

**Application aux problèmes de  
dimensionnement des circuits électroniques**

---

## 5.1 Introduction

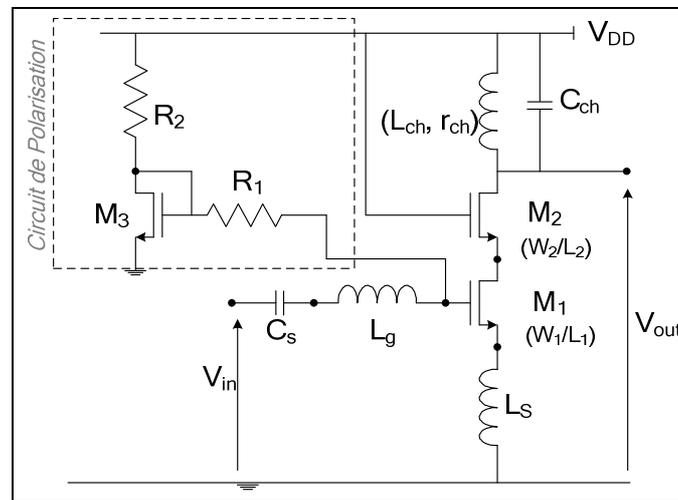
La complexité des circuits intégrés VLSI suit actuellement une évolution exponentielle. Le principal moteur de cette évolution réside dans la diminution régulière de la taille de ses différents composants. D'où l'importance grandissante de l'étape de la conception des circuits intégrés qui constitue une condition nécessaire au développement d'une industrie électronique performante. Les composants analogiques tiennent une part importante dans la conception de ces circuits. En effet, le dimensionnement de ces composants est un facteur important qui agit sur les performances de ces circuits. En revanche, cette opération, généralement lente et complexe, dépend en grande partie de l'expérience et des choix du concepteur. Pour remédier à ce problème, plusieurs approches ont été proposées et qui visent à automatiser cette tâche afin de la simplifier et de l'accélérer par la suite. En effet, un problème de dimensionnement peut être perçu comme étant un problème d'optimisation à variables continues soumis à des contraintes. Les variables de décision sont alors les dimensions des transistors du circuit (c'est-à-dire longueur et largeur), les contraintes dépendent du cahier des charges du circuit. Dans ce qui suit, nous nous proposons d'appliquer LS-TRIBES aux problèmes de dimensionnement des circuits électroniques. Nous considérons deux circuits : l'amplificateur à faible bruit (LNA) et le convoyeur de courant de seconde génération. Ce travail a été effectué en collaboration avec le Laboratoire d'Electronique et des Technologies de l'Information de l'université de Sfax.

## 5.2 Amplificateur faible bruit

L'amplificateur à faible bruit (LNA) est un des blocs fonctionnels de base du système de communication. Le but du LNA est d'amplifier le signal reçu aux niveaux acceptables tout en réduisant au minimum le bruit qui s'ajoute. Dans cette partie, on s'intéresse à la topologie LNA à source commune avec dégénération inductive. Le choix de la structure de l'amplificateur faible bruit dépend directement des performances exigées.

L'amplificateur à source commune avec dégénération inductive présente une grande importance en termes de bruit et de fréquence. En effet, l'utilisation d'un filtre d'adaptation d'impédance à l'entrée ainsi qu'à la sortie permet d'élargir de plus la bande fréquentielle [Andreani et al., 01].

Dans ce qui suit, nous considérons la structure du LNA à source commune avec dégénération inductive, dédié pour la norme UMTS à la fréquence 2.14 GHz. Cette structure est présentée dans la figure 5.1.



**Figure 5.1: LNA source commune avec dégénération inductive dédié à la norme UMTS**

La charge branchée à la sortie est un circuit LC accordé à la fréquence centrale de la norme UMTS. Le transistor  $M_2$  garantit l'isolation entre la sortie et l'entrée de l'étage, aussi il prévient tout problème d'instabilité [Boughariou et al., 10].

La polarisation de l'étage principal est réalisée par le circuit piloté par le transistor  $M_3$ . La résistance  $R_2$  est choisie à partir de la valeur du courant de polarisation. La résistance  $R_1$  assure l'isolation entre le circuit de polarisation et l'amplificateur.

Le LNA à source commune avec dégénération inductive se caractérise essentiellement par l'adaptation d'impédance à l'entrée ainsi qu'à la sortie et par une valeur de gain assurant la fonction principale de l'amplification, outre le bruit et la linéarité.

Le gain de l'amplificateur faible bruit est défini comme étant le rapport entre la tension de sortie et la tension à l'entrée. Ce gain se calcule en utilisant le modèle équivalent petit signal du circuit.

La modélisation de l'adaptation d'impédance à l'entrée, de l'adaptation d'impédance à la sortie et du gain de l'amplificateur se résume dans la modélisation des paramètres  $S$ . Les expressions symboliques des paramètres sont déduites des expressions symboliques des paramètres d'impédance ( $Z$ -paramètres) du LNA, qui sont calculés en utilisant automatiquement un analyseur symbolique [Boughariou et al., 10]. En effet, le paramètre  $S_{11}$  qui est le coefficient de réflexion vu à l'entrée agit directement sur les paramètres existants à l'entrée du LNA. D'autre part, le paramètre  $S_{22}$  qui est le coefficient de réflexion vu à la sortie s'exprime en fonction des éléments constituant le réseau de sortie de l'amplificateur. Par

conséquent, les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  conditionnent l'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie respectivement. La condition d'adaptation d'impédance à l'entrée et à la sortie se résume dans les équations (5.1) et (5.2) :

$$S_{11} < -10 \text{ dB} \quad (5.1)$$

$$S_{22} < -10 \text{ dB} \quad (5.2)$$

D'un autre côté, le paramètre  $S_{21}$  représente le coefficient de transmission de la sortie vers l'entrée. Donc, la modélisation du paramètre  $S_{21}$  revient à modéliser le gain du LNA.

