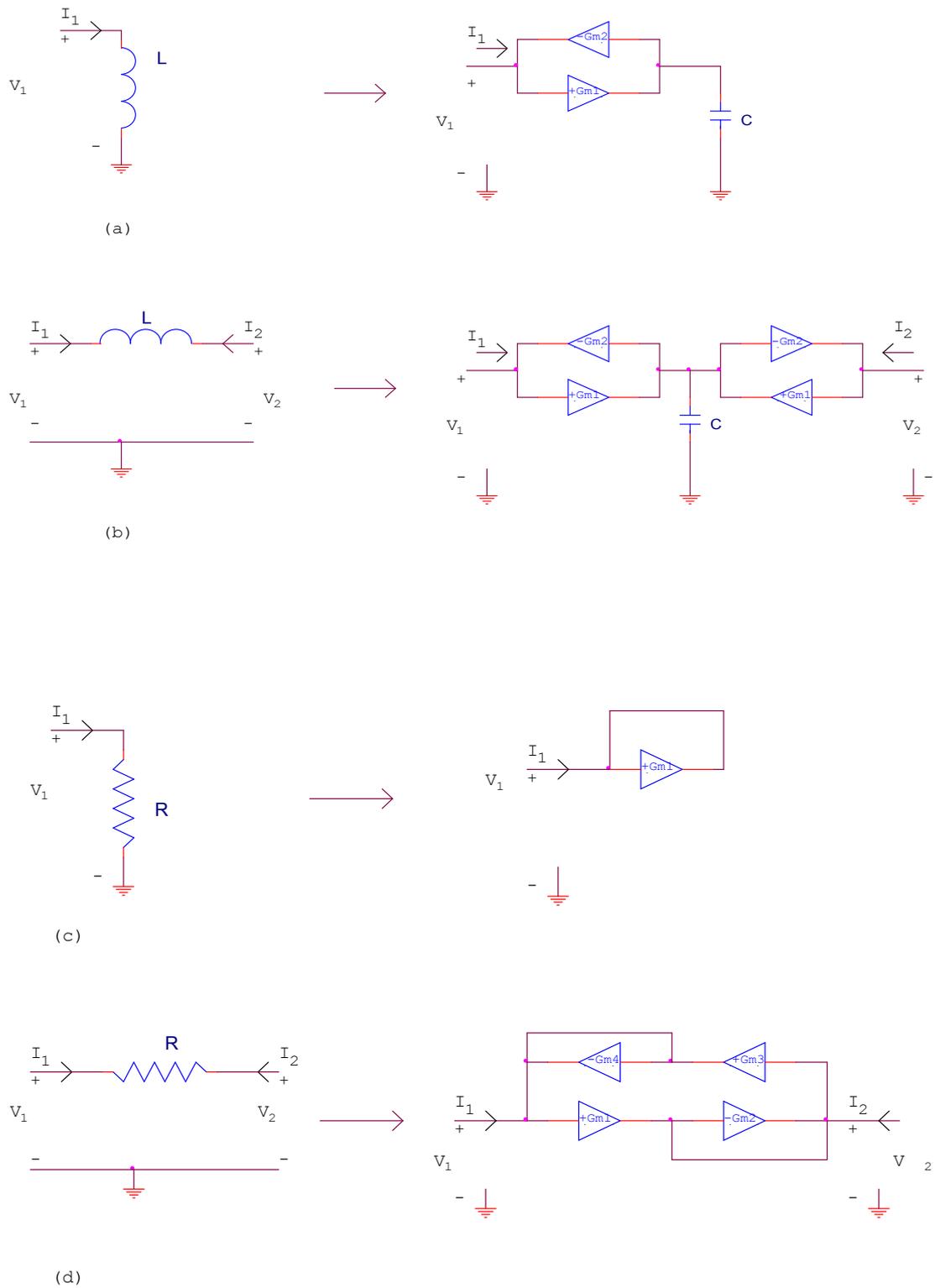
Donc l'équivalent de gyrateur flottant chargé par  $Z_L$  donne une impédance d'entrée de formule:

$$Z_{in} = \frac{1}{Gm_1 Gm_2 Z_L} \quad (3.9b)$$

L'équivalent d'une inductance flottante est obtenu en chargeant le gyrateur flottant par une capacité.

### 3.3.3 Modèle du gyrateur (inductance, résistance)

La simulation d'une résistance et d'inductance par gyrateur utilisant des OTAs est représentée par la figure 3.7 [11,12] Une résistance peut être simulée en utilisant une cellule Gm telle que montrée sur la figure 3.7c. Une résistance flottante peut être réalisée en utilisant un double suiveur de transconductance  $Gm_1$  et  $Gm_3$  branché respectivement par  $Gm_2$  et  $Gm_4$ .



**Figure 3.7 : Modèle d'un gyrateur a) d'une inductance  
 b) d'une inductance flottante  
 c) représentation d'une résistance d) modèle d'une résistance flottante.**

La valeur de l'inductance et inductance flottante sont données par la relation suivante:

$$L = \frac{C}{Gm_1 \times Gm_2} \quad (3.10a)$$

La valeur de la résistance de son équivalent utilisant des OTAs dans la figure (3.7c) et figure (3.7d) est donnée pour la même valeur de la transconductance :

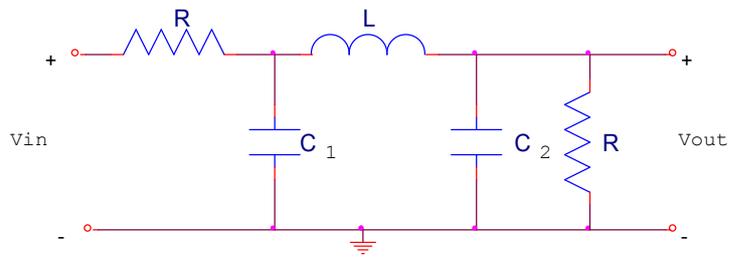
$$R = \frac{1}{-Gm_1} \quad (3.10b)$$

### 3.4 FILTRE A GYRATEUR UTILISANT DES OTAS SIMPLES

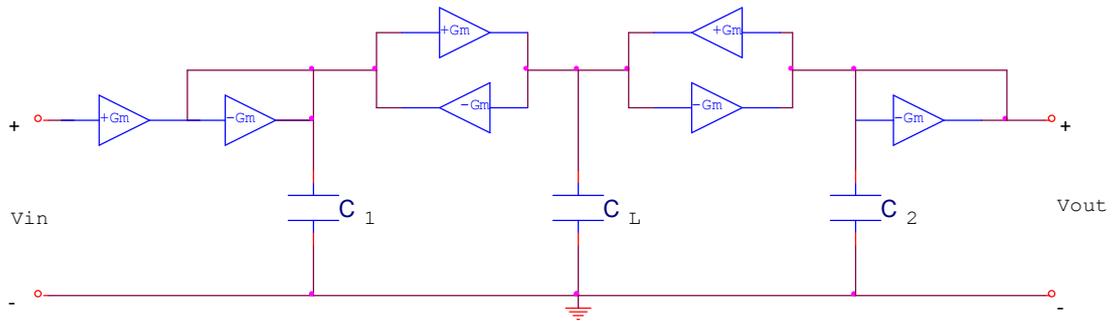
Cette technique consiste à remplacer tous les éléments discrets d'un filtre passif tels que les résistances, condensateurs et inductances, par leurs équivalents réalisés à l'aide de cellules Gm-C [11]. En premier lieu, il faut choisir le modèle du filtre à réaliser à l'aide des éléments passifs usuels. Ces éléments sont par la suite remplacés par des cellules de transconductance simulant leurs propriétés respectives, ce qui permet de réaliser la même fonction de transfert.

#### 3.4.1 Filtre Passe bas

On donne un exemple de filtre passive d'ordre trois de type chebyshev représenté par un circuit RLC figure 3.8a. Pour la réalisation du filtre équivalent de type Gm-C, on remplace la résistance R et l'inductance L par leur modèle équivalent utilisant les gyrateurs à OTA. L'inductance est simulée par un gyrateur symétrique avec des transconductances Gm chargée par un condensateur  $C_L$  ou  $L = C_L / Gm^2$ , la résistance R est simulée par la transconductance  $1/Gm$ , la représentation du filtre active est donnée par la figure 3.8b:



(a)

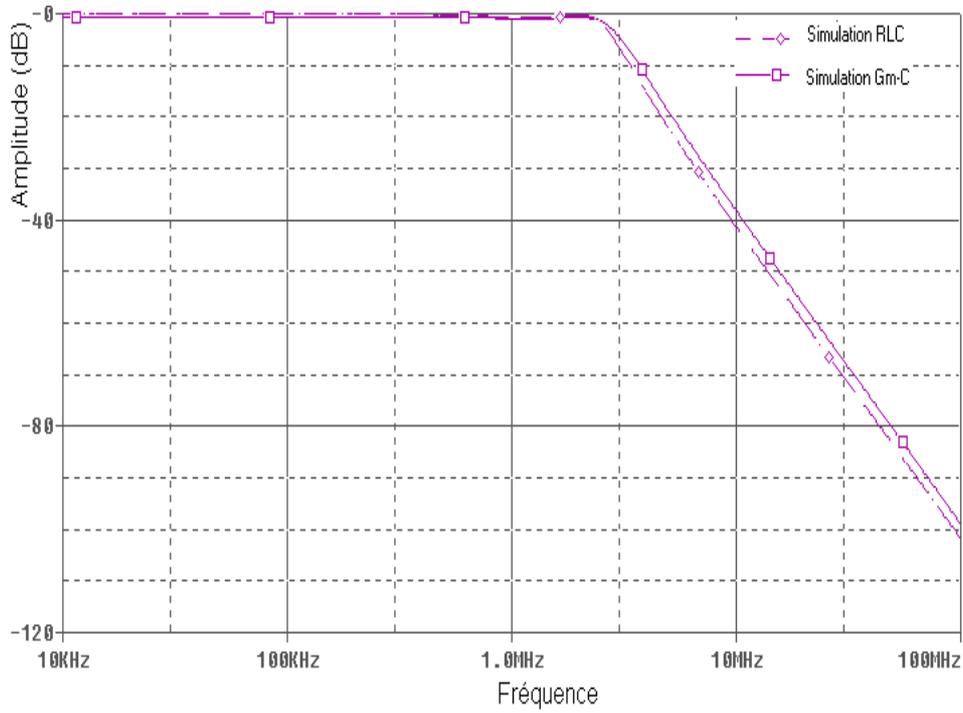


(b)

**Figure 3.8 : Le modèle d'un filtre passe-bas à transconductance du troisième ordre du type chebyshev.**

La réponse en fréquence de ce filtre obtenue par simulation en utilisant la valeur de la transconductance  $G_m=209\mu\text{A/V}$  et la valeur des capacités  $C_{1,2,L}=C=20\text{pf}$ , est représentée par la figure 3.9. La fréquence de coupure est donnée par

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{G_m}{2\pi C} = 1.66\text{MHz} \quad (3.11)$$



**Figure 3.9 : Fonction de transfert d'un filtre passe-bas Gm-C du troisième ordre du type chebyshev.**

### 3.4.2 Filtre passe bande

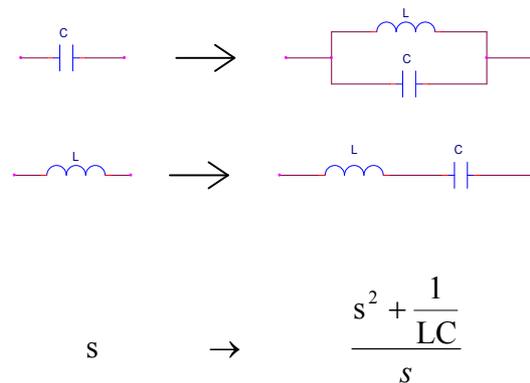
Dans cette section, on fait la conception d'un filtre passe-bande utilisant les cellules Gm, obtenu par transformation du filtre passe bas donné par la figure 3.8. La transformation d'un filtre  $H(s)$  passe bas en un filtre passe bande est obtenue en utilisant la transformation suivante:

$$s \rightarrow \frac{s^2 + \omega_o^2}{(\omega_{ch} - \omega_{cb})s} \quad (3.12a)$$

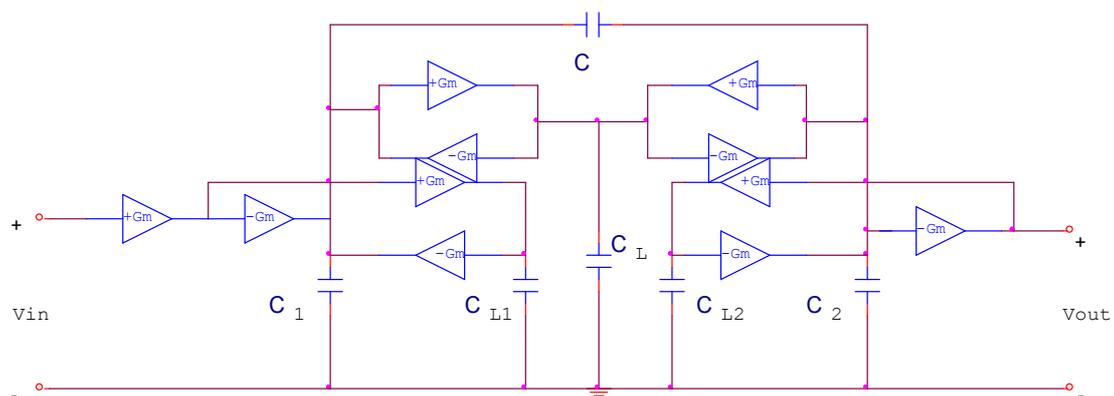
$$H(s) \rightarrow H\left(\frac{s^2 + \omega_o^2}{(\omega_{ch} - \omega_{cb})s}\right) \quad (3.12b)$$

Les variables  $\omega_0$ ,  $\omega_{ch}$  et  $\omega_{cb}$  sont respectivement les fréquences centrale, de coupure basse et coupure haute du filtre passe bande.