Le tableau 5.1 donne les relations de conversion entre S-paramètres et Z-paramètres :

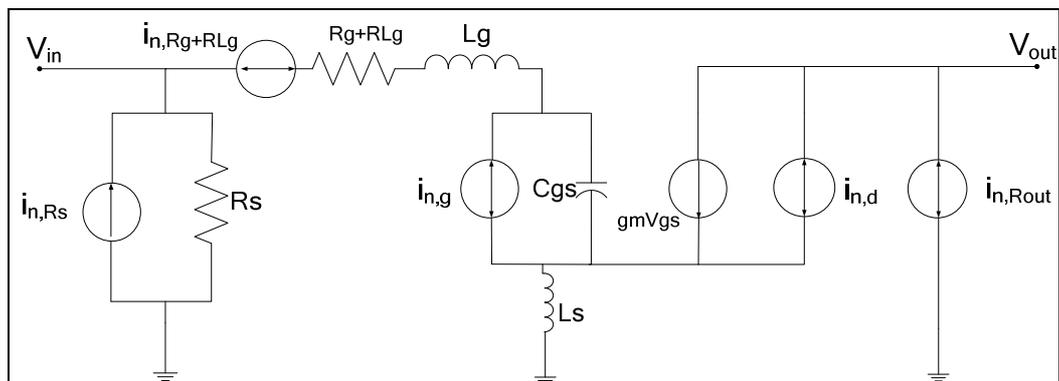
**Tableau 5.1 : Relations de conversion**

S-paramètres	Z-paramètres
$\underline{S}_{11}$	$\frac{(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} Z_{21}}{\Delta Z}$
$\underline{S}_{21}$	$\frac{2Z_{21}Z_0}{\Delta Z}$
$\underline{S}_{22}$	$\frac{(Z_{11} + Z_0)(Z_{22} - Z_0) - Z_{12} Z_{21}}{\Delta Z}$

Avec  $\Delta Z = (Z_{11} + Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} Z_{21}$  ;  $Z_0 = 50\Omega$ .

Les expressions exactes des S-paramètres ne seront pas fournies vu le grand nombre de termes qu'elles contiennent.

En ce qui concerne le bruit, la figure 5.2 présente les principales sources de bruit.



**Figure 5.2: Schéma équivalent de bruit de l'amplificateur faible bruit**

On note que le facteur de bruit à la fréquence de résonance est sous la forme :

$$NF = \frac{\overline{i_{n,o,R}^2} + \overline{i_{n,o,Rg+RL}^2} + \overline{i_{n,o,d}^2} + \overline{i_{n,o,g}^2} + \overline{i_{n,o,corr}^2} + \overline{i_{n,o,Rout}^2}}{\overline{i_{n,o,R}^2}} \quad (5.3)$$

Dans une chaîne de réception RF, le LNA doit répondre à des critères de dimensionnement stricts. Le LNA doit assurer une bonne adaptation d'impédance aussi bien à l'entrée qu'à la sortie, une valeur de gain réalisant la fonction principale d'amplification tout en assurant une valeur de figure de bruit faible. L'adaptation se traduit en termes de paramètres S par  $S_{11} < -10\text{dB}$  pour l'entrée et  $S_{22} < -10\text{dB}$  pour la sortie. Le gain se manifeste par le paramètre  $S_{21}$  et la modélisation détaillée auparavant de la figure du bruit sera considérée.

Le but de cette application est de dimensionner les transistors  $M_1$  et  $M_2$  de l'amplificateur faible bruit afin que celui-ci présente un gain maximal à la fréquence. Dans ce qui suit, nous présentons les résultats obtenus pour la structure de LNA proposée en appliquant les algorithmes TS-TRIBESV1 et SA-TRIBESV1. Nous avons choisi d'appliquer ces deux algorithmes puisqu'ils ont donné les meilleurs résultats (voir Chapitre 4). Une comparaison des résultats théoriques avec les résultats obtenus par le simulateur ADS qui permet de valider l'approche d'optimisation sera aussi détaillée.

Les variables du problème sont les dimensions des transistors  $M_1$  et  $M_2$  et le courant de polarisation avec :

- $L = 0.35\mu\text{m}$
- $W \in [300, 1000] \mu\text{m}$
- $I_d \in [10, 60] \text{mA}$

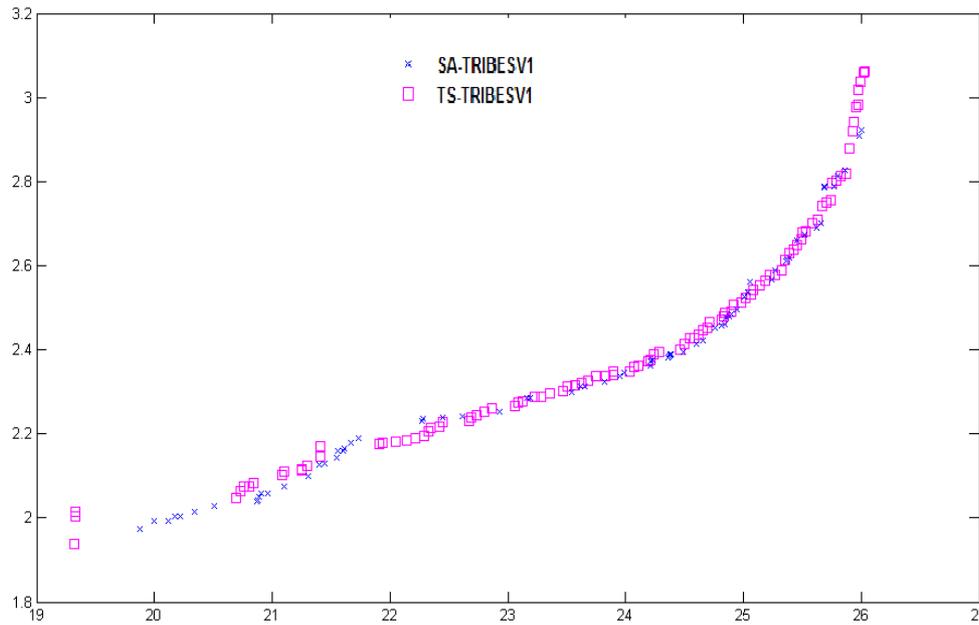
L'approche symbolique [Fakhfakh et al., 10], permettant d'obtenir les expressions symboliques des paramètres Z et par la suite la déduction des paramètres S, est utilisée dans l'approche L S-TRIBESV1 pour l'optimisation des performances de cette structure.