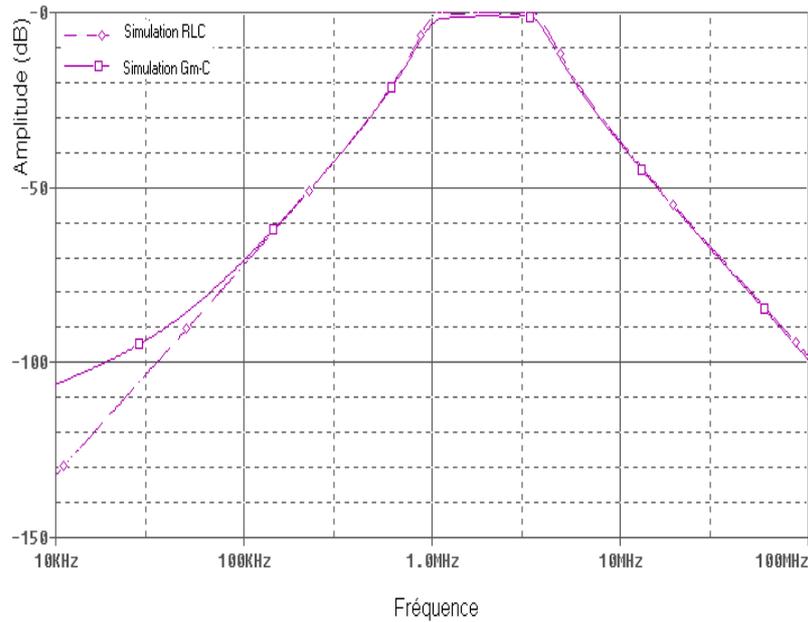
Le résultat de transformation donne un filtre passe bande avec une large bande du sixième ordre. Le prototype de transformation représenté sur la figure 3.10 est donné en remplaçant la capacité par un circuit résonnant parallèle LC, et l'inductance par un circuit résonnant série LC. En utilisant la transformation faite sur ce filtre et en utilisant les cellules Gm. On obtient le filtre représenté par la figure 3.11.



**Figure 3.10 : Les éléments de transformation LC du passe bas à passe bande.**



**Figure 3.11 : Le filtre passe bande du type chebyshev utilisant les cellules Gm.**



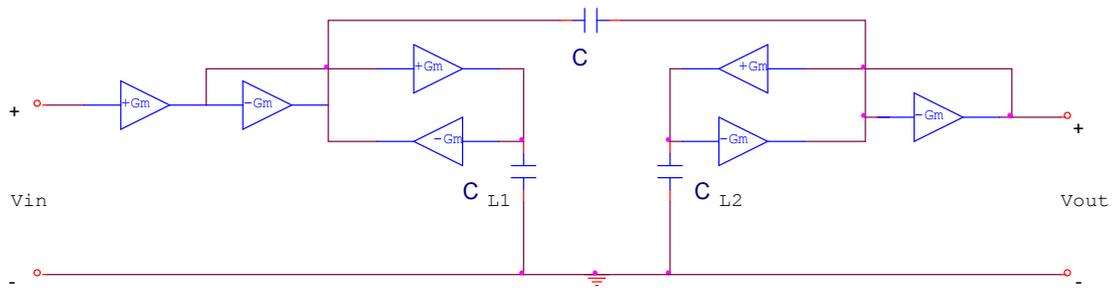
**Figure 3.12 : La Fonction de transfert du filtre passe bande à transconductance du sixième ordre du type chebyshev.**

La réponse en fréquence de ce filtre obtenue par simulation en utilisant la valeur de la transconductance  $G_m=209\mu\text{A/V}$  et la valeur des capacités  $C_{1,2,L}=C=20\text{pf}$ , est représentée par la figure 3.12. La fréquence centrale est donnée par:

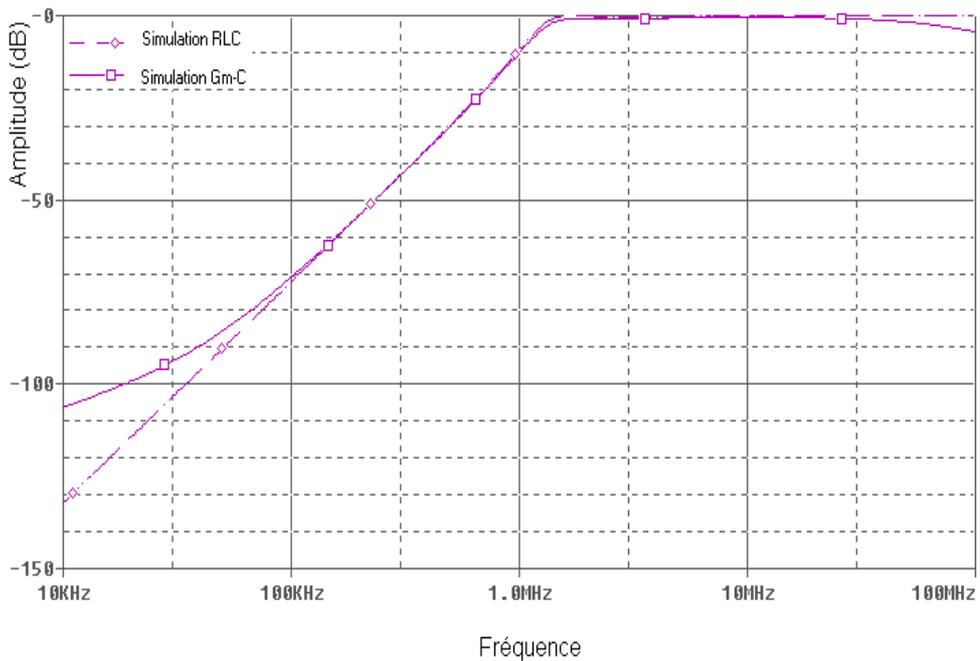
$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{G_m}{2\pi C} = 1.66\text{MHz} \quad (3.13)$$

### 3.4.3 Filtre passe haut

Le filtre passe haut est obtenu à partir du filtre passe bas (figure 3.8a) en remplaçant les capacités par les inductances et les inductances par les capacités, est puis on remplace les résistances et les inductances par leur modèle équivalent utilisant les OTAs, on obtient alors le circuit de la figure 3.13.



**Figure 3.13 : Le modèle d'un filtre passe haut du type Chebyshev a base de cellule de transconductance.**



**Figure 3.14 : La Fonction de transfert du filtre passe haut à transconductance du type chebyshev.**

Les résultats de simulation montrent que les filtres des figures 3.8b, 3.11 et 3.13 et leurs équivalents utilisant les circuits RLC ont la même réponse en fréquence qui sont représentés respectivement par les figures 3.9, 3.12 et 3.14.

### 3.5 FILTRE A GYRATEUR UTILISANT L'OTA DIFFERENTIEL

Un gyrateur réalisé à partir de l'OTA différentiel peut être obtenu de la même manière qu'à partir de l'OTA simple [7,13]. Ce gyrateur différentiel est représenté par la figure 3.15.

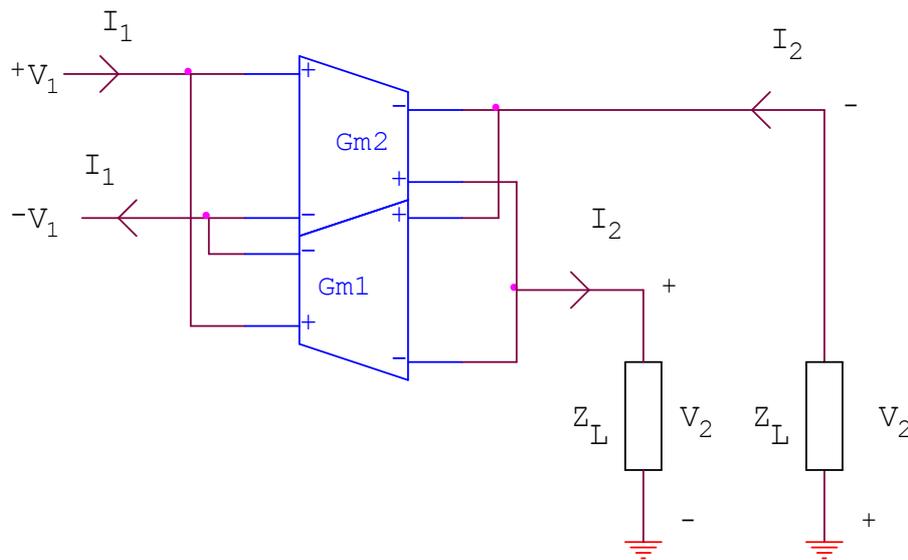


Figure 3.15 : Gyrateur différentiel réalisé par l'OTA différentiel.

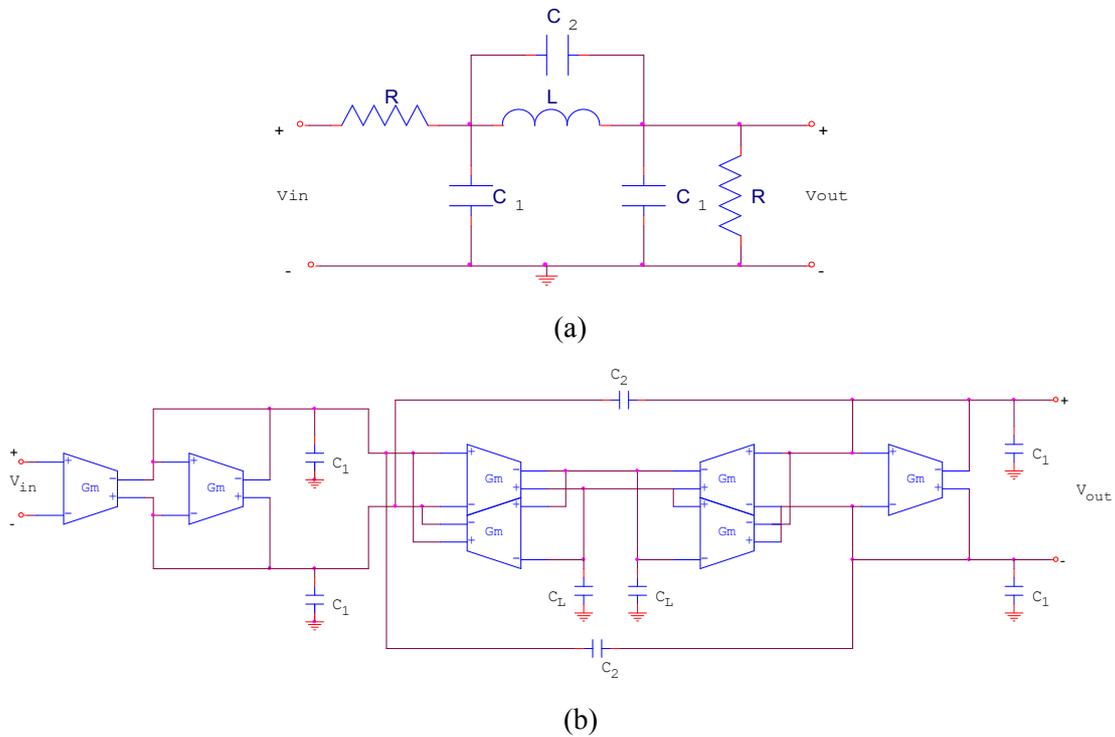
Les relations entre courant et tension du gyrateur différentielles sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{Gm_1} \\ \frac{1}{Gm_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Ce modèle de gyrateur permet la réalisation symétrique d'une inductance.

La réalisation équivalente d'une résistance est donnée par la même méthode que dans le cas d'un OTA simple mais avec une structure différentielle.

A partir du modèle du gyrateur, on obtient un filtre différentiel, on prend un exemple pour éclaircissement : un filtre elliptique passif du troisième ordre du type RLC (figure 3.16a) on donne son équivalent représenté par la figure 3.16, en utilisant l'OTA différentiel.

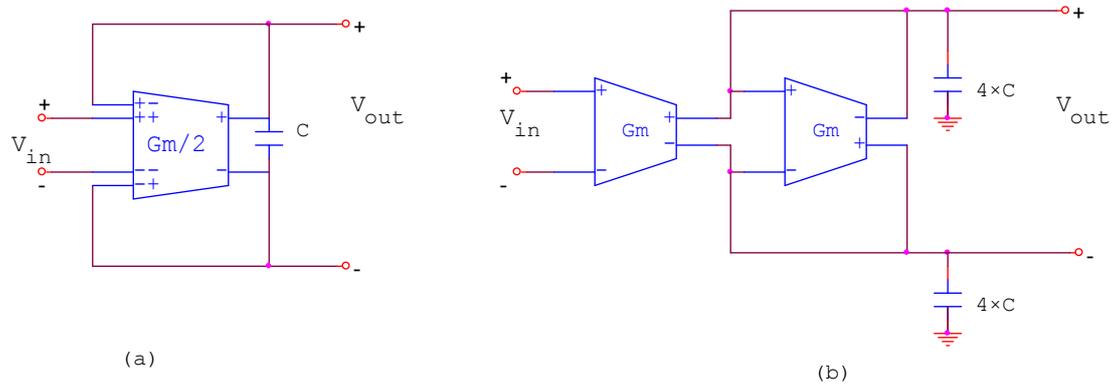


**Figure 3.16: Filtre elliptique du troisième ordre réalisé à partir de l'OTA différentiel.**

Il y a une nouvelle réalisation de l'OTA différentiel avec quatre entrées, ou son courant de sortie est donné en fonction de ces tensions d'entrée [9].

$$i_o = \frac{G_m}{2} [(V^{++} - V^{+-}) - (V^{-+} - V^{--})] \quad (3.15)$$

La réalisation de l'intégrateur du type lossy [14,7,11] par cet OTA est l'équivalent de l'utilisation de deux OTAs à deux entrées et deux capacités, avec une valeur quatre fois la valeur de la transconductance et de la capacité, tel que représentées par la figure 3.18.