Le tableau 5.2 présente le cahier des charges de cet amplificateur.

**Tableau 5.2 : Cahier des charges du LNA à source commune dédié à la norme UMTS**

$S_{11}$ (dB)	< -10
$S_{21}$ (dB)	> 14
$S_{22}$ (dB)	< -10
NF (dB)	< 4

La figure suivante représente les fronts de Pareto obtenus par les deux algorithmes :



**Figure 5.3 : Résultats d'optimisation du LNA à source commune dédié à la norme UMTS**

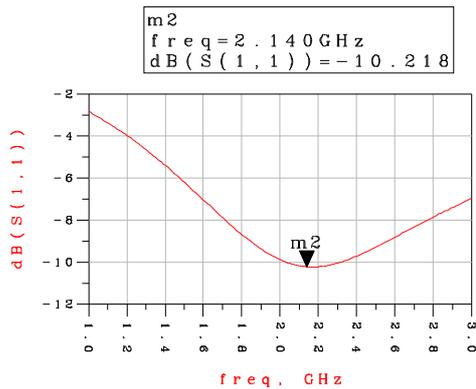
Nous constatons que TS-TRIBESV1 donne le meilleur front, sachant que les critères de comparaison sont la convergence et la largeur du front. Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation qui correspondent aux deux solutions optimales appartenant au front de Pareto trouvé par l'algorithme TS-TRIBESV1. En effet, ces deux solutions correspondent aux deux extrémités du front de Pareto trouvé : la première solution présente le bruit minimal et la deuxième solution présente le gain maximal à la fréquence.

Résultats de simulation de la solution 1 :

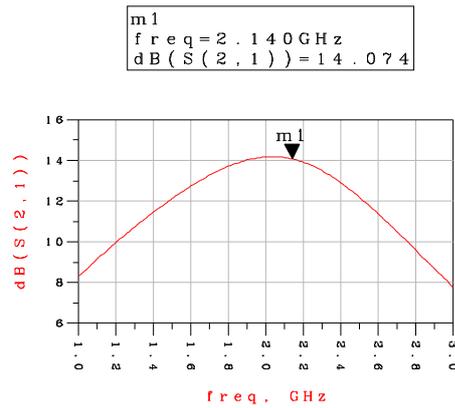
Les dimensions obtenues par la première solution sont affichées dans le tableau 5.3 :

**Tableau 5.3 : Solutions optimales de la première solution du LNA à source commune**

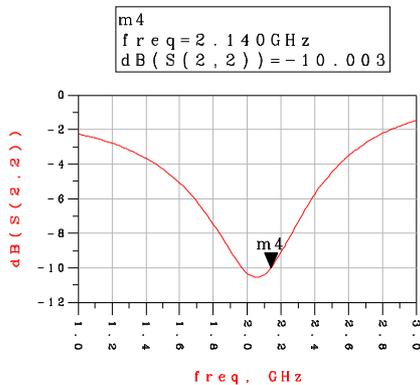
<b>W<sub>1</sub>(<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>L<sub>1</sub>(<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>W<sub>2</sub>(<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>L<sub>2</sub>(<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>W<sub>3</sub>(<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>L<sub>3</sub>(<math>\mu\text{m}</math>)</b>	<b>I<sub>d</sub>(mA)</b>	<b>S21(dB)</b>	19,32
990,18	0,35	520,83	0,35	40,00	0,35	59,80		
<b>C<sub>s</sub>(pF)</b>	<b>L<sub>g</sub>(nH)</b>	<b>L<sub>s</sub>(nH)</b>	<b>L<sub>ch</sub>(nH)</b>	<b>R<sub>ch</sub>(<math>\Omega</math>)</b>	<b>C<sub>ch</sub>(pF)</b>	<b>R<sub>1</sub>(k<math>\Omega</math>)</b>	<b>NF(dB)</b>	1,94
10,00	3,02	0,28	0,82	1,33	7	1,00		



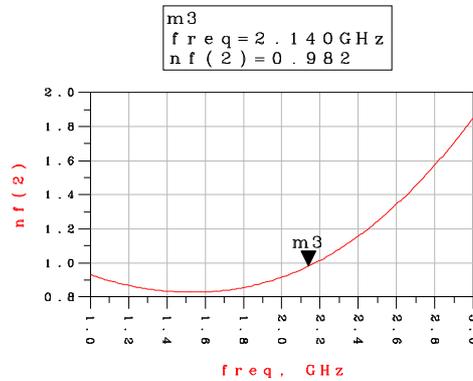
**Figure 5.4: Courbe de simulation  $S_{11}=f(\text{freq})$**



**Figure 5.5: Courbe de simulation  $S_{21}=f(\text{freq})$**



**Figure 5.6: Courbe de simulation  $S_{22}=f(\text{freq})$**



**Figure 5.7: Courbe de simulation  $NF=f(\text{freq})$**

Les résultats de simulation des paramètres  $S$  et de la figure de bruit du LNA dédié à la norme UMTS sont illustrés par les figures 5.4, 5.5, 5.6 et 5.7.

D'après la figure 5.4, nous remarquons que le LNA est bien adapté à l'entrée. La courbe présentée dans la figure 5.5 montre une valeur du gain du LNA de l'ordre de 14.07 dB.

Nous remarquons que le LNA est bien adapté à la sortie vu que  $S_{22} < -10\text{dB}$  (voir Figure 5.6). La figure de bruit est montrée dans la figure 5.7. Elle est de l'ordre de 0,98 dB qui est inférieur à 4 dB.