**Figure 3.17 : Intégrateur de type lossay (filtre du premier ordre) utilisant l'OTA différentiel.**

A partir de ces figures, on obtient les formules suivantes :

- pour la figure (a) on a:

$$V_{out} = \frac{i}{Cs} = \frac{Gm(V_{in} + V_{out})}{2Cs} \quad (3.16a)$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{2C}{Gm}s - 1} \quad (3.16b)$$

- Pour la figure (b) on a:

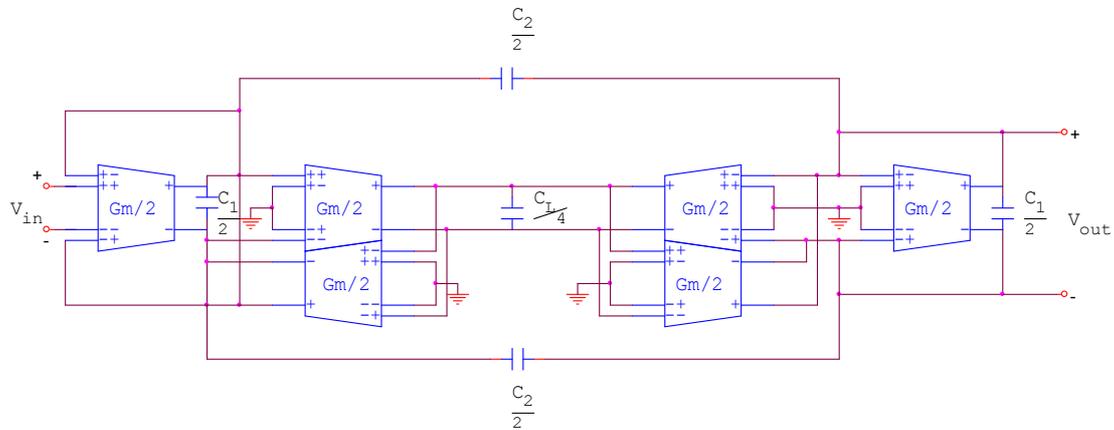
$$V_{out}^+ = \frac{Gm^+ V_{in} - Gm^- V_{out}}{4Cs} = Gm \frac{V_{in} - V_{out}}{4Cs} \quad (3.17a)$$

$$V_{out}^- = \frac{Gm^- V_{in} - Gm^+ V_{out}}{4Cs} = -Gm \frac{V_{in} - V_{out}}{4Cs} \quad (3.17b)$$

Donc par la différence entre les équations (3.17a) et (3.17b) on trouve la fonction de transfert suivante:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\frac{2C}{Gm}s - 1} \quad (3.17c)$$

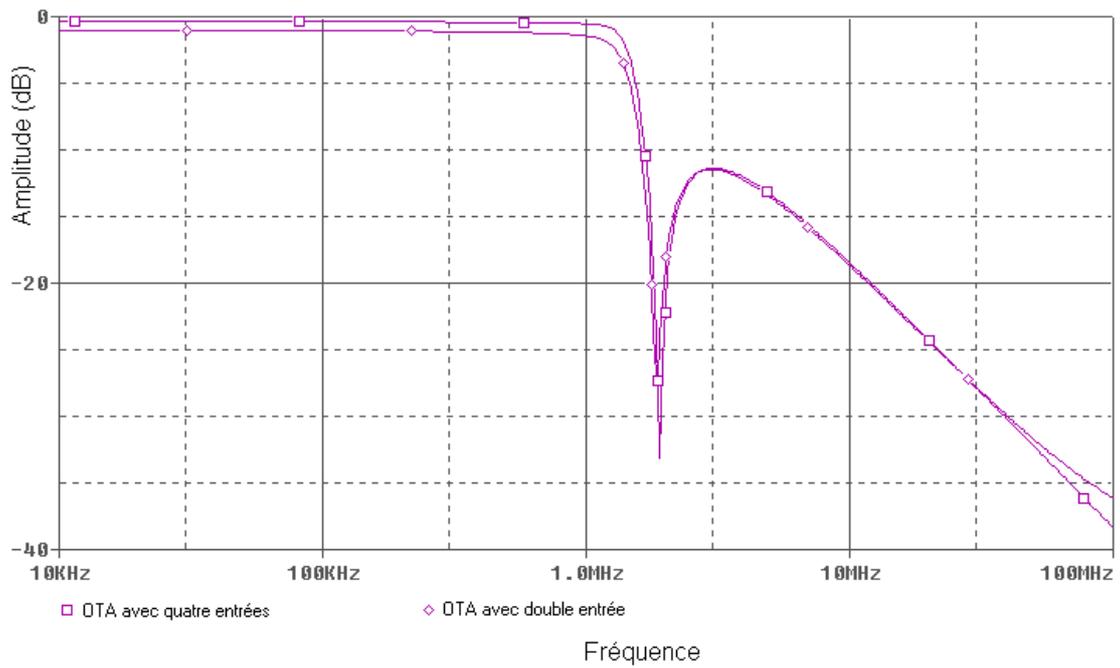
Par cette méthode, le filtre du premier ordre de la figure 3.17a est représenté sur la figure 3.18 en utilisant l'OTA à quatre entrées ce qui diminue l'utilisation du nombre d'OTA à deux entrées et le nombre des capacités [9].



**Figure 3.18 : Filtre elliptique du troisième ordre réalisé à partir de l'OTA différentiel avec quatre entrée.**

Pour  $Gm=121\mu A/V$  et  $C_{1,2,L}=C=20pf$  en trouve la fréquence de coupure de l'équation (3.18) qui est en concordance avec les résultats obtenues par simulation de la figure 3.19.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{Gm}{2\pi C} = 1MHz \quad (3.18)$$

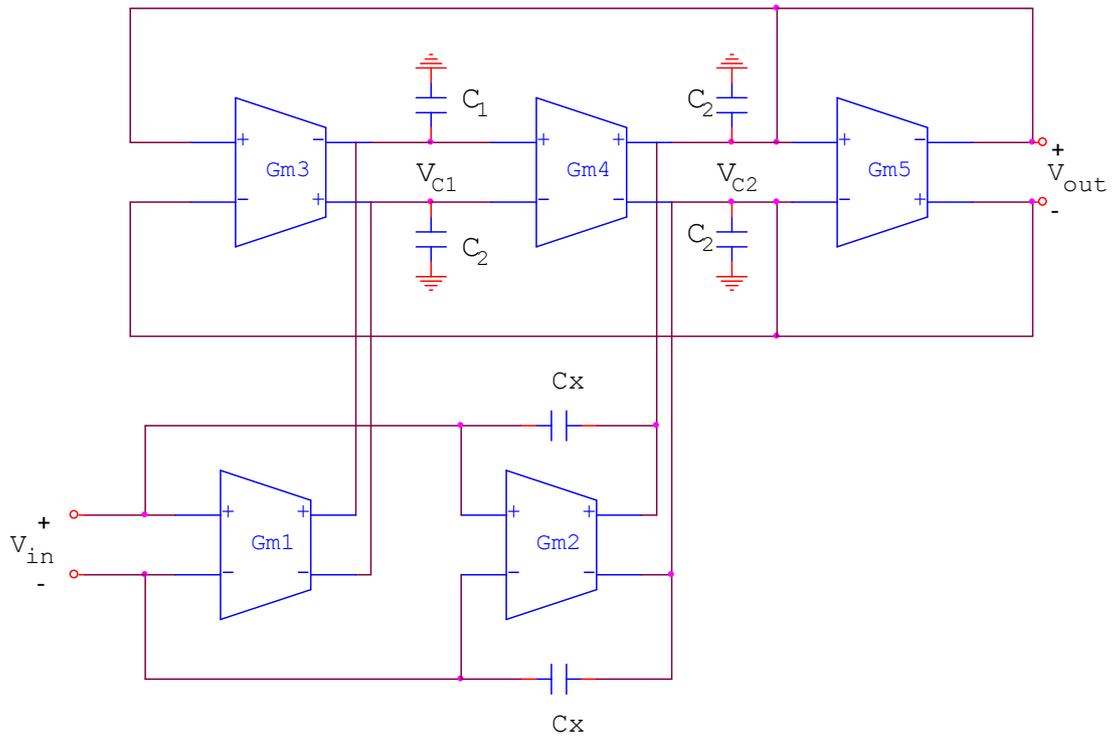


**Figure 3.19 : La Fonction de transfert filtre elliptique du troisième ordre réaliser à partir de l'OTA différentiel.**

La fonction de transfert du filtre elliptique de troisième ordre obtenue par simulation en utilisant l'OTA à quatre entrées et l'OTA à double entrée est représentée par la figure 3.19. On remarque que les courbes de fonction de transfert concordent, ce qui confirme de choix de l'OTA à quatre entrées.

### 3.6 SECTION QUADRATIQUE

La section quadratique permet de réaliser des filtres d'ordre élevé [7] avec la possibilité de contrôler les paramètres de ces filtres. Il existe plusieurs modèles de section quadratique, la plus intéressante est celle proposée par John & Martin (1997) [4]. Elle est représentée par la figure 3.20.



**Figure 3.20 : Section de filtre quadratique différentielle généralisée de John & Martin (1997).**

Soit les tensions  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  de la figure 3.20 qui sont égales à :

$$\begin{cases} V_{C1} = (-Gm_3 V_{out} + Gm_1 V_{in}) \frac{1}{sC_1} \\ V_{C2} = (Gm_4 V_{C1} + sC_X (V_{C2} - V_{in}) + Gm_2 V_{in} - Gm_5 V_{out}) \frac{1}{sC_2} \\ V_{C2} = V_{out} \end{cases} \quad (3.19)$$

En combinant la tension  $V_{C1}$  et  $V_{C2}$  dans l'équation (3.19) on trouve :

$$V_{out} \left( \frac{C_X}{C_2} + \frac{Gm_5}{sC_2} + \frac{Gm_4 Gm_3}{s^2 C_1 C_2} + 1 \right) = V_{in} \left( \frac{C_X}{C_2} + \frac{Gm_2}{sC_2} + \frac{Gm_4 Gm_1}{s^2 C_1 C_2} \right) \quad (3.20)$$

Donc la fonction de transfert de cette section quadratique est donnée par:

$$H(s) = \frac{\left(\frac{C_x}{C_x + C_2}\right)s^2 + \left(\frac{Gm_2}{C_x + C_2}\right)s + \frac{Gm_1 Gm_4}{C_1(C_x + C_2)}}{s^2 + \left(\frac{Gm_5}{C_x + C_2}\right)s + \frac{Gm_3 Gm_4}{C_1(C_x + C_2)}} \quad (3.21)$$

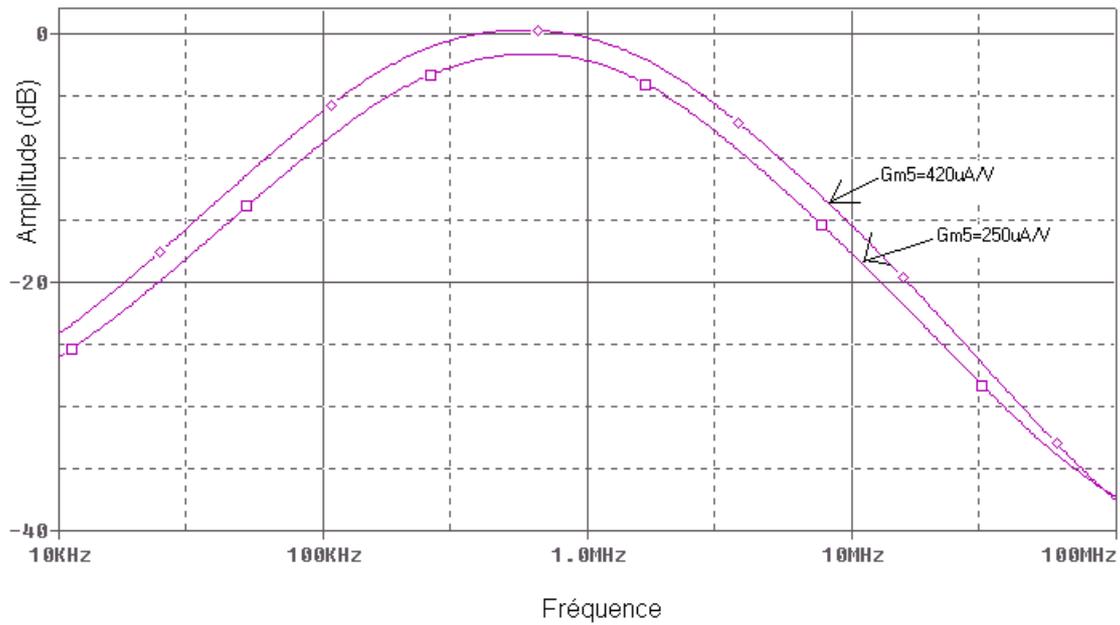
On remarque qu'il est possible de réaliser avec ce circuit toutes les fonctions de transfert. Par exemple, si l'on désire obtenir un filtre passe-bande, il suffit d'éliminer la cellule  $Gm_1$  ainsi que le condensateur  $C_x$ . De même, on obtient un filtre passe-bas en retirant la cellule  $Gm_2$  et le condensateur  $C_x$ .