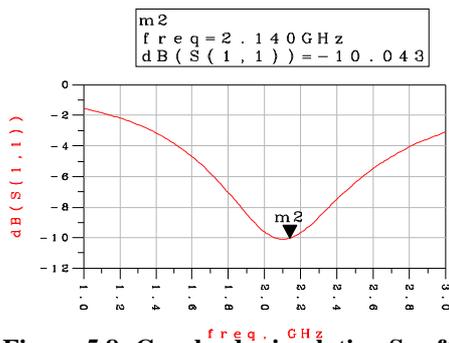
### Résultats de simulation de la solution 2 :

Les dimensions obtenues par la deuxième solution sont affichées dans le tableau 5.4 :

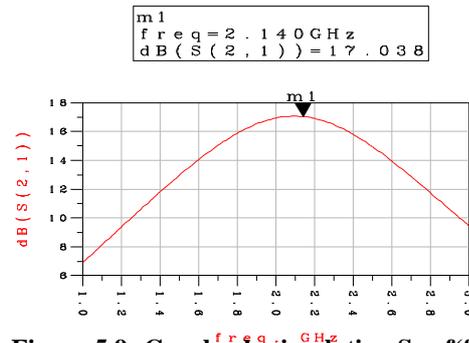
**Tableau 5.4 : Solutions optimales de la deuxième solution du LNA à source commune**

$W_1(\mu\text{m})$	$L_1(\mu\text{m})$	$W_2(\mu\text{m})$	$L_2(\mu\text{m})$	$W_3(\mu\text{m})$	$L_3(\mu\text{m})$	$I_d(\text{mA})$	<b>S21(dB)</b>	26,03
510,96	0,35	933,48	0,35	40,00	0,35	59,97		
$C_s(\text{pF})$	$L_g(\text{nH})$	$L_s(\text{nH})$	$L_{ch}(\text{nH})$	$R_{ch}(\Omega)$	$C_{ch}(\text{pF})$	$R_1(\text{k}\Omega)$	<b>NF(dB)</b>	3,06
10,00	9,93	0,086	0,83	1,27	7	1,00		

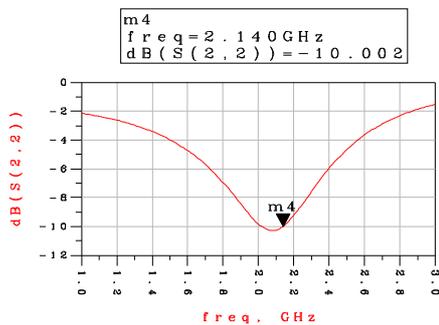
Les résultats de simulation des paramètres S et de la figure du bruit du LNA dédié à la norme UMTS sont illustrés par les figures 5.8, 5.9, 5.10 et 5.11. Ce résultat montre aussi la bonne adaptation du LNA à l'entrée (voir Figure 5.8). La courbe présentée dans la figure 5.9 montre une valeur du gain du LNA de l'ordre de 17,04 dB.



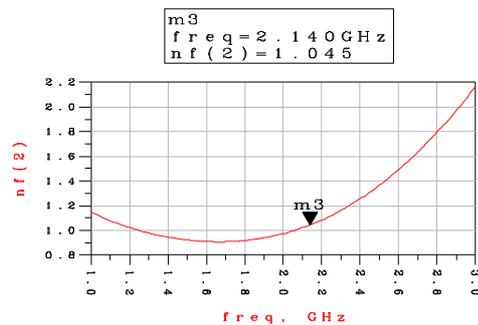
**Figure 5.8: Courbe de simulation  $S_{11}=f(\text{freq})$**



**Figure 5.9: Courbe de simulation  $S_{21}=f(\text{freq})$**



**Figure 5.10: Courbe de simulation  $S_{22}=f(\text{freq})$**



**Figure 5.11: Courbe de simulation  $\text{NF}=f(\text{freq})$**

Le LNA est bien adapté à la sortie vu que  $S_{22} < -10\text{dB}$ . D'après la figure 5.11, nous avons une figure de bruit de l'ordre de 1,05 dB qui vérifie l'exigence imposée par le cahier des charges.

#### Récapitulation et comparaison :

Le tableau 5.5 présente une comparaison entre les résultats théoriques et les résultats de simulation pour les 2 solutions simulées avec ADS.

**Tableau 5.5 : Comparaison entre les résultats théoriques et les résultats de simulation du LNA à source commune**

	<u><i>Solution 1</i></u>		<u><i>Solution 2</i></u>	
	<i>Optimisation</i>	<i>simulation</i>	<i>Optimisation</i>	<i>simulation</i>
<i>S21(dB)</i>	19,32	14,07	26,03	17,04
<i>NF(dB)</i>	1,94	0,98	3,06	1,05

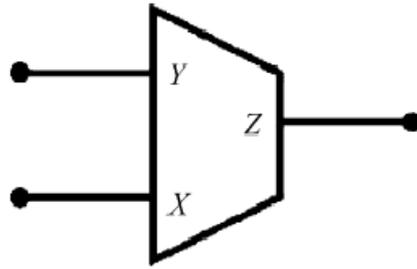
En effectuant une comparaison entre les résultats obtenus par l'approche d'optimisation adoptée et les résultats de simulation, nous constatons la bonne concordance entre les résultats théoriques et les résultats de simulation de la figure de bruit. Ceci montre que l'algorithme d'optimisation TS-TRIBESV1 est performant.

La différence existante entre les valeurs de  $S_{21}$  théoriques et  $S_{21}$  simulées est due aux effets parasites caractérisant les circuits RF et qui ne sont pas pris en considération lors de la modélisation.

En outre, nous avons montré que l'approche adoptée de dimensionnement et d'optimisation permet de faciliter la tâche de la conception de l'amplificateur avec des dimensions à priori optimales.

### **5.3 Convoyeur de courant**

Un convoyeur de courant est un circuit électronique composé de trois ports actifs. La représentation conventionnelle est donnée sur la figure 5.12.