La fréquence centrale et le coefficient de qualité sont donnés par les équations suivantes:

$$\omega_o = \sqrt{\frac{Gm_3 Gm_4}{C_1(C_x + C_2)}} \quad (3.22a)$$

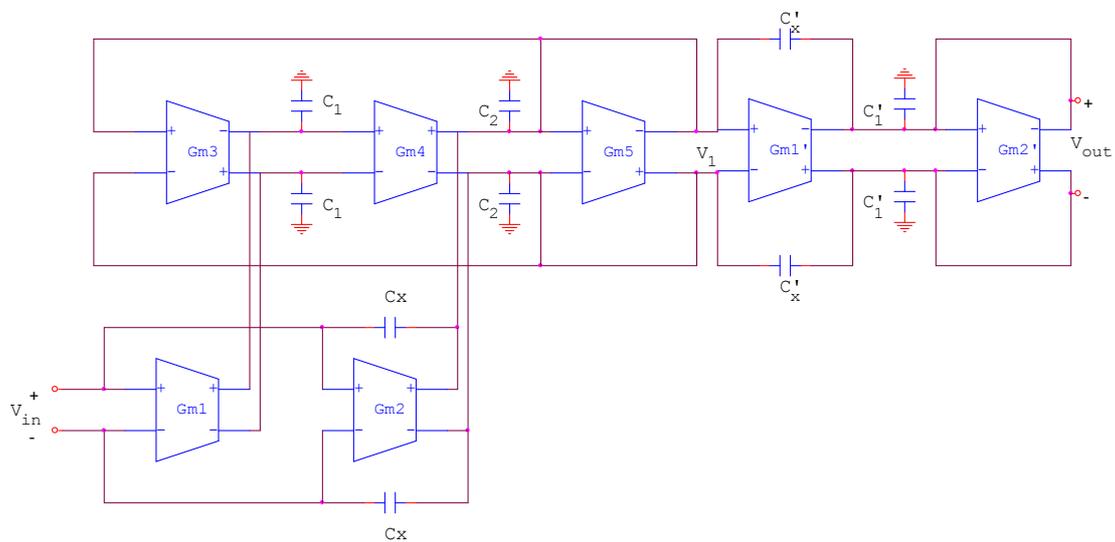
$$Q = \sqrt{\left(\frac{Gm_3 Gm_4}{Gm_5^2}\right)\left(\frac{C_x + C_2}{C_1}\right)} \quad (3.22b)$$

On vérifie le fonctionnement théorique de ce circuit par simulation, pour un filtre passe-bande et pour  $Gm_{2,3,4}=420\mu A/V, C_{1,2}=40pf$ , avec une variation sur la largeur de bande pour  $Gm_5=250\mu A/V$  et  $Gm_5=420\mu A/V$ , on obtient les fonctions de transfert représentées par la figure 3.21.



**Figure 3.21: Fonction de transfert d'un filtre passe-bande du type quadratique réalisé par la méthode John & Martin.**

En mettant en cascade un filtre du premier ordre avec le filtre quadratique différentiel de la figure 3.21, on obtient un filtre de troisième ordre offrant plus de possibilité de contrôle de ces paramètres, représenté par la figure 3.22.



**Figure 3.22: Réalisation en cascade pour obtenir un filtre du troisième ordre.**

Sa fonction de transfert est donnée par:

$$H(s) = \frac{V_1}{V_{in}} \frac{V_{out}}{V_1} \quad (3.23a)$$

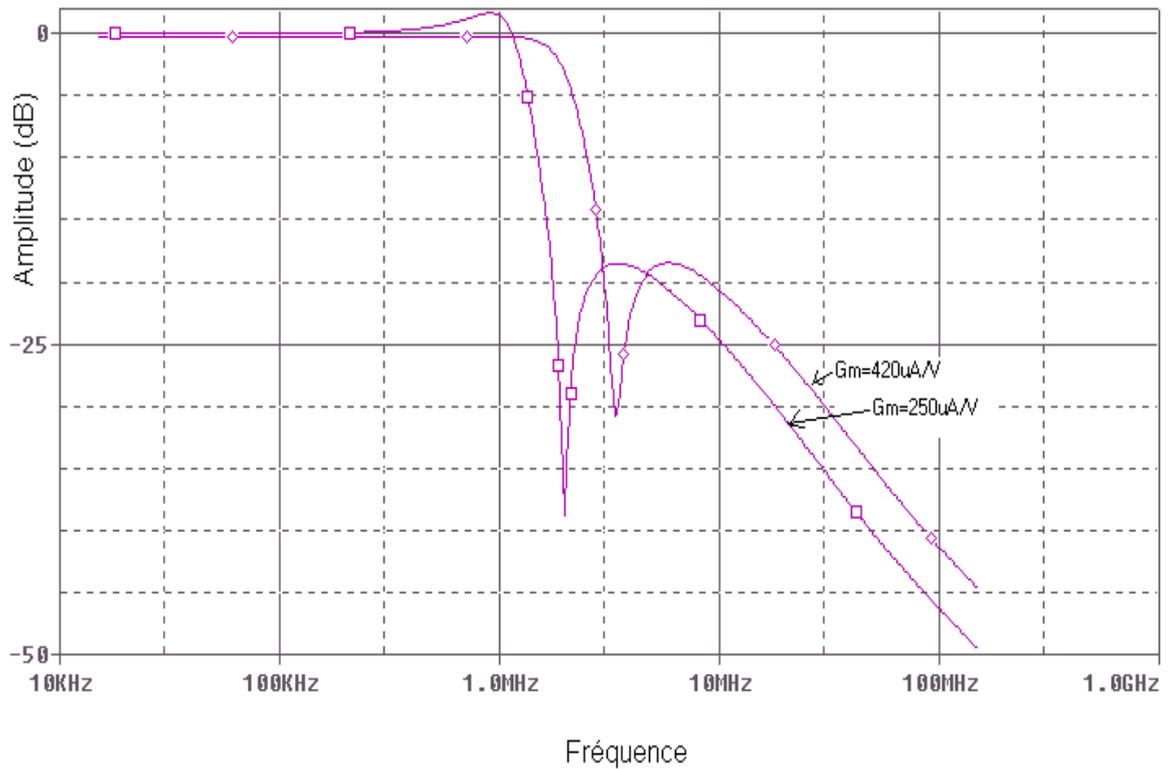
$$H(s) = \frac{\left( \frac{C_x}{C_x + C_2} \right) s^2 + \left( \frac{Gm_2}{C_x + C_2} \right) s + \frac{Gm_1 Gm_4}{C_1 (C_x + C_2)}}{s^2 + \left( \frac{Gm_5}{C_x + C_2} \right) s + \frac{Gm_3 Gm_4}{C_1 (C_x + C_2)}} \times \frac{\left( \frac{C_x'}{C_x' + C_1'} \right) s + \frac{Gm_1'}{C_x' + C_1'}}{s + \frac{Gm_2'}{C_x' + C_1'}} \quad (3.23b)$$

Pour avoir un filtre passe bas, on doit imposer une condition sur les capacités tel que:

$$C_x = C_1 = C, C_2 = 2C, C_x' = 0, \text{ et } C_1' = C \text{ pour } C = 20p$$

$$Gm_{1,3,4,5} = Gm, Gm_1' = Gm_2' = Gm \text{ et } Gm_2 = 0 \mu A/V$$

Pour  $Gm = 250 \mu A/V$  et  $Gm = 420 \mu A/V$ , on obtient par simulation la fonction de transfert du filtre elliptique passe bas représenté par la figure 3.23 ce qui vérifie la fonctionnalité de ce circuit.



**Figure 3.23: Fonction de transfert d'un filtre passe-bas Gm-C du troisième ordre du type elliptique réalisé par la méthode John & Martin.**

### 3.7 CONCLUSION

A partir de l'OTA on fait une réalisation d'intégrateur en ajoutant un condensateur sur la sortie. La simulation d'une résistance, et d'une inductance par les OTAs permet d'obtenir des filtres du type Gm-C par équivalence avec les filtres passifs. La transconductance différentielle permet d'obtenir un gyrateur différentiel qui permet lui aussi la réalisation des filtres différentiels. La mise en cascade de section quadratique permet d'obtenir des filtres d'ordres élevés.

# *Conclusion*

Ce mémoire constitue une poursuite des travaux préalablement réalisés sur les amplificateurs opérationnels de transconductance appliqués à la réalisation des filtres dans les circuits intégrés.

Au cours de ce mémoire, on trouve dans le premier chapitre, un rappel des principales architectures de la cellule de transconductance a été présenté, ainsi que les techniques pour améliorer la linéarité.

Par la suite, et dans le deuxième chapitre, plusieurs architectures de circuits amplificateurs opérationnels de transconductance ont été proposées. Les différentes configurations ont consisté à améliorer essentiellement la linéarité.

D'abord à partir de l'OTA simple la linéarité a été améliorée en proposant une structure de deux étages d'entrée entrecroisés, au lieu d'un seul, et une autre structure qui est polarisée par un courant en fonction de la tension d'entrée. Ensuite la linéarité a été améliorée en proposant un OTA différentiel opérant dans la région ohmique. Enfin la linéarité a été également augmentée en proposant un OTA avec quatre entrées et deux sorties, utilisant la méthode de transconductance en classe AB.

Dans le troisième chapitre, la résistance et l'inductance pourraient être simulées par les OTAs, ce qui permet de réaliser des filtres de type Gm-C où OTA-C par équivalence avec les filtres passifs, ainsi plusieurs configurations de filtres de type Gm-C ont été conçues, en utilisant les OTAs réalisés dans le chapitre II.

Les résultats de simulations de tous ces circuits ont montré leur bonne fonctionnalité et leur performance.

# *Référence*

- [1] C. Toumazou, F.J. Lidgely and D.G. Haigh , "Analog IC design : the current mode approach", London,U.K, Peter Peregrinus,1990 .
- [2] P.R. Gray and R.G. Meyer, "Analysis and design of analog integrated circuits", Third Edition. John Wiley and Sons, singapore,1993.
- [3] G. Giustolisi,G. Plamisano,G. Palumbo , "CMRR frequency response of CMOS operational transconductance amplifiers", IEEE. Trans. Instrumentation and Measurements , Vol. 49,N°1,pp.137-143, February 2000.
- [4] J. C. Voghell, "Réalisation de filtres analogiques Gm-C configurables dans les circuits intégrés", mémoire de maîtrise ès sciences appliquées, école polytechnique, Montréal, 2000.
- [5] S. Yan and E. Sanchez-Sinencio, "Low voltage analog Circuit Design techniques: A tutorial, IEICE. Trans. Analog Integrated Circuits and Systems", Vol. E00–A, N° 2, pp 1-17, February 2000,
- [6] T. Itakura, T. Ueno, H. Tanimoto, A. Yasuda, R. Fujimoto, T. Arai, and H. Kokatsu, "A 2.7-V, 200-kHz, 49-dBm, Stopband-IIP3, Low-Noise, Fully Balanced Gm-C Filter IC", IEEE. J. Solid-State Circuits, Vol. 34, N° 8, pp.1115-1199, August 1999.
- [7] J.E. Kardontchik,"Introduction to the design of transconductor–capacitor filters", 1992 , Kluwer Academic Publishers, Boston (USA).
- [8] J.M. Stevenson, and E. S´anchez-Sinencio," An accurate quality factor tuning scheme for IF and high-Q continuous-Time filters ", IEEE. J. Solid-State Circuits, Vol.33,N° 12,pp.1970-1978, December , 1998.

- [9] P.D. Walker, and M.M. Green, "An Approach to Fully differential circuit design without common-mode feedback", IEEE. Trans. Circuits and Syst.II, Vol 43, N° 11, pp.752-762, November 1996.
- [10] R. Harjani, R. Heineke, and F. Wang, "An Integrated low voltage Class AB CMOS OTA", IEEE. J. Solid State Circuits, Vol. 34, N° 2, pp 134-141, February 1999.
- [11] B.Nauta, "Analoge cmos filters for very high frequencies", 1993, Kluwer Academic Publishers, Norwelle MA02061, USA.
- [12] R. L. Geiger and E. Sánchez-Sinencio, " Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial", IEEE. Circuits and Devices Magazine, Vol. 1, pp.20-32, March 1985.
- [13] W. Tan, A. Karimi-Sanjaani, A. Roithmeier, and A.A. Abidi, "A broad-Band tunable CMOS channel-select Filter for a low-IF Wireless Receiver Farbod Behbahani", IEEE. J. Solid-State Circuits, Vol.35,N° 4, pp.476-488, April 2000.
- [14] E. Sanchez-Sinencio, R.L. geiger, and H. Nevarez-Lozano, "Generation of continuous-time two integrator Loop OTA Filter Structures" , IEEE. Trans. Circuits Syst., Vol 35, N° 8 , pp.936-946, August 1988.