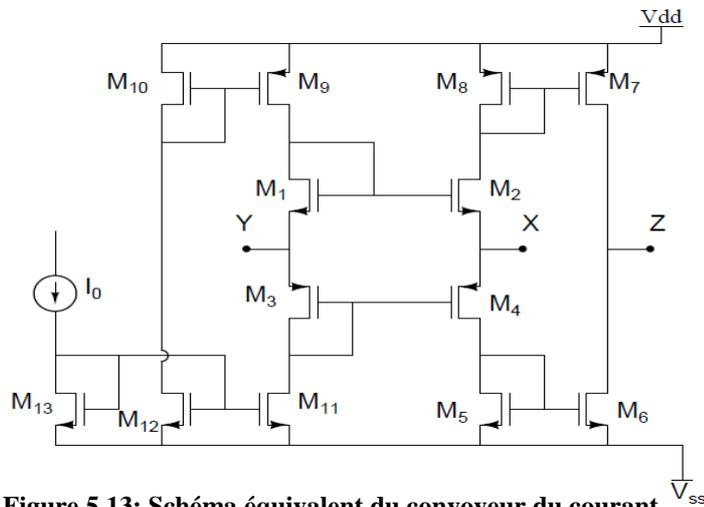
**Figure 5.12: Convoyeur de courant**

Les courants et tensions de ces différentes bornes sont liés par l'équation suivante :

$$\begin{pmatrix} I_Y \\ V_X \\ I_Z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & k_2 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & k_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_Y \\ I_X \\ V_Z \end{pmatrix} \quad (5.4)$$

Dans cette équation,  $k_2$  désigne le type de convoyeur utilisé. En effet, si  $k_2=0$ , alors le convoyeur utilisé est de première génération. Dans le cas contraire, si  $k_2=1$ , alors le convoyeur est de deuxième génération. De plus,  $k_1$  spécifie le transfert de courant entre X et Z. Si  $k_1=-1$ , alors le transfert de courant est négatif. Dans le cas contraire, si  $k_1=1$ , le transfert est positif. Le convoyeur de courant assure les deux fonctions suivantes : suiveur de courant entre X et Z et suiveur de tension entre X et Y.

Le convoyeur de courant de seconde génération utilise une boucle translinéaire [Seevinck, 00]. La figure 5.13 illustre l'exemple d'un convoyeur de courant de seconde génération positif à boucle translinéaire CMOS [Schmid, 00]. Les transistors M1 à M4 constituent la boucle translinéaire qui assure le suivi de tension entre X et Y.  $I_0$  désigne le courant de polarisation et les transistors M9 à M13 représentent des miroirs de courant. Les transistors M5 à M8 servent à reproduire au port Z le courant appliqué au port X (voir Figure 5.13).



**Figure 5.13: Schéma équivalent du convoyeur du courant**

En réalité, le comportement du convoyeur peut être différent du cas idéal. Il y a des composants parasites qui peuvent affecter son comportement. La figure représente ces composants. En pratique, il a été prouvé que le  $R_x$  représente le composant qui a les effets les plus significatifs sur le comportement du convoyeur.

Dans les circuits à haute fréquence, les performances du convoyeur doivent rester en accord avec les choix du concepteur. Pour ce faire, le circuit doit être dimensionné précisément. Dans ce qui suit, nous nous intéressons au problème du dimensionnement du circuit tout en minimisant  $R_x$  et en maximisant la fréquence de coupure  $f_c$ .

L'expression de  $R_x$  a été élaborée dans [Seevinck, 00]. Elle est donnée par l'équation suivante :

$$R_x = \frac{1}{\sqrt{2K_N\left(\frac{W_N}{L_N}\right)(1+\gamma_N V_{DS})I_0} + \sqrt{2K_P\left(\frac{W_P}{L_P}\right)(1+\gamma_P V_{DS})I_0}} \quad (5.5)$$

où  $\gamma_N, \gamma_P, K_N = 0,9386.10^{-8}$  et  $K_P = 0,3476.10^{-6}$  sont des paramètres liés à la technologie des transistors (AMS 0,35  $\mu\text{m}$ ).  $I_0 = 100 \mu\text{A}$  est le courant de polarisation et  $V_{DS}$  est la tension drain-source des transistors.  $W_N$  et  $L_N$  sont respectivement la largeur et la longueur des transistors NMOS.  $W_P$  et  $L_P$  sont respectivement la largeur et la longueur des transistors PMOS.

L'expression de la fréquence de coupure  $f_c$  ne sera pas présentée vu le grand nombre de termes qu'elle contient.

Les transistors opèrent en mode saturation. Ce qui induit un certain nombre de contraintes :

$$\frac{V_{DD}}{2} - V_{TN} - \sqrt{\frac{I_0}{K_N \frac{W_N}{L_N}}} > \sqrt{\frac{I_0}{K_P \frac{W_P}{L_P}}} \quad (5.6)$$

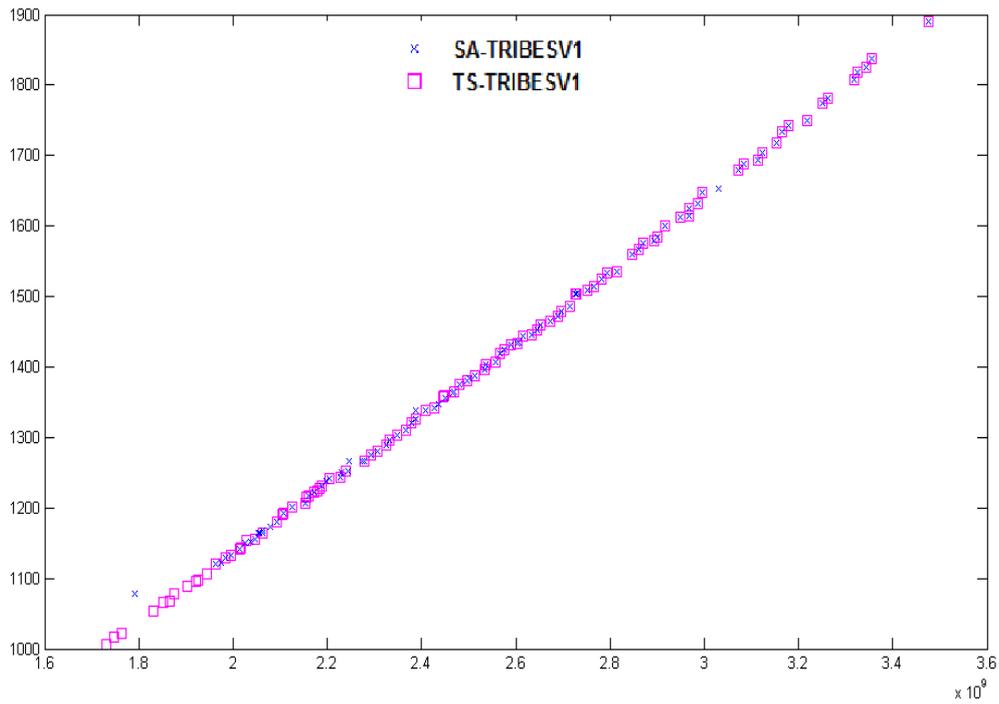
$$\frac{V_{DD}}{2} - V_{TP} - \sqrt{\frac{I_0}{K_P \frac{W_P}{L_P}}} > \sqrt{\frac{I_0}{K_N \frac{W_N}{L_N}}} \quad (5.7)$$

où  $V_{TN} = 0,4655 \text{ V}$  et  $V_{TP} = 0,617 \text{ V}$  sont des paramètres inhérents à la technologie utilisée ;  $V_{DD}$  est la source de tension de 2,5 V.

Le but est de minimiser  $R_x$  et de maximiser  $f_c$  en fonction des dimensions des transistors  $W_N, L_N, W_P$  et  $L_P$  tout en respectant les contraintes de saturation et en respectant les contraintes matérielles suivantes :

$$35.10^{-8} \leq L_N, L_P \leq 45.10^{-8} \quad (5.8)$$

$$1.10^{-6} \leq W_N, W_P \leq 30.10^{-6} \quad (5.9)$$



**Figure 5.14 : Résultats de l'optimisation du CCII+**

Résultats de simulation du convoyeur de courant CCII+ :

La figure 5.14 présente les fronts trouvés par TS-TRIBESV1 et SA-TRIBESV1. Nous constatons que TS-TRIBESV1 donne le meilleur front du point de vue distribution et largeur de front.

Nous présentons, par la suite, les résultats de simulation qui correspondent aux deux solutions optimales présentant les extrémités du front trouvées par l'algorithme TS-TRIBESV1.

Le tableau 5.6 présente les conditions de simulations:

**Tableau 5.6 : Conditions de simulation du CCII+**

<b>Technologie</b>	0.35 $\mu$ m CMOS AMS
<b>Tension d'alimentation (<math>V_{SS}/V_{DD}</math>)</b>	-2,5V/2,5V
<b>Courant de polarisation (<math>I_0</math>)</b>	100 $\mu$ A

Résultats de simulation de la solution 1 :

**Tableau 5.7 : Dimensions optimales du CCII+ de la première solution**

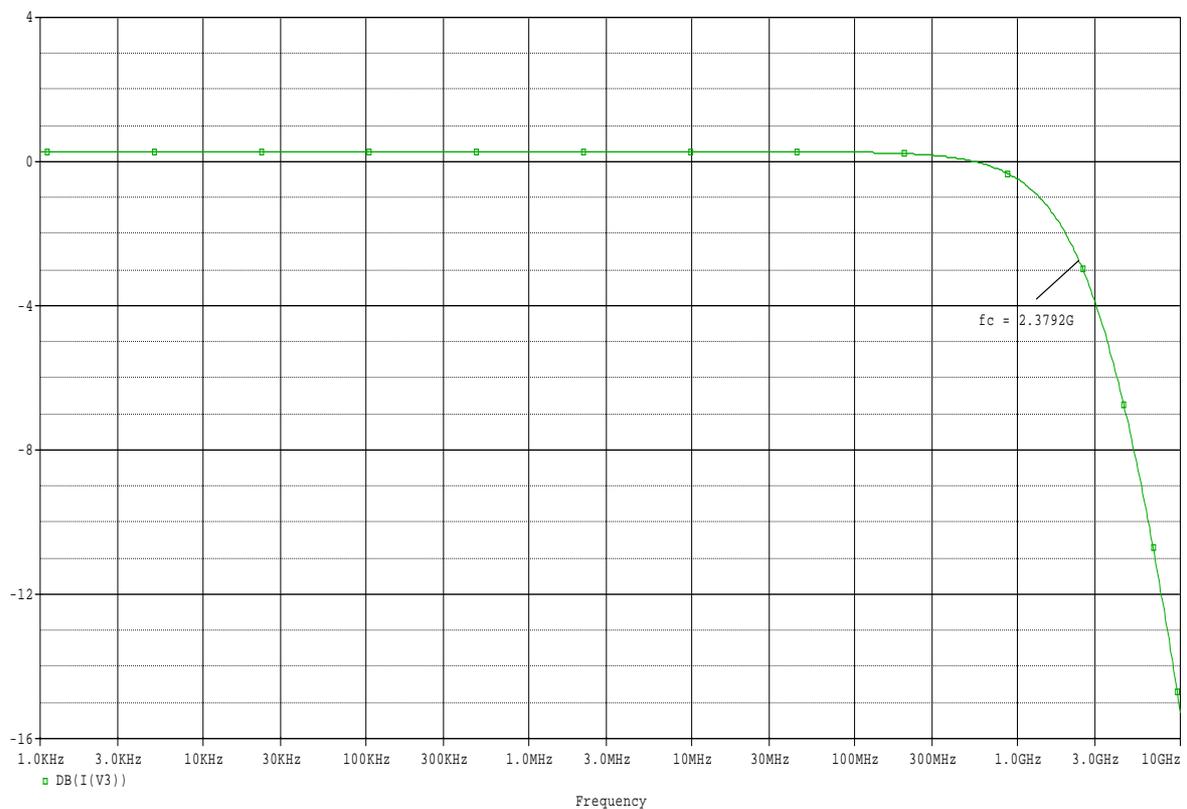
$L_N(\mu m)$	$L_P(\mu m)$	$W_N(\mu m)$	$W_P(\mu m)$	$f_c(GHz)$	$R_x(\Omega)$
0,59	0,35	2,24	3,88	3,48	1889,99

D'après les figures de simulation, on obtient une résistance  $R_x$  égale à 1,9882K $\Omega$  et une fréquence  $f_c$  égale à 2,3792GHz.

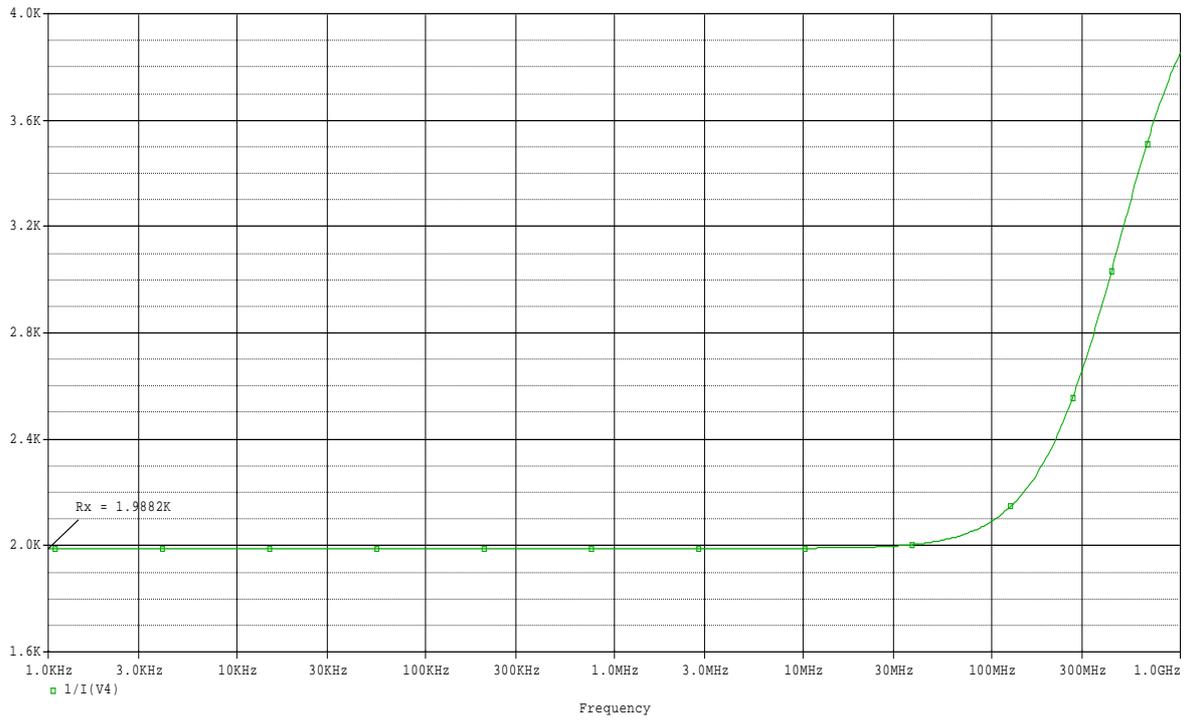
Résultats de simulation de la solution 2 :

**Table 5.8 : Dimensions optimales du CCII+ de la deuxième solution**

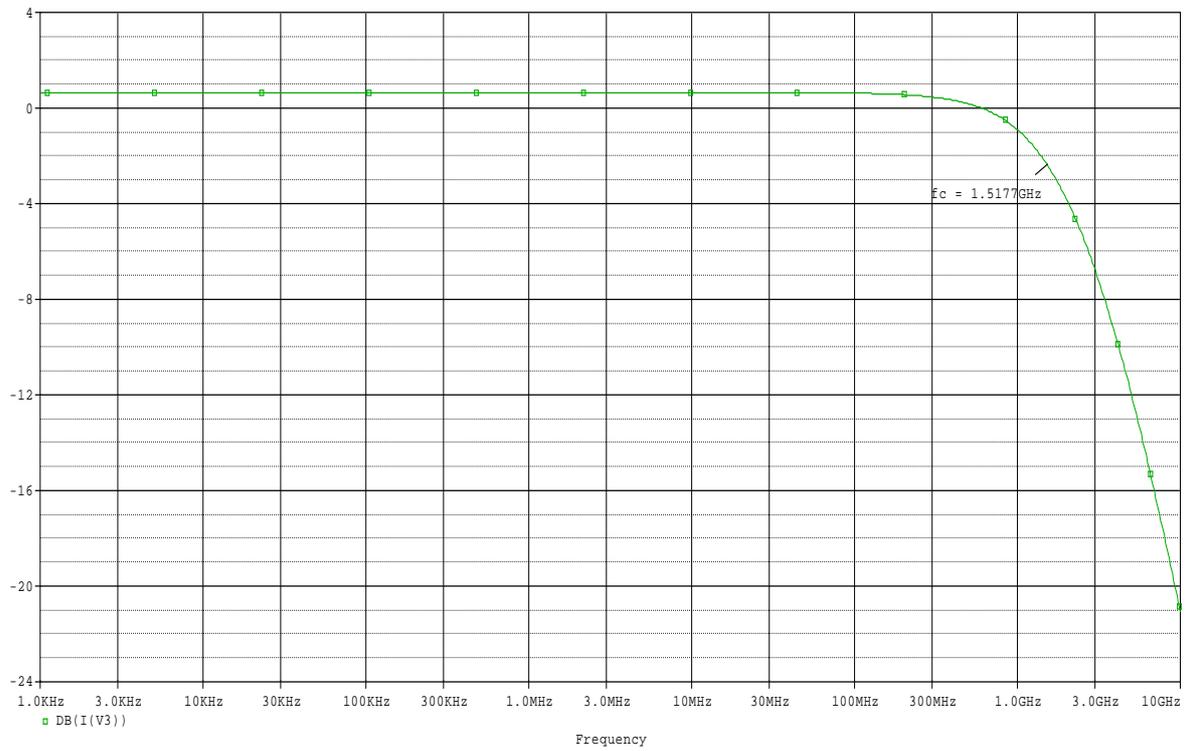
$L_N(\mu m)$	$L_P(\mu m)$	$W_N(\mu m)$	$W_P(\mu m)$	$f_c(GHz)$	$R_x(\Omega)$
0.59	0,35	8	13,86	1,73	1006,17



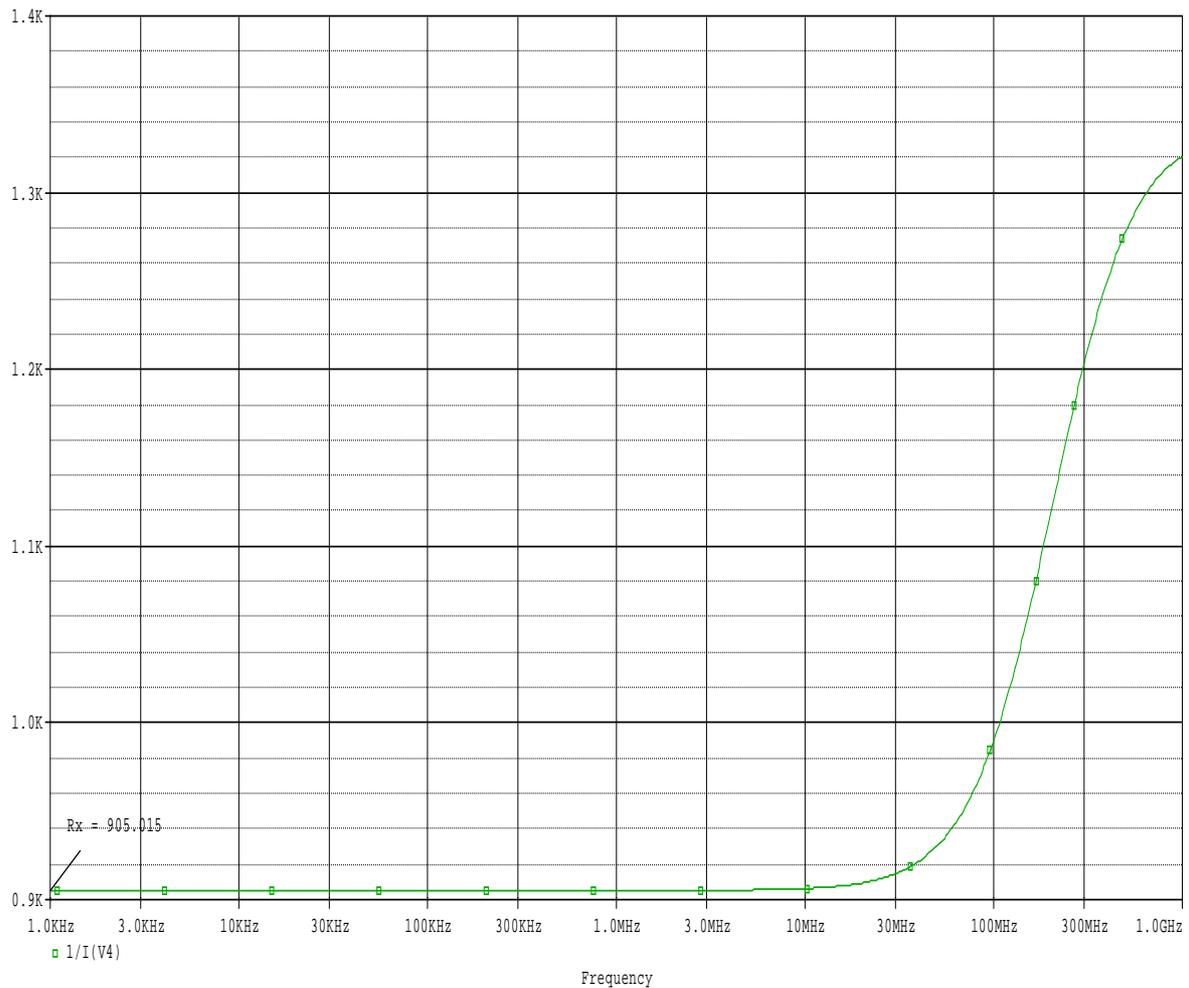
**Figure 5.15 : Courbe du gain en courant entre les ports X et Z du CCII+ ( $I_z/I_x$ )dB= f(freq)) de la première solution**



**Figure 5.16 : Résultat de simulation de la résistance  $R_x$  du CCII+ ( $R_x(\Omega) = f(\text{freq})$ )  
de la première solution**



**Figure 5.17 : Courbe du gain en courant entre les ports X et Z du CCII+ ( $I_z/I_x \text{dB} = f(\text{freq})$ )  
de la deuxième solution**



**Figure 5.18 : Résultat de simulation de la résistance  $R_x$  du CCI+ ( $R_x(\Omega) = f(\text{freq})$ ) de la deuxième solution**

Après simulation, nous obtenons une résistance  $R_x$  égale à 905,015  $\Omega$  et une fréquence égale à 1,5177GHz.

#### Récapitulation et comparaisons :

Le tableau 5.9 présente une comparaison entre les résultats théoriques et les résultats de simulation pour les deux solutions optimales présentant les extrémités du front de Pareto trouvées par l'algorithme TS-TRIBESV1.

Nous remarquons que les résultats de simulation sont proches des résultats théoriques calculés précédemment. Cela prouve que l'algorithme TS-TRIBESV1 est performant même dans le cas d'une application qui est assez complexe puisqu'elle présente des contraintes.

**Tableau 5.9 : Comparaison entre les résultats théoriques et les résultats de simulation du CCII+**

	<i>Solution 1</i>		<i>Solution 2</i>	
	<i>Optimisation</i>	<i>Simulation</i>	<i>Optimisation</i>	<i>Simulation</i>
$f_c$ (Ghz)	3,48	2,3792	1,73	1,5177
$R_x$ ( $\Omega$ )	1889,99	1988,2	1006,17	905,015

## 5.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié l'application de TS-TRIBESV1 et SA-TRIBESV1 au problème de dimensionnement des circuits électroniques. Sachant que les performances de ces circuits sont fortement dépendantes des dimensions de leurs transistors, le choix des dimensions est alors une étape déterminante. Réellement, il n'existe pas de méthode automatique pour résoudre ce genre de problèmes. En effet, la résolution est une tâche fastidieuse qui dépend de l'expérience de l'expert. Dans ce chapitre, nous avons montré que l'utilisation des métaheuristiques représente une bonne alternative pour la résolution de ces problèmes tout en assurant un bon compromis entre la qualité des solutions trouvées et le temps de calcul. Pour ce faire, nous avons étudié deux problèmes : le circuit LNA et le convoyeur de courant de deuxième génération. Les résultats trouvés montrent que nos algorithmes sont capables de résoudre efficacement des problèmes assez complexes